

ANIS CÉZAR CHEHAB NETO

**RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO DE 26kW, TRÊS
NÍVEIS, UNIDIRECIONAL, FATOR DE POTÊNCIA
UNITÁRIO E ALTO RENDIMENTO PARA
APLICAÇÃO EM CENTRAIS DE
TELECOMUNICAÇÃO**

**FLORIANÓPOLIS
2002**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO DE 26kW, TRÊS
NÍVEIS, UNIDIRECIONAL, FATOR DE POTÊNCIA
UNITÁRIO E ALTO RENDIMENTO PARA
APLICAÇÃO EM CENTRAIS DE
TELECOMUNICAÇÃO**

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

ANIS CÉZAR CHEHAB NETO

Florianópolis, Abril de 2002

*À Deus,
Por todos os momentos que achei que não fosse conseguir
e você me ergueu com suas mãos santas,
e me mostrou que somente a fé no seu filho amado, Jesus,
nos dá vitória em qualquer das mais grandes batalhas.*

*“O cavalo prepara-se para a batalha, mas do Senhor vem a vitória.”
Pv 21:31*

*Aos meus pais Tadeu e Eliane,
Aos meus irmãos Daniell e Danielle,
que juntos formam o que há de mais valioso nesta vida: Minha Família!*

*“Desceu a chuva, transbordaram os rios, sopraram os ventos e deram contra aquela casa;
contudo, ela não caiu, porque estava edificada sobre a rocha.” Mt 7:24*

*Papai e Mamãe, obrigado pela luta diária que vocês têm para manter firmes sobre a rocha
as sementes plantados em nossa família: o amor, a união, o respeito, a honestidade, a
humildade, **a educação** etc...*

Dedico este trabalho a vocês, pois a semente plantada gerou bom fruto!

*Aos meus avós maternos Carlos Augusto e Maria José,
Aos meus avós paternos Anís e Emília,
exemplos de caráter, sabedoria e humildade...*

A uma pessoa especial, Camila.

Obrigado por fazer parte da minha vida e por ter acreditado, mesmo nos momentos em que o tempo não passava, a solidão se tornava cada vez mais presente e a angústia tomava conta do coração, que tudo isto um dia passaria e nós voltaríamos a estar juntos e felizes, como hoje...

Te amo!

*Aos amigos Cleanto, Lisiêr e Jorge André,
Obrigado pelo carinho, respeito e confiança que têm por mim...*

AGRADECIMENTOS

À CAPES e ao povo brasileiro que provêm recursos em defesa de uma universidade pública e de qualidade.

Ao Prof. Ivo Barbi pela impecável orientação e pela satisfação de tê-lo como amigo. Agradeço também pela oportunidade que tive de lecionar a disciplina de Eletrônica de Potência II (Laboratório) e de participar de outros projetos, sob sua orientação, contribuindo bastante para minha formação pessoal e profissional.

Aos Profs. Alexandre Ferrari de Souza, Arnaldo José Perin, Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick, Hari Bruno Mohr e João Carlos dos Santos Fagundes pela amizade e vontade de passar a frente seus conhecimentos.

Ao Prof. Eduardo Dechamps pelas importantes contribuições dadas à versão final deste trabalho;

Aos Profs. Fernando Antunes e Ruth Leão por terem me guiado durante o curso de graduação, pela dedicação que têm pelo ensino e pelo cuidado que sempre manifestaram por seus alunos.

A todos os técnicos do INEP, representados por Luis Marcellus Coelho, Antônio Luís Pacheco, Felipe, Tiago, Rafael pela amizade e ajuda indispensável em laboratório; A todos os demais funcionários representados pelas amigas Dulcemar Borges e Patrícia Schimitt pela amizade, ajuda e apoio durante todo o Mestrado.

Aos meus companheiros de Mestrado: Alessandro Luiz Batschauer, Anderson Alves, Claudinei Simão, Clóvis Antônio Petry, Deivis Borgonovo, Denise Gerardi, Fabiana da Silveira Cavalcante, Jair Urbanetz Jr., Luiz Cláudio Souza dos Santos, Mauro Tavares

Peraça e Victor Leonardo Yoshimura por toda luta que passamos juntos, pelas noites em claro, pelos jogos de futebol, pelas discussões técnicas, pelos momentos de filosofia, pelas gargalhadas, pelas diversões, pelo companheirismo, pelo afeto.....Obrigado, vocês foram nota 10!

Aos amigos doutorandos e mestrandos que compartilharam com nossa turma vários momentos bons e alegres...

À Prof^ª. Fabiana Pöttker, pela amizade e pelo exemplo de pessoa e profissional que demonstrou ser durante este projeto de mestrado... sem sua ajuda e paciência acredito que as dificuldades teriam sido muito maiores e este trabalho não teria tido tanta qualidade.

Ao meu grande amigo Everton Ferret dos Santos, meu companheiro de apartamento e de INEP. Agradeço pela pessoa tão especial que você é e pela família maravilhosa que você tem. Um forte abraço....

Aos amigos Wail e Denise por todas as idéias que trocamos e momentos que passamos juntos...

Aos meus queridos amigos da Igreja Renascer em Cristo e Betesda.

Aos meus queridos amigos Marquinhos, Isabel, Waldéria, Mauro, Márcia, Monique, Sra. Maria Luiza e Sr. Joaquim, os quais me acolheram com muito carinho durante minha permanência em Florianópolis.

Aos amigos Cícero, Michele, Andréia e família.....pessoas fantásticas....agradeço por terem permitido que eu fizesse parte de um pedacinho de suas vidas...

Aos amigos e atuais companheiros de trabalho da Microsol, agradeço por esta oportunidade de trabalho que me deram e pelo carinho e respeito que todos vocês têm por mim.

Com carinho, Anis Chehab.

BIOGRAFIA DO AUTOR

ANIS CÉZAR CHEHAB NETO nasceu em Fortaleza - CE no dia 18 de outubro de 1977. Prestou o concurso Vestibular em 1994 e foi aprovado na Universidade Federal do Ceará - UFC para o curso de Engenharia Elétrica, concluindo o mesmo em 1999. No mesmo ano cursou um semestre letivo na *Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universidad Politécnica de Madrid - UPM*, através de um convênio firmado entre ambas as universidades. Em março de 2000 ingressou no programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, nível de Mestrado, da Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC. Orientado pelo Prof. Ivo Barbi, obteve o grau de Mestre em Engenharia, em Abril de 2002, na área de Eletrônica de Potência.

Em Março de 2002 foi convidado a trabalhar na Microsol Tecnologia Ltda, indústria cearense de estabilizadores e *no-breaks*, como Engenheiro de Desenvolvimento, onde se mantém ligado profissionalmente até a presente data.

É membro do Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos – IEEE e da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência – SOBRAEP.

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

**RETIFICADOR PWM TRIFÁSICO DE 26kW, TRÊS NÍVEIS,
UNIDIRECIONAL, FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO E
ALTO RENDIMENTO PARA APLICAÇÃO EM CENTRAIS
DE TELECOMUNICAÇÃO**

ANIS CÉZAR CHEHAB NETO

ABRIL/2002

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr.
Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: conversor *Boost*, retificador trifásico, correção de fator de potência, *snubber* passivo não-dissipativo, comutação suave e minimização de perdas.
Número de Páginas: 211

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo de um retificador para aplicação em centrais de telecomunicação. Além da elevada potência processada (26kW), outras características tornam este trabalho um grande desafio: entrada trifásica e sem ponto neutro, utilização de um conversor três níveis com fator de potência unitário e alto rendimento. A topologia do retificador não foi encontrada antes na literatura e a técnica de controle para correção do fator de potência em retificadores monofásicos é aplicada nesta topologia. Também é apresentado o estudo detalhado de um *snubber* passivo não-dissipativo que possibilita a entrada em condução dos interruptores quase ZCS e o bloqueio quase ZVS. De forma a validar todo o estudo teórico, faz-se um projeto completo do retificador e monta-se em laboratório um protótipo. Resultados de simulação também são apresentados.

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

**26kW THREE-PHASE PWM RECTIFIER, THREE-LEVEL,
ONE DIRECTION POWER FLOW, UNIT POWER FACTOR
AND HIGH EFFICIENCY FOR TELECOMMUNICATION
APPLICATION**

ANIS CÉZAR CHEHAB NETO

APRIL/2002

Advisor: Prof. Ivo Barbi, Dr.

Area of Concentration: Power Electronic.

Keywords: Boost converter, three-phase rectifier, power factor correction, non-dissipative passive snubber, soft commutation and losses reduction.

Number of Pages: 211

ABSTRACT: This work presents the study of a rectifier for telecommunication applications. Besides the high power processed (26kW), other aspects make this research a great challenge, such as: three-phase input without neutral point, use of a three-level converter with unit power factor and high efficiency. The rectifier topology was not found in literature and the power factor correction control technique used in single-phase rectifier is also applied to the three-phase topology. It is also presented a detailed study for a non-dissipative turn-on turn-off passive snubber. To validate all the theoretical study, a design procedure for the complete rectifier circuit, simulation and practical results are presented.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	xvi
INTRODUÇÃO GERAL.....	1
CAPÍTULO 1.....	5
Uma Nova Topologia de Retificador Trifásico de Três Níveis.....	5
1.1 Introdução.....	5
1.2 Origem da topologia.....	5
1.3 Descrição dos diferentes setores em que o conversor opera e dos consequentes estados topológicos para um setor escolhido	11
1.4 Circuito equivalente para cada estado topológico.....	13
1.4.1 Circuito equivalente do estado topológico 1	13
1.4.2 Circuito equivalente do estado topológico 2	15
1.4.3 Circuito equivalente do estado topológico 3	16
1.4.4 Circuito equivalente para os estados topológicos 4 e 5	18
1.4.5 Circuito equivalente para o estado topológico 6	19
1.4.6 Circuito equivalente do estado topológico 7	20
1.4.7 Circuito equivalente do estado topológico 8	22
1.5 Dedução da expressão para o cálculo das indutâncias <i>Boost</i>	23
1.6 Obtenção das funções de transferência necessárias à escolha dos controladores das malhas de controle	26
1.6.1 Malha de corrente	26
1.6.2 Malha de tensão do barramento.....	30
1.6.3 Malha de balanceamento da tensão	32
1.6.4 Diagrama de blocos do circuito de controle e uma breve descrição do seu funcionamento.....	34
1.7 Conclusão	36
CAPÍTULO 2.....	38
Estudo da comutação e proposta de um <i>snubber</i> passivo não dissipativo	38
2.1 Introdução.....	38

2.2 Os fenômenos que ocorrem durante uma comutação e a origem do <i>snubber</i> passivo não dissipativo	38
2.2.1 Entrada em condução do interruptor.....	39
2.2.2 Bloqueio do interruptor.....	46
2.3 Inserção do <i>Snubber</i> na célula de comutação do retificador e análise de suas etapas de funcionamento.....	52
2.3.1 Etapas de Funcionamento	52
2.3.2 Equacionamento de cada etapa de operação	59
2.3.3 Validação do equacionamento.....	71
2.4 Conclusão	72
CAPÍTULO 3.....	73
Estudo das restrições de operação do <i>snubber</i> e obtenção de ábacos e equações para o dimensionamento do estágio de potência.....	73
3.1 Introdução	73
3.2 Restrições de operação do <i>snubber</i>	73
3.2.1 Restrição da sétima etapa.....	76
3.2.2 Restrição da oitava etapa.....	78
3.3 obtenção de ábacos para a escolha dos componentes passivos do <i>snubber</i>	79
3.3.1 Tempo de atuação do <i>snubber</i> durante a entrada em condução do interruptor.....	82
3.3.2 Tempo de atuação do <i>snubber</i> durante o bloqueio do interruptor.....	83
3.3.3 Tempo máximo disponível para a atuação do <i>snubber</i> durante a entrada em condução do interruptor	84
3.3.4 Tempo máximo disponível para a atuação do <i>snubber</i> durante o bloqueio do interruptor.....	86
3.3.5 Fatores que guiam a escolha do parâmetro “x”	90
3.4 Obtenção de equações para o dimensionamento de todos os componentes do estágio de potência.....	92
3.4.1 Indutor <i>boost</i> (L_1)	93
3.4.2 Indutor do <i>snubber</i> (L_{a1} e L_{b1}).....	93
3.4.3 Interruptor <i>boost</i> (S_{a1} e S_{b1}) e seus diodos em antiparalelo (D_{a1} e D_{b1}).....	94
3.4.4 Diodo <i>boost</i> (D_1 e D_2).....	97

3.4.5	Diodo auxiliar do <i>snubber</i> (D_{a11} e D_{a41}).....	98
3.4.6	Diodo auxiliar do <i>snubber</i> (D_{a21} e D_{a51}).....	99
3.4.7	Diodo auxiliar do <i>snubber</i> (D_{a31} e D_{a61}).....	100
3.4.8	Diodo da célula de comutação (D_{c1} e D_{d1}).....	102
3.4.9	Capacitor do <i>snubber</i> (C_{s11} e C_{s21}).....	103
3.4.10	Capacitor do <i>snubber</i> (C_{a11} e C_{a21}).....	104
3.5	Conclusão	105
CAPÍTULO 4.....		106
Metodologia e Exemplo de Projeto.....		106
4.1	Introdução	106
4.2	Representação em blocos do sistema a ser projetado.....	106
4.3	Exemplo de Projeto	108
4.3.1	Especificação.....	108
4.3.2	Projeto do estágio de potência.....	108
4.3.2.1	Indutores <i>Boost</i>	109
4.3.2.2	Componentes passivos do <i>Snubber</i>	116
4.3.2.3	Diodos do <i>Snubber</i>	126
4.3.2.4	Diodos da célula de comutação.....	129
4.3.2.5	Diodos <i>boost</i>	130
4.3.2.6	Interruptores <i>Boost</i>	132
4.3.2.7	Capacitores de saída	134
4.3.2.8	Dissipador	135
4.3.3	Projeto dos sensores de tensão e corrente	138
4.3.3.1	Sensores <i>Hall</i> de corrente	138
4.3.3.2	Sensores <i>Hall</i> de tensão	140
4.3.3.3	Transformador de sincronismo	142
4.3.3.4	Estimativa do rendimento do retificador	143
4.3.4	Projeto do estágio de controle e comando.....	144
4.3.4.1	Componentes externos ao UC3854B	145
4.3.4.2	Controlador da malha de balanceamento da tensão nos capacitores de saída	155

4.3.4.3	Retificadores de precisão, Somadores, Amplificadores Não-Inversor, Amplificadores Inversor e Seguidores de Tensão.....	155
4.3.5	Projeto do circuito de pré-carga dos capacitores de saída e do <i>driver</i>	157
4.4	Conclusão	164
CAPÍTULO 5.....		166
Resultados de simulação e experimentais		166
5.1	Introdução	166
5.2	Apresentação do circuito simulado e do protótipo montado em laboratório.....	166
5.3	Resultados de simulação e experimental.....	169
5.4	Aspectos construtivos.....	178
5.5	Conclusão	179
CONCLUSÃO GERAL		180
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		185

SIMBOLOGIA

Símbolos utilizados no equacionamento:

Símbolo	Descrição	Unidade
θ	Instante elétrico da tensão ou corrente de entrada	°
β	Relação entre V_C e V_{1pico}	-
ΔI_1	Ondulação na corrente de entrada	A
ΔD	Perturbação na razão cíclica	-
ΔI_1^*	Perturbação na corrente de entrada	A
ΔI_o	Perturbação na corrente total de carga	A
ΔV_o	Perturbação na tensão total de saída	V
ΔT	Elevação de temperatura	°C
$\Delta B_{bmax}, \Delta B_{smax}$	Variação máxima da densidade de fluxo magnético	T
Δt	Intervalo de tempo	s
ΔV_{omax}	Ondulação máxima da tensão de saída	%
η	Rendimento	%
η_g	Rendimento global estimado	%
μ_o	Permeabilidade magnética do ar	H/m
μ_b, μ_s	Permeabilidade magnética relativa do núcleo	-
ϕ	Fluxo magnético	Wb
ρ_{cub}, ρ_{cus}	Resistência por unidade de comprimento	Ω/cm
A_s	Comprimento do núcleo EE	cm
$(A_e A_w)_b, (A_e A_w)_s$	Produto das áreas calculado para escolha do núcleo	cm ²
$A_e A_{wb}, A_e A_{ws}$	Produto das áreas do núcleo	cm ²
A_{wb}, A_{ws}	Área efetiva da janela do núcleo	cm ²
A_{eb}, A_{es}	Área transversal do núcleo	cm ²
a_b	Altura do núcleo toroidal	mm
A_{sb}, A_{ss}	Área da superfície do núcleo	cm ²
A_{Lb}, A_{Ls}	Valor relativo de indutância	H/1000esp
A_{cub}, A_{cus}	Área necessária de cobre	cm ²
A_{cuf}, A_{cufs}	Área do condutor de cobre	cm ²
a_1, a_2, a_3	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	-
A	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	-

B_s	Metade da altura do núcleo EE	cm
B	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	-
B_{bmax}, B_{smax}	Máxima densidade de fluxo magnético	T
C_{eq}	Capacitor equivalente de saída	F
C_a, C_s	Capacitores do <i>snubber</i>	F
C_{a11}, C_{s11}	Capacitores do <i>snubber</i> referente à fase 1	F
C	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	-
C_s	Espessura do núcleo EE	cm
C_1, C_2	Capacitores de saída	F
C_{iss}	Capacitância de entrada do interruptor <i>boost</i>	F
D_1, D_2	Diodos <i>boost</i> referente à fase 1	-
D_{a1}, D_{b1}	Diodos intrínsecos dos interruptores da fase 1	-
D	Razão cíclica instantânea	-
d_{max}	Diâmetro máximo do condutor devido ao efeito <i>skin</i>	cm
D_{1s}, D_{2s}, D_{3s}	Diodos do <i>snubber</i>	-
D_{a11}, D_{a41}	Diodos do <i>snubber</i> referente à fase 1	-
D_{a21}, D_{a51}	Diodos do <i>snubber</i> referente à fase 1	-
D_{a31}, D_{a61}	Diodos do <i>snubber</i> referente à fase 1	-
D_{c1}, D_{d1}	Diodos da célula de comutação referente à fase 1	-
$(di/dt)_{max}$	Derivada de corrente máxima nos interruptores	A/ μ s
$(dv/dt)_{max}$	Derivada de tensão máxima sobre os interruptores	V/ μ s
D_b	Diâmetro externo do núcleo toroidal	mm
d_b	Diâmetro interno do núcleo toroidal	mm
D_s	Altura da metade da janela do núcleo EE	cm
di_D/dt	Taxa de decrescimento da corrente no diodo <i>boost</i>	A/ μ s
E_s	A_s - comp. das pernas externa do núcleo	cm
f_s, f_{ch}	Frequência de comutação	Hz
f_r	Frequência da rede elétrica	Hz
F_s	Comprimento da perna central do núcleo EE	cm
G_{pvt}	Função de transferência da planta da tensão total	-
G_{pmb}	Função de transferência da planta de balanceamento	-
G_{pi}	Função de transferência da planta de corrente	-
$H_{i1,2,3}$	Função de transferência do controlador de corrente	-

H_{vt}	Função de transferência do controlador da tensão total	-
H_{mb}	Função de transferência do controlador de balanceamento	-
H_1, H_2, H_3	Sensores <i>hall</i> de corrente de cada fase de entrada	-
H_4, H_5	Sensores <i>hall</i> de tensão dos capacitores de saída	-
I_1, I_2, I_3	Corrente eficaz em cada fase de entrada	A
I_o	Corrente total média na carga	A
I_m	Corrente média no ponto central dos cap. de saída	A
I_S, I_{Sa1}	Corrente instantânea no interruptor <i>boost</i> S ou S_{a1}	A
I_{Sa1med}	Corrente média no interruptor S_{a1}	A
I_{Sa1ef}	Corrente eficaz no interruptor S_{a1}	A
I_{Sa1max}	Corrente de pico no interruptor S_{a1}	A
I_{RRM}	Corrente de pico de recuperação reversa	A
I_D, I_{D1}	Corrente instantânea no diodo <i>boost</i> D ou D_1	A
I_{D1med}	Corrente média no diodo D_1	A
I_{D1ef}	Corrente eficaz no diodo D_1	A
I_{D1max}	Corrente de pico no diodo D_1	A
I_{La1}	Corrente instantânea no indutor L_{a1} do <i>snubber</i>	A
I_{La1ef}	Corrente eficaz no indutor L_{a1}	A
I_{La1max}	Corrente de pico no indutor L_{a1}	A
I_{La1min}	Corrente mínima no indutor L_{a1}	A
I_{L1ef}	Corrente eficaz no indutor <i>boost</i> L_1	A
I_{L1max}	Corrente de pico no indutor <i>boost</i> L_1	A
I_{Da1med}	Corrente média no diodo intrínseco D_{a1} do <i>Mosfet</i>	A
I_{Da1ef}	Corrente eficaz no diodo intrínseco D_{a1} do <i>Mosfet</i>	A
I_{Da1max}	Corrente de pico no diodo intrínseco D_{a1} do <i>Mosfet</i>	A
$I_{Da11med}$	Corrente média no diodo D_{a11} do <i>snubber</i>	A
I_{Da11ef}	Corrente eficaz no diodo D_{a11} do <i>snubber</i>	A
$I_{Da11pico}$	Corrente de pico no diodo D_{a11} do <i>snubber</i>	A
$I_{Da21med}$	Corrente média no diodo D_{a21} do <i>snubber</i>	A
I_{Da21ef}	Corrente eficaz no diodo D_{a21} do <i>snubber</i>	A
$I_{Da21pico}$	Corrente de pico no diodo D_{a21} do <i>snubber</i>	A
$I_{Da31med}$	Corrente média no diodo D_{a31} do <i>snubber</i>	A
I_{Da31ef}	Corrente eficaz no diodo D_{a31} do <i>snubber</i>	A
$I_{Da31pico}$	Corrente de pico no diodo D_{a31} do <i>snubber</i>	A

I_{Dd1med}	Corrente média no diodo D_{d1} da célula de comutação	A
I_{Dd1ef}	Corrente eficaz no diodo D_{d1} da célula de comutação	A
I_{Dd1max}	Corrente de pico no diodo D_{d1} da célula de comutação	A
I_{Cs11ef}	Corrente eficaz no capacitor C_{s11} do <i>snubber</i>	A
I_{Ca11ef}	Corrente eficaz no capacitor C_{a11} do <i>snubber</i>	A
$I_{I_{max}}$	Corrente máxima em cada fase	A
$I_{I_{min}}$	Corrente a partir da qual o <i>snubber</i> opera corretamente	A
I_{C1ef}	Corrente eficaz nos capacitores de saída	A
J_{bmax}, J_{smax}	Máxima densidade de corrente	A/cm ²
k_{wb}, k_{ws}	Fator de ocupação da janela do núcleo	-
K	Relação entre $I_{I_{min}}$ e $I_{I_{max}}$	-
L_1, L_2, L_3, L	Indutores <i>boost</i>	H
L_b	Indutor <i>boost</i> representado por um único núcleo	H
L_s	Indutor do <i>snubber</i>	H
L_{a1}, L_{b1}	Indutores do <i>snubber</i> da fase 1	H
L_{mb}, L_{ms}	Comprimento do caminho magnético do núcleo	Cm
L_s	Comprimento das pernas externas do núcleo EE	Cm
M_s	Comprimento da janela do núcleo	Cm
M_G	Margem de ganho de uma função de transferência	dB
M_F	Margem de fase de uma função de transferência	°
N_s	Número de indutores conectados em série	-
N_b, N_s	Número de espiras	-
N_{wb}, N_{ws}	Número de condutores em paralelo	-
P_{execb}	Possibilidade de construção do indutor	-
P_{Lb}, P_{L123}	Perdas totais no indutor ou grupo de indutores	W
P_{cb}, P_{cs}	Perdas no núcleo	W
P_o	Potência total de carga	W
P_{cub}, P_{cus}	Perdas no cobre	W
$P_{Da14x}, P_{Da25x},$	Perda nos diodos do <i>snubber</i>	W
P_{Da36x}		
P_{D1}	Perda nos diodos <i>boost</i>	W
P_{st}	Perda total em todos os semicondutores	W
P_{C12}	Perda nos capacitores de saída	W
P_{Cs}, P_{Ca}	Perda nos capacitores do <i>snubber</i>	W

P_{Dcdx}	Perda nos diodos da célula de comutação	W
P_{Sabx}	Perda nos interruptores <i>boost</i>	W
P_g	Perdas totais estimadas no retificador	W
Q_{rr}	Carga armazenada na junção <i>pn</i> do diodo <i>boost</i>	C
Q	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	Ω
R_{eq}	Resistência equivalente de carga	Ω
R_g	Resistência de gate	Ω
R	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	-
R_{ccb}, R_{ccs}	Resistência de um feixe de condutores elementares	Ω
RSE_{Cs}	Resistência série equivalente do capacitor C_{s11} do <i>snubber</i>	Ω
RSE_{Ca}	Resistência série equivalente do capacitor C_{a11} do <i>snubber</i>	Ω
RSE_{C1}	Resistência série equivalente do capacitor C_1	Ω
R_{jcDa11}	Resistência térmica entre junção e cápsula do diodo D_{a11}	$^{\circ}C/W$
R_{jaDa11}	Resistência térmica entre junção e ambiente do diodo D_{a11}	$^{\circ}C/W$
R_{chDa11}	Resistência térmica entre cápsula e dissipador do diodo D_{a11}	$^{\circ}C/W$
$R_{ds(on)}$	Resistência em condução do <i>Mosfet</i>	Ω
S_{a1}, S_{b1}	Interruptores <i>boost</i> referente à fase 1	-
S	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	-
T	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	-
T_s, T_{ch}	Período de comutação	s
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa	s
t	Variável tempo	s
T_a	Temperatura ambiente	$^{\circ}C$
T_j	Temperatura de junção dos semicondutores	$^{\circ}C$
T_h	Temperatura do dissipador	$^{\circ}C$
U	Variável utilizada na resolução da equação de 3º grau	-
V_1, V_2, V_3	Tensão eficaz em cada fase da rede	V
V_{C1}, V_{C2}, V_C	Tensão média em cada saída do retificador	V
V_o	Tensão média total no barramento de saída	V
V_{gs}	Tensão instantânea entre gate e emissor do interruptor <i>boost</i>	V
V_{ds}, V_{Sa1}	Tensão instantânea entre dreno e emissor do interruptor <i>boost</i>	V
V_{Sa1max}	Tensão máxima sobre o interruptor S_{a1}	V
V_{th}	Tensão de <i>threshold</i> do interruptor <i>boost</i>	V

V_{sat}	Queda de tensão em condução do interruptor <i>boost</i>	V
V_{D1}	Tensão reversa instantânea no diodo <i>boost</i>	V
V_c	Tensão gerada pelo circuito de comando	V
V_{Cs11}	Tensão instantânea no capacitor C_{s11} do <i>snubber</i>	V
V_{Ca11}	Tensão instantânea no capacitor C_{a11} do <i>snubber</i>	V
V_{Da1max}	Tensão reversa máxima no diodo D_{a1} intrínseco a S_{a1}	V
$V_{Da11max}$	Tensão reversa máxima no diodo D_{a11} do <i>snubber</i>	V
$V_{Da21max}$	Tensão reversa máxima no diodo D_{a21} do <i>snubber</i>	V
$V_{Da31max}$	Tensão reversa máxima no diodo D_{a31} do <i>snubber</i>	V
V_{Dd1max}	Tensão reversa máxima no diodo D_{d1} da célula de comutação	V
$V_{Cs11max}$	Tensão máxima no capacitor C_{s11} do <i>snubber</i>	V
$V_{Ca11max}$	Tensão máxima no capacitor C_{a11} do <i>snubber</i>	V
V_{Lnom}	Tensão nominal eficaz de linha	V
V_{Lmin}	Tensão mínima eficaz de linha	V
V_{Lmax}	Tensão máxima eficaz de linha	V
V_{1pico}	Tensão de pico de fase da rede	V
V_{eb}, V_{es}	Volume efetivo do núcleo magnético	cm ³
V_{dDa11}	Queda de tensão direta no diodo D_{a11} do <i>snubber</i>	V
ω_s	Frequência angular de ressonância entre L_{a1} e C_{s11}	rad
ω_a	Frequência angular de ressonância entre L_{a1} e C_{a11}	rad
ω	Frequência angular de ressonância entre L_{a1} , C_{a11} e C_{s11}	rad
ω	Frequência angular	rad
WTL_b, WTL_s	Comprimento médio de uma espira	cm
x	Relação entre os capacitores do <i>snubber</i>	-
Z_s	Impedância característica do par L_{a1} e C_{s11}	Ω
Z_a	Impedância característica do par L_{a1} e C_{a11}	Ω
Z_{La1p}	Impedância indutiva parametrizada referente a L_{a1}	Ω
Z_{Cs11p}, Z_{Cs11p}	Impedância capacitiva parametrizada referente a C_{s11} e C_{a11}	Ω

Acrônimos e Abreviaturas:

	Significado
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
CA-CC	Corrente Alternada – Corrente Contínua
<i>Mosfet</i>	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>
EMI	<i>Eletromagnetic Interference</i>
CI	Circuito Integrado
SI	Sistema Internacional de Medidas

Símbolos utilizados para referenciar elementos de circuito:

Símbolo	Descrição
C	Capacitor
L	Indutor
Q	Transistor
R	Resistor
S	Interruptor
D	Diodo
TR	Transformador
V	Fonte de Tensão
I	Fonte de Corrente
PB	<i>Push Bottom</i>
U	Amplificador Operacional ou <i>Driver</i>

Símbolos de unidade de grandeza física (SI):

Símbolo	Unidade
Ω	Ohm

A	Ampère
F	Farad
H	Henry
Hz	Hertz
m	Metro
s	Segundo
T	Tesla
Wb	Weber
V	Volt
W	Watt
rad	Radianos
°	Graus
dB	Decibel

INTRODUÇÃO GERAL

As fontes chaveadas começaram a ser desenvolvidas na década de 60, para serem empregadas nos programas espaciais. O objetivo era substituir as fontes reguladas convencionais, do tipo linear, que são volumosas, pesadas e dissipativas, por fontes compactas e de alto rendimento.

Com o avanço da microeletrônica e com a necessidade cada vez maior de se produzir equipamentos compactos e de baixo consumo, as fontes chaveadas começaram a ser empregadas generalizadamente. Pode-se destacar as seguintes aplicações: Informática, Telecomunicações, Eletrodomésticos, Equipamentos Médicos, Satélites etc. [1]

A utilização generalizada de equipamentos com características não-lineares, tais como retificadores eletrônicos de potência, ou conversores estáticos CA-CC, nos setores industriais, comerciais e mesmo residenciais do mundo inteiro, tende a provocar distorção harmônica das correntes drenadas da rede elétrica, bem como baixo fator de potência. Tem-se como resultado a crescente tendência de poluição harmônica (com problemas associados de interferências eletromagnéticas e radioelétricas) e o desperdício de energia nas linhas das empresas fornecedoras de energia elétrica. [2]

Como se podem perceber em ambas as citações apresentadas acima, características como: volume e peso, rendimento, fator de potência, interferência eletromagnética e custo são preocupações constantes dentro das indústrias e centros de pesquisa que desenvolvem produtos para diversas aplicações em eletrônica de potência. O grau de importância dado a cada uma destas características é função das exigências de mercado.

Neste trabalho se propõe estudar um dos estágios de uma fonte para telecomunicação (ou unidade retificadora - UR) resultado de uma consultoria realizada para uma empresa.

A UR proposta é apresentada na Fig. 1.

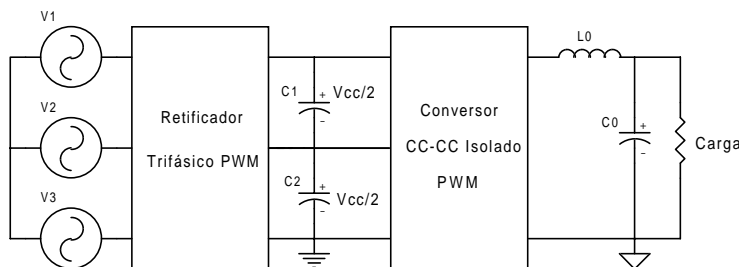


Fig. 1 – Ilustração de uma UR trifásica.

Como se pode perceber, a UR apresentada é composta por alguns blocos, onde cada um exerce uma função no sistema completo.

As fontes V_1 , V_2 e V_3 representam a rede elétrica. O retificador, juntamente com os capacitores C_1 e C_2 , tem a finalidade de converter uma tensão alternada em contínua. O conversor CC-CC isolado tem a finalidade de isolar eletricamente a carga da rede elétrica e adaptar o nível de tensão que deve ser disponibilizado à carga. O filtro de saída composto por L_o e C_o proporciona à UR uma característica de fonte de corrente na saída, o que é de extrema importância já que a carga, na realidade, é um banco de baterias.

Os esforços realizados neste trabalho são concentrados no estudo teórico e implementação prática do retificador trifásico PWM. A partir do título deste trabalho: *Retificador PWM Trifásico de 26kW, Três Níveis, Unidirecional, Fator de Potência Unitário e Alto Rendimento para Aplicação em Centrais de Telecomunicação*, é válido justificar e discutir todas estas características desejadas.

Retificador PWM Trifásico de 26kW: A potência do retificador foi uma especificação exigida pelo cliente. No mercado de telecomunicações é comum o uso de unidades retificadoras monofásicas em paralelo para o abastecimento de cargas de elevada potência. Porém, a partir de estudos realizados, o custo de fabricação de uma unidade retificadora diminui com o aumento da potência processada. Isto implica em dizer que uma única UR que processe toda a potência de carga pode ter seu custo bem menor do que a utilização de várias UR's em paralelo para suprir a mesma potência. O fato de o retificador ser trifásico se deve à elevada potência processada. A confiabilidade não é discutida neste trabalho, apesar de que é comum o uso de fontes redundantes no mercado de telecomunicações. A modulação utilizada para o comando dos interruptores é do tipo PWM. O estudo teórico deste retificador é apresentado no capítulo 1.

Três Níveis: Como especificação também estabelecida pelo cliente, a tensão de linha da rede elétrica pode variar entre 452,5V e 749,5V de pico. Tendo-se em mente que o retificador trifásico em estudo é baseado na célula de comutação do conversor *Boost*, a tensão na saída do retificador deve ser maior do que 749,5V. A escolha de um único capacitor de saída no retificador leva ao uso de interruptores e diodos com tensão de ruptura na ordem de 1200V. Porém, como se sabe, quanto maior a tensão de ruptura, maior é a resistência em condução ou queda de tensão dos semicondutores utilizados, assim como o custo. Isto provoca um aumento significativo das perdas em condução, refletindo

também no aumento do volume de dissipador. De forma a reduzir a tensão sobre cada semicondutor à metade da tensão total de saída, utiliza-se um retificador três níveis, tendo como filtro de saída dois capacitores com ponto central conectado ao sistema.

Não são muitas as topologias de retificadores trifásicos de três níveis utilizadas no mercado. Uma delas é citada em [3] e [4]. Neste trabalho apresenta-se uma nova topologia que atenda a estas duas características e não necessite do neutro de entrada.

Unidirecional: As normas de telecomunicação exigem que o fluxo de energia seja sempre da fonte para a carga, logo a unidirecionalidade dos interruptores empregados é uma característica desejada.

Fator de Potência Unitário: Como se sabe, o uso do pré-regulador *Boost* com modulação PWM e técnica de controle por *Valor Médio Instantâneo da Corrente* é uma solução já difundida no mercado para correção de fator de potência em retificadores monofásicos. Esta mesma técnica é aplicada ao retificador trifásico.

Alto Rendimento: Com o intuito de minimizar o tamanho dos indutores (pré-determinado pelo cliente) e capacitores, adotou-se uma frequência de comutação elevada: 70kHz. Isto aliado à elevada potência processada resulta em elevadas perdas de comutação. Para minimizar este problema, pode-se utilizar circuitos de auxílio à comutação chamados: *Snubbers Passivos Não-Dissipativos*. Estes têm a finalidade, a depender do tipo de *snubber* empregado, de reduzirem as derivadas de tensão e corrente durante as comutações do interruptor, tornando-as quase ZVS (*Zero Voltage Switching*), no bloqueio, ou quase ZCS (*Zero Current Switching*), na entrada em condução. Além do mais são formados basicamente por indutores, capacitores e diodos. Alguns exemplos de *snubbers* são apresentados em [4] - [11], cada um com suas vantagens e desvantagens. Escolheu-se para estudo o *snubber* apresentado em [4], [5], [9] e [10] pois apresenta um reduzido número de componentes e auxilia tanto a entrada em condução quanto o bloqueio do interruptor. Nos capítulos 2 e 3 faz-se um estudo detalhado sobre o funcionamento, o equacionamento e uma metodologia precisa de projeto para este *snubber* inserido na célula de comutação do retificador em estudo. Outros pontos relevantes para a obtenção de um elevado rendimento são: a tecnologia empregada do interruptor, a qualidade dos materiais magnéticos, paralelismo de semicondutores, etc.

Apesar de todas estas características desejadas, o foco deste trabalho concentra-se no estudo minucioso do circuito *snubber* na busca de uma metodologia precisa de projeto que

torne simples e confiável o uso do mesmo em retificadores de elevada potência.

No capítulo 4 apresenta-se a especificação do retificador e realiza-se o projeto do mesmo. Já no capítulo 5 apresentam-se resultados de simulação e experimentais de um protótipo implementado em laboratório.

CAPÍTULO 1

UMA NOVA TOPOLOGIA DE RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS

1.1 INTRODUÇÃO

O primeiro passo para o estudo do sistema proposto é definir o estágio de potência a ser utilizado e conhecer suas particularidades. São muitos os tipos de retificadores trifásicos conhecidos no mercado. Não faz parte do objetivo deste trabalho o estudo comparativo entre estas diversas topologias, apesar de que se levaram em conta todas características desejadas e a necessidade de uma topologia não patenteada para a escolha da mesma. Os principais objetivos deste capítulo são listados abaixo:

- Discussão sobre a origem da topologia do retificador proposto para estudo;
- Apresentação da técnica de controle a ser empregada;
- Obtenção de uma expressão para o cálculo dos indutores de entrada;
- Obtenção das funções de transferência para o estudo das malhas de controle;
- Descrição do funcionamento de cada malha de controle e a interação entre elas.

1.2 ORIGEM DA TOPOLOGIA

Antes de apresentar-se esta nova topologia do retificador trifásico, é importante saber uma das linhas de raciocínio seguido para a obtenção deste conversor.

Deseja-se um conversor CA-CC, trifásico, de três níveis e com elevado fator de potência. Um esboço desta idéia é mostrado na Fig. 1.1 e Fig. 1.2.

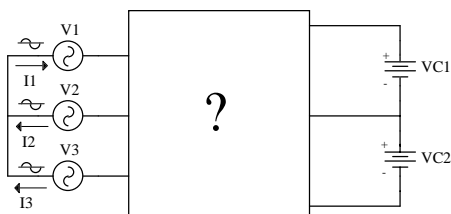


Fig. 1.1 – Esboço da idéia inicial.

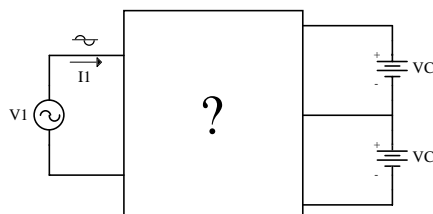


Fig. 1.2 – Equivalente monofásico da idéia inicial.

As tensões de saída V_{C1} e V_{C2} devem ser iguais e reguladas. A corrente de entrada deve possuir um formato senoidal. A solução mais difundida no mercado para correção do fator de potência em retificadores monofásicos, possibilitando uma tensão de saída regulada, é o uso do conversor *Boost* como pré-regulador de tensão.

A partir da Fig. 1.2, pode-se pensar no emprego de dois pré-reguladores operando da seguinte maneira: no semiciclo positivo da tensão da rede, um deles opera junto à fonte V_{C1} e no semiciclo negativo, o outro opera junto à fonte V_{C2} . Tais soluções são mostradas nas Fig. 1.3 e Fig. 1.4. Estes conversores podem ser agrupados como mostrado na Fig. 1.5.

A tecnologia escolhida para os interruptores S_{a1} e S_{b1} depende de alguns fatores: potência processada, frequência de comutação, perdas e custo, podendo ser escolhidas tecnologias do tipo *Mosfet* ou *IGBT*. A tecnologia *Mosfet* possui um diodo intrínseco. Desta forma, de modo a tornar o circuito da Fig. 1.5 independente da tecnologia do interruptor empregado, insere-se os diodos D_{a1} e D_{b1} com o intuito de verificar a influência dos mesmos no funcionamento do conversor, como mostrado na Fig. 1.6.

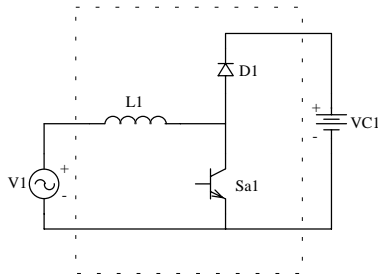


Fig. 1.3 - Solução para o semiciclo positivo.

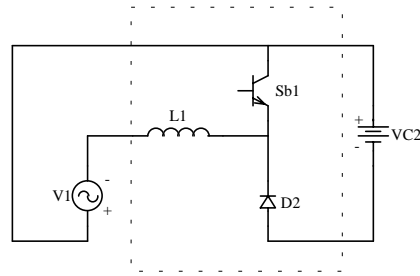


Fig. 1.4 - Solução para o semiciclo negativo.

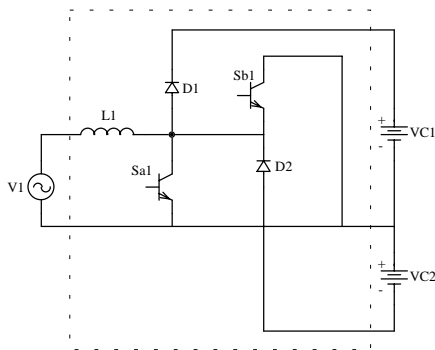


Fig. 1.5 – Agrupamento das soluções.

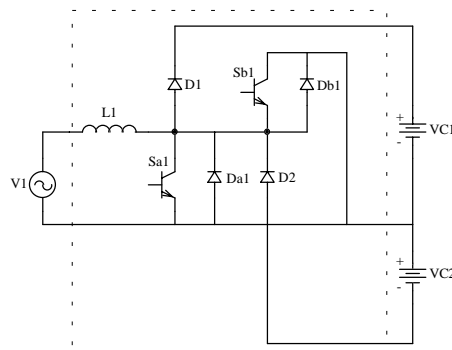


Fig. 1.6 – Inserção dos diodos intrínsecos.

A inserção destes diodos altera o funcionamento do conversor da Fig. 1.5.

Para o semiciclo positivo da tensão de entrada, supõe-se que o interruptor S_{a1} é comandado a bloquear. Espera-se que o diodo D_1 seja polarizado diretamente e haja entrega de energia para a fonte V_{C1} . Porém, neste mesmo instante, o diodo D_{b1} também se encontra polarizado diretamente, proporcionando um caminho de menor impedância visto pela fonte de entrada e impossibilitando a entrega de energia para a carga. Uma maneira de solucionar este problema é inserir o diodo D_{c1} entre o catodo de D_{b1} e o ponto médio dos capacitores de saída, como mostrado na Fig. 1.7.

Já para o semiciclo negativo, quando S_{b1} é comandado a bloquear, D_{a1} se encontra polarizado diretamente e impede o fornecimento de energia para a fonte V_{C2} , através do diodo D_2 , pelo mesmo motivo comentado antes. A maneira de solucionar este problema é desconectar o emissor do interruptor S_{a1} da fonte de entrada, como mostrado na Fig. 1.8.

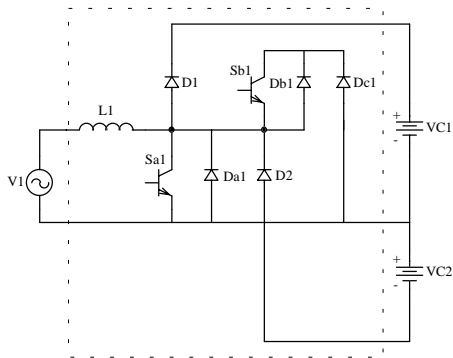


Fig. 1.7 – Inserção do diodo D_{c1} .

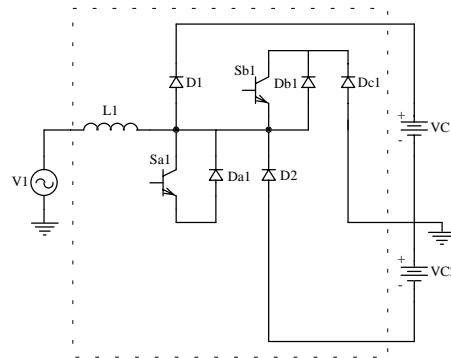


Fig. 1.8 – Rompimento da conexão entre o emissor de S_{a1} e a fonte de entrada.

Após estas modificações, surge um novo problema. Quando S_{a1} é comandado a conduzir durante o semiciclo positivo (ver Fig. 1.8), não há caminho para que o indutor L_1 seja magnetizado. Logo, faz-se necessário criar um caminho, através da inserção do diodo D_{d1} entre o emissor do interruptor S_{a1} e a fonte de entrada, como mostrado na Fig. 1.9. D_1 e D_2 podem ser reposicionados sem alterar o funcionamento do circuito, como mostrado na Fig. 1.10. Ambos os retificadores apresentados nas Fig. 1.9 e Fig. 1.10 são topologias novas, porém somente o segundo foi escolhido para ser estudado e implementado, já que neste, ao contrário da topologia apresentada na Fig. 1.9, a tensão sobre o diodo *Boost* é limitada à metade da tensão total de barramento.

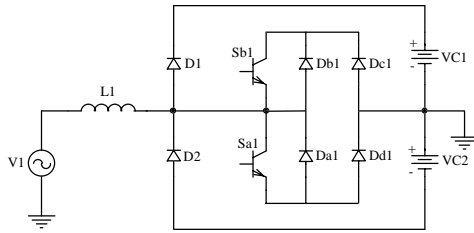


Fig. 1.9 – Inserção do diodo D_{d1} .

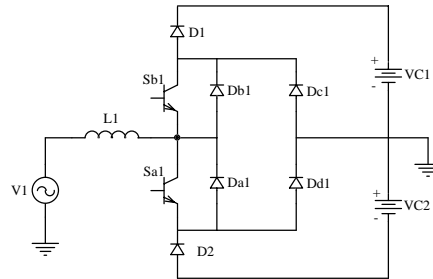


Fig. 1.10 – Equivalente monofásico do retificador trifásico proposto para estudo

São descritas as etapas de operação para o semiciclo positivo da rede, sendo análogo para o semiciclo negativo. Considera-se todos os componentes como sendo ideais.

1ª Etapa de operação: Os interruptores S_{a1} e S_{b1} são comandados a conduzir. O interruptor S_{a1} conduz a corrente de entrada e o indutor L_1 é magnetizado, fazendo com que a corrente de entrada cresça linearmente. Neste intervalo, a carga é alimentada pelos capacitores de saída. Esta etapa é mostrada na Fig. 1.11.

2ª Etapa de operação: Os interruptores S_{a1} e S_{b1} são comandados a bloquear. O diodo D_1 é polarizado diretamente. Neste intervalo, há entrega de energia da fonte de entrada para a carga V_{C1} . O indutor L_1 é desmagnetizado, fazendo com que a corrente de entrada decresça linearmente. Esta etapa é mostrada na Fig. 1.12.

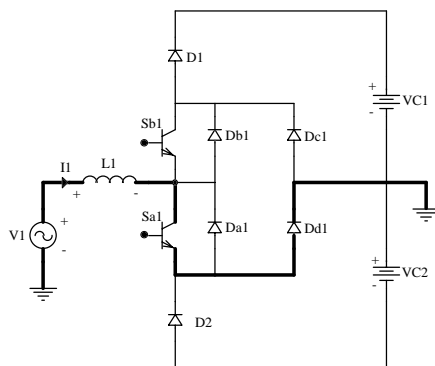


Fig. 1.11 – Primeira etapa de operação para o semiciclo positivo da rede.

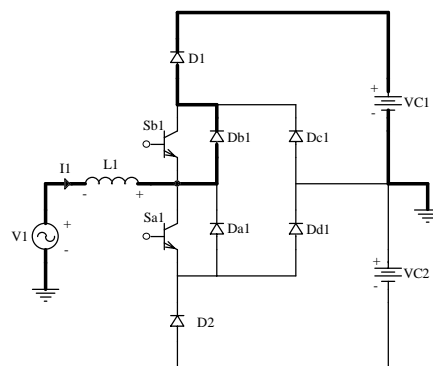


Fig. 1.12 – Segunda etapa de operação para o semiciclo positivo da rede.

O tempo de condução dos interruptores é dado pelo circuito de controle, de modo que o indutor L_1 se magnetize e se desmagnetize seguindo uma envoltória senoidal. Na

Fig. 1.13 é ilustrada a corrente de entrada durante o semiciclo positivo da rede. Verifica-se a presença de uma componente na frequência de comutação, mostrada na Fig. 1.14.

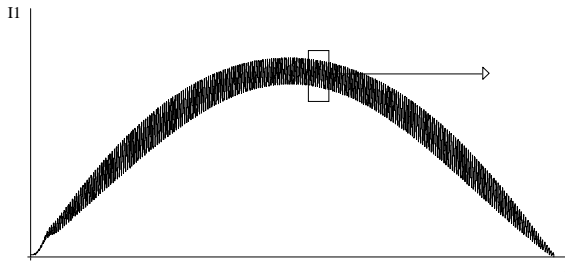


Fig. 1.13 - Ilustração da corrente de entrada para o semiciclo positivo da rede.

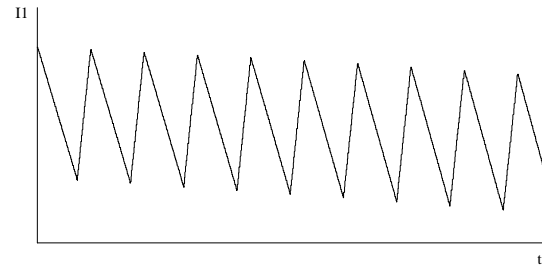


Fig. 1.14 - Detalhe da corrente de entrada durante o semiciclo positivo da rede.

O equivalente trifásico com neutro do conversor apresentado na Fig. 1.10 pode ser definido como sendo três conversores monofásicos conectados em paralelo, com as respectivas tensões de entrada defasadas de 120° uma das outras, alimentando a mesma carga, como mostrado na Fig. 1.15.

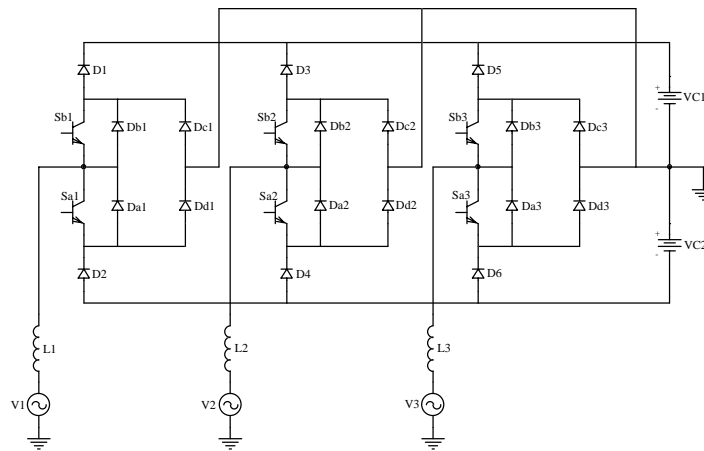


Fig. 1.15 - Retificador trifásico de três níveis com neutro.

Do conversor apresentado na Fig. 1.15, pode-se afirmar:

- Aplicando-se técnicas de controle já dominadas para retificadores monofásicos, como exemplo *Valores médios instantâneos da corrente* [12] e [13] (uso do CI

dedicado UC3854), obtém-se fator de potência bem próximo a unidade e taxa de distorção harmônica total (TDH) praticamente nula;

- A presença dos diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 e D_6 garante que o fluxo de potência seja unidirecional: da fonte para a carga;
- As fontes de tensão V_{C1} e V_{C2} , na prática, são formadas por capacitores do tipo eletrolítico, caracterizando a saída como uma fonte de tensão;
- Através de malhas de controle regulam-se as tensões de saída, tornando-as também balanceadas;
- Os indutores de entrada L_1 , L_2 e L_3 operam em alta frequência já que a derivada de corrente nos mesmos muda toda vez que seus interruptores correspondentes mudam de estado;
- O conversor possui entrada a quatro fios!

A última afirmativa não obedece às normas para telecomunicação. Porém, como é apresentado posteriormente, o conversor da Fig. 1.15 possui uma característica bastante interessante, ele é “auto-organizado”, ou seja, as correntes de entrada encontram naturalmente um caminho para circularem sem a necessidade do ponto neutro. Logo, o conversor pode ser apresentado sem o ponto neutro como mostra a Fig. 1.16, sendo esta a nova topologia do retificador trifásico de três níveis proposta para estudo.

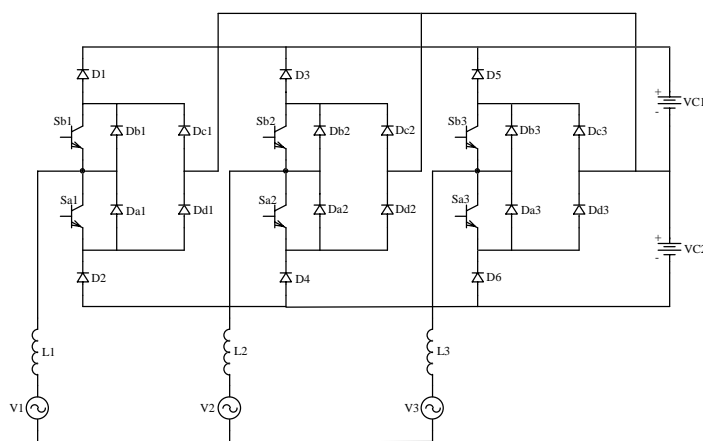


Fig. 1.16 - Retificador trifásico de três níveis com entrada a três fios.

1.3 DESCRIÇÃO DOS DIFERENTES SETORES EM QUE O CONVERSOR OPERA E DOS CONSEQUENTES ESTADOS TOPOLÓGICOS PARA UM SETOR ESCOLHIDO

Por apresentar três grupos de interruptores comandados, são oito as possíveis combinações de estado dos mesmos durante o funcionamento do conversor, dependendo apenas da tomada de ação do circuito de controle.

A tensão da rede é senoidal e a cada intervalo de 60° uma das tensões trifásicas muda de polaridade, invertendo o sentido de sua corrente. De modo a simplificar a análise do conversor, supõe-se que o mesmo está operando no setor 2, destacado na Fig. 1.17, onde $V_1 > 0$, $V_2 < 0$ e $V_3 < 0$. Para o setor em estudo, as combinações de estado de cada grupo de interruptores (S_{a1} e S_{b1} , S_{a2} e S_{b2} , S_{a3} e S_{b3}) são mostradas na Tabela 1.1.

Cada combinação de estado dos grupos de interruptores implica em um estado topológico diferente do conversor; logo, de acordo com as possíveis combinações, são oito os estados topológicos para o setor 2, como apresentados nas Fig. 1.18 a Fig. 1.25.

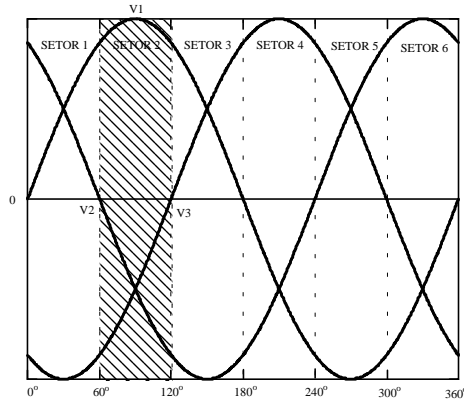


Fig. 1.17 - Tensão trifásica da rede e os diversos setores de operação.

Tabela 1.1 - Possíveis estados para cada grupo de interruptores durante o setor 2.

Interruptor	Combinações						
	1	2	3	4	5	6	7
S_{a1} e S_{b1}	F	F	F	A	F	A	A
S_{a2} e S_{b2}	F	F	A	F	A	F	A
S_{a3} e S_{b3}	F	A	F	F	A	A	F

F – comando *on*

A – comando *off*

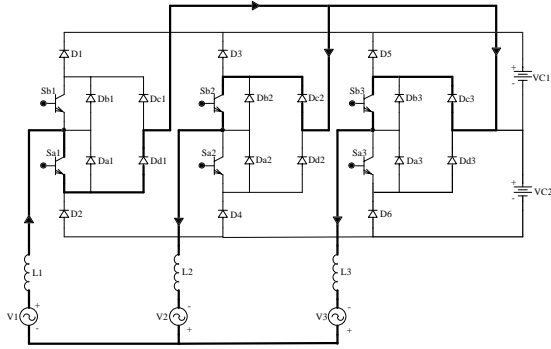


Fig. 1.18 - Estado topológico 1 para o setor 2.

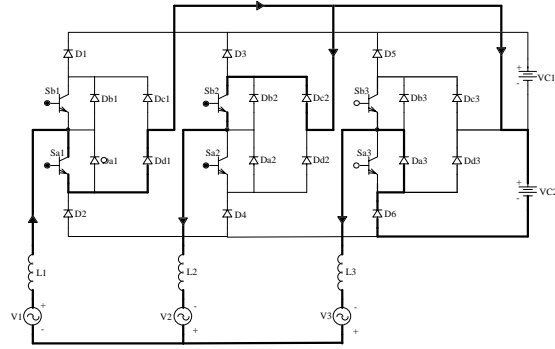


Fig. 1.19 - Estado topológico 2 para o setor 2.

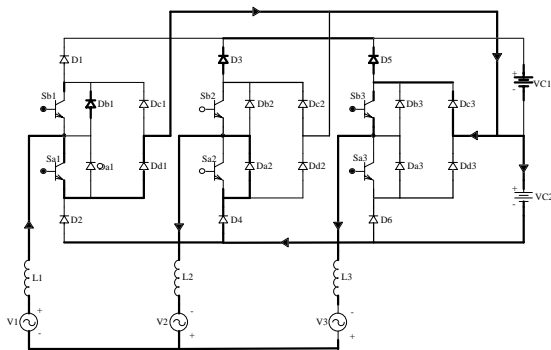


Fig. 1.20 - Estado topológico 3 para o setor 2.

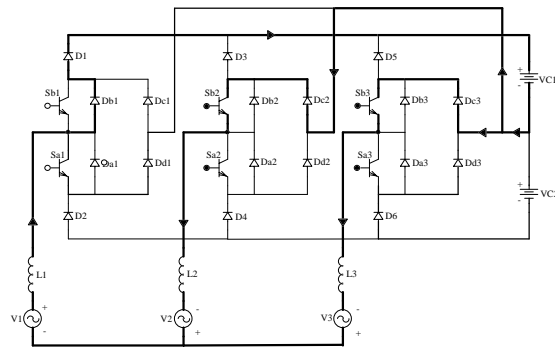


Fig. 1.21 - Estado topológico 4 para o setor 2.

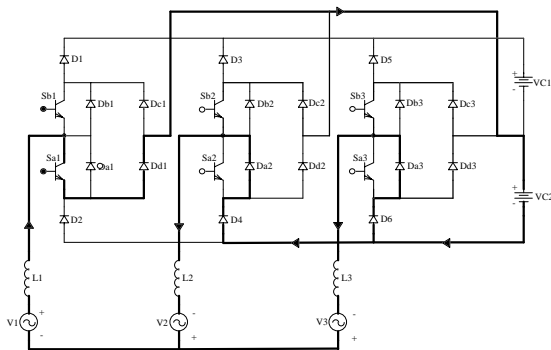


Fig. 1.22 - Estado topológico 5 para o setor 2.

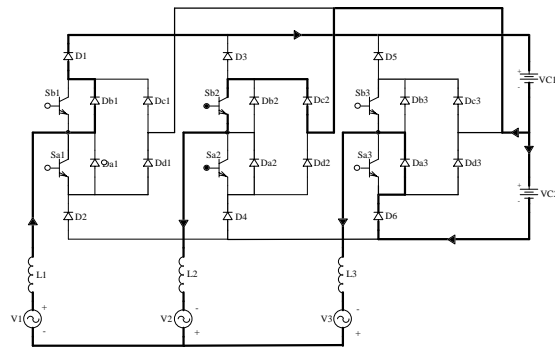


Fig. 1.23 - Estado topológico 6 para o setor 2.

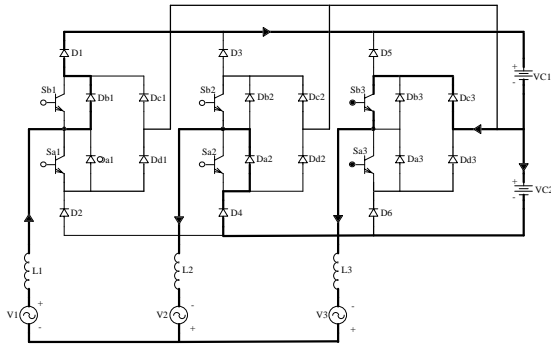


Fig. 1.24 - Estado topológico 7 para o setor 2.

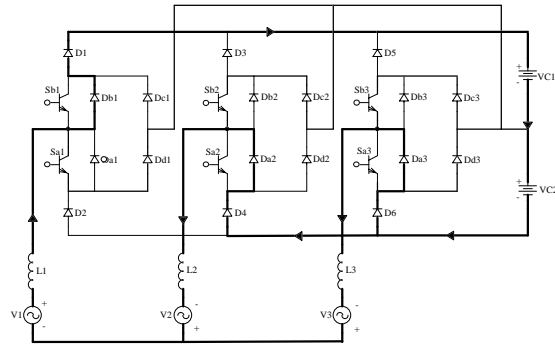


Fig. 1.25 - Estado topológico 8 para o setor 2.

Ao analisar tais estados topológicos, pode-se confirmar o que havia sido dito anteriormente; que apesar da ausência do ponto neutro, as correntes trifásicas encontram naturalmente um caminho para a sua circulação.

1.4 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA CADA ESTADO TOPOLÓGICO

No que se refere ao controle, é importante saber o comportamento da derivada de corrente nos indutores de entrada para as possíveis combinações de estado dos interruptores. Esta análise é feita através do circuito equivalente de cada estado topológico.

Considera-se o ângulo $\theta=90^0$ para a obtenção de tais derivadas, já que os valores das tensões de cada fase são conhecidos e iguais a: $V_1= V_{1\text{pico}}$, $V_2= -V_{1\text{pico}}/2$ e $V_3= -V_{1\text{pico}}/2$. Os três indutores de entrada são considerados iguais: $L_1=L_2=L_3=L$, assim como as tensões de saída: $V_{C1}=V_{C2}=V_C$.

1.4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ESTADO TOPOLÓGICO 1

O circuito equivalente do estado topológico 1 é mostrado na Fig. 1.26.

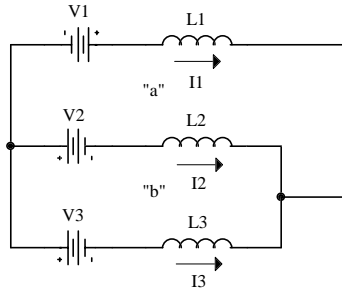


Fig. 1.26 - Circuito equivalente do estado topológico 1.

Escrevendo-se a lei das malhas “a” e “b” e a lei dos nós, tem-se:

$$-V_{1\text{pico}} + L \cdot \frac{dI_1}{dt} - L \cdot \frac{dI_2}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \tag{1.1}$$

$$\frac{V_{1\text{pico}}}{2} + L \cdot \frac{dI_2}{dt} - L \cdot \frac{dI_3}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \tag{1.2}$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \tag{1.3}$$

Simplificando-se a equação (1.2), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{dI_3}{dt} \tag{1.4}$$

Derivando-se a equação (1.3) e substituindo-se na mesma a equação (1.4), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{dI_1}{dt} \tag{1.5}$$

Substituindo-se a equação (1.5) na equação (1.1) e simplificando-a, obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{V_{1\text{pico}}}{L} \tag{1.6}$$

Como $V_{1\text{pico}} > 0$ e $L > 0$, conclui-se:

dI_1/dt	dI_2/dt	dI_3/dt
+	-	-

1.4.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ESTADO TOPOLÓGICO 2

O circuito equivalente do estado topológico 2 é mostrado na Fig. 1.27.

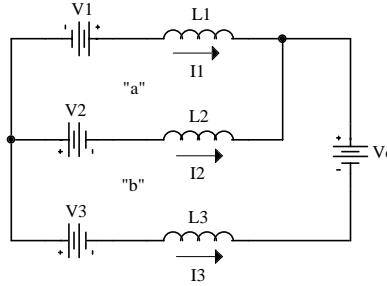


Fig. 1.27 - Circuito equivalente do estado topológico 2.

Escrevendo-se a lei das malhas “a” e “b” e a lei dos nós, tem-se:

$$-V_{1\text{pico}} + L \cdot \frac{dI_1}{dt} - L \cdot \frac{dI_2}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.7)$$

$$\frac{V_{\text{pico}}}{2} + L \cdot \frac{dI_2}{dt} + V_C - L \cdot \frac{dI_3}{dt} - \frac{V_{\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.8)$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (1.9)$$

Simplificando-se a equação (1.8), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} - \frac{dI_3}{dt} = -\frac{V_C}{L} \quad (1.10)$$

Simplificando-se a equação (1.7), obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} - \frac{dI_2}{dt} = \frac{3 \cdot V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} \quad (1.11)$$

Derivando-se a equação (1.9) e substituindo-se na mesma as equações (1.10) e (1.11) de forma a isolar a variável dI_1/dt , obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{V_{1\text{pico}}}{L} - \frac{V_C}{3 \cdot L} \quad (1.12)$$

Substituindo-se a equação (1.12) na equação (1.11), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} = -\frac{V_{1pico}}{2 \cdot L} - \frac{V_C}{3 \cdot L} \tag{1.13}$$

Substituindo-se a equação (1.13) na equação (1.10), obtém-se:

$$\frac{dI_3}{dt} = -\frac{V_{1pico}}{2 \cdot L} + \frac{2 \cdot V_C}{3 \cdot L} \tag{1.14}$$

Como o retificador trifásico em estudo tem como estrutura básica o conversor *Boost*, a tensão total de saída deve ser maior do que o pico da tensão de linha de entrada, logo:

$$2 \cdot V_C > V_{1pico_{max}} \cdot \sqrt{3} \tag{1.15}$$

Para uma tensão de linha igual a $380V \pm 20\%$, a tensão de saída deve ser $2 \cdot V_C > 380 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,2 = 645V$. Logo, adotando-se $V_C = 400V$ (nível de tensão bastante empregado na saída de retificadores para telecomunicação) e considerando-se $V_{1pico} = 311V$, pode-se concluir:

dI_1/dt	dI_2/dt	dI_3/dt
+	-	+

1.4.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ESTADO TOPOLÓGICO 3

O circuito equivalente do estado topológico 3 é mostrado na Fig. 1.28.

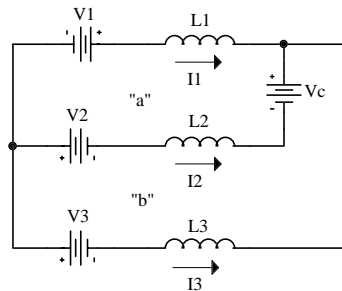


Fig. 1.28 - Circuito equivalente do estado topológico 3.

Escrevendo-se a lei das malhas “a” e “b” e a lei dos nós, tem-se:

$$-V_{1pico} + L \cdot \frac{dI_1}{dt} + V_C - L \cdot \frac{dI_2}{dt} - \frac{V_{1pico}}{2} = 0 \tag{1.16}$$

$$\frac{V_{1\text{pico}}}{2} + L \cdot \frac{dI_2}{dt} - V_C - L \cdot \frac{dI_3}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.17)$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (1.18)$$

Simplificando-se a equação (1.16), obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} - \frac{dI_2}{dt} = \frac{3 \cdot V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} - \frac{V_C}{L} \quad (1.19)$$

Simplificando-se a equação (1.17), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} - \frac{dI_3}{dt} = \frac{V_C}{L} \quad (1.20)$$

Derivando-se a equação (1.18) e substituindo-se na mesma as equações (1.19) e (1.20), de forma a isolar a variável dI_1/dt , obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{V_{1\text{pico}}}{L} - \frac{V_C}{3 \cdot L} \quad (1.21)$$

Substituindo-se a equação (1.21) na equação (1.19), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} = -\frac{V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} + \frac{2 \cdot V_C}{3 \cdot L} \quad (1.22)$$

Substituindo-se a equação (1.22) na equação (1.20), obtém-se:

$$\frac{dI_3}{dt} = -\frac{V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} - \frac{V_C}{3 \cdot L} \quad (1.23)$$

Pode-se verificar que as equações das derivadas para este estado topológico são similares às do estado topológico 2, havendo somente uma inversão entre dI_2/dt e dI_3/dt , já que a fonte V_C que estava conectada à fase 3, se encontra conectada à fase 2. Portanto, conclui-se:

dI_1/dt	dI_2/dt	dI_3/dt
+	+	-

1.4.4 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA OS ESTADOS TOPOLÓGICOS 4 E 5

O circuito equivalente dos estados topológicos 4 e 5 é mostrado na Fig. 1.29.

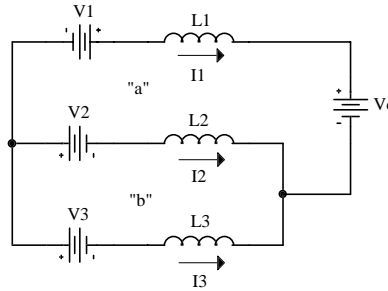


Fig. 1.29 - Circuito equivalente dos estados topológicos 4 e 5.

Escrevendo-se a lei das malhas “a” e “b” e a lei dos nós, tem-se:

$$-V_{1\text{pico}} + L \cdot \frac{dI_1}{dt} + V_C - L \cdot \frac{dI_2}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.24)$$

$$\frac{V_{1\text{pico}}}{2} + L \cdot \frac{dI_2}{dt} - L \cdot \frac{dI_3}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.25)$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (1.26)$$

Simplificando-se a equação (1.24), obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} - \frac{dI_2}{dt} = \frac{3 \cdot V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} - \frac{V_C}{L} \quad (1.27)$$

Simplificando-se a equação (1.25), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{dI_3}{dt} \quad (1.28)$$

Derivando-se a equação (1.26) e substituindo-se na mesma as equações (1.27) e (1.28), de forma a isolar a variável dI_1/dt , obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{V_{1\text{pico}}}{L} - \frac{2 \cdot V_C}{3 \cdot L} \quad (1.29)$$

Substituindo-se a equação (1.29) na equação (1.27), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{dI_3}{dt} = -\frac{V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} + \frac{V_C}{3 \cdot L} \quad (1.30)$$

Como apresentado anteriormente, tomando-se $V_C=400\text{V}$ e $V_{1\text{pico}}=311\text{V}$, conclui-se:

dI_1/dt	dI_2/dt	dI_3/dt
+	-	-

1.4.5 CIRCUITO EQUIVALENTE PARA O ESTADO TOPOLÓGICO 6

O circuito equivalente do estado topológico 6 é mostrado na Fig. 1.30.

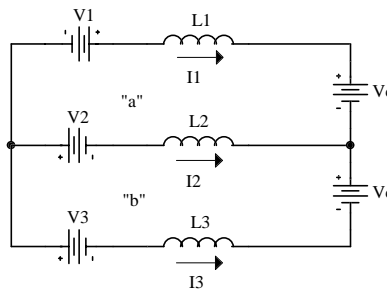


Fig. 1.30 - Circuito equivalente do estado topológico 6.

Escrevendo-se a lei das malhas “a” e “b” e a lei dos nós, tem-se:

$$-V_{1\text{pico}} + L \cdot \frac{dI_1}{dt} + V_C - L \cdot \frac{dI_2}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.31)$$

$$\frac{V_{1\text{pico}}}{2} + L \cdot \frac{dI_2}{dt} + V_C - L \cdot \frac{dI_3}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.32)$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (1.33)$$

Simplificando-se a equação (1.31), obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} - \frac{dI_2}{dt} = \frac{3 \cdot V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} - \frac{V_C}{L} \quad (1.34)$$

Simplificando-se a equação (1.32), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} - \frac{dI_3}{dt} = -\frac{V_C}{L} \tag{1.35}$$

Derivando-se a equação (1.33) e substituindo-se na mesma as equações (1.34) e (1.35), de forma a isolar a variável dI_1/dt , obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{V_{1pico}}{L} - \frac{V_C}{L} \tag{1.36}$$

Substituindo-se a equação (1.36) na equação (1.34), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} = -\frac{V_{1pico}}{2 \cdot L} \tag{1.37}$$

Substituindo-se a equação (1.37) na equação (1.35), obtém-se:

$$\frac{dI_3}{dt} = -\frac{V_{1pico}}{2 \cdot L} + \frac{V_C}{L} \tag{1.38}$$

Como apresentado anteriormente, tomando-se $V_C=400V$ e $V_{1pico}=311V$, conclui-se:

dI_1/dt	dI_2/dt	dI_3/dt
-	-	+

1.4.6 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ESTADO TOPOLÓGICO 7

O circuito equivalente do estado topológico 7 é mostrado na Fig. 1.31.

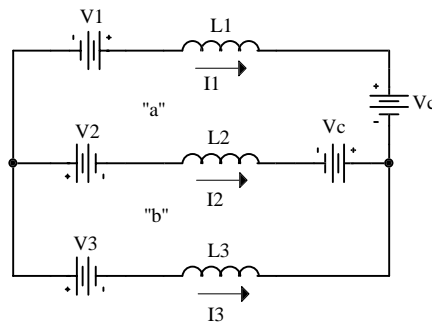


Fig. 1.31 - Circuito equivalente do estado topológico 7.

Escrevendo-se a lei das malhas “a” e “b” e a lei dos nós, tem-se:

$$-V_{1\text{pico}} + L \cdot \frac{dI_1}{dt} + 2 \cdot V_C - L \cdot \frac{dI_2}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.39)$$

$$\frac{V_{1\text{pico}}}{2} + L \cdot \frac{dI_2}{dt} - V_C - L \cdot \frac{dI_3}{dt} - \frac{V_{1\text{pico}}}{2} = 0 \quad (1.40)$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (1.41)$$

Simplificando-se a equação (1.39), obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} - \frac{dI_2}{dt} = \frac{3 \cdot V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} - \frac{2 \cdot V_C}{L} \quad (1.42)$$

Simplificando-se a equação (1.40), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} - \frac{dI_3}{dt} = \frac{V_C}{L} \quad (1.43)$$

Derivando-se ambos os lados da equação (1.41) e substituindo-se na mesma as equações (1.42) e (1.43) de forma a isolar a variável dI_1/dt , obtém-se:

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{V_{1\text{pico}}}{L} - \frac{V_C}{L} \quad (1.44)$$

Substituindo-se a equação (1.44) na equação (1.42), obtém-se:

$$\frac{dI_2}{dt} = -\frac{V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} + \frac{V_C}{L} \quad (1.45)$$

Substituindo-se a equação (1.45) na equação (1.43), obtém-se:

$$\frac{dI_3}{dt} = -\frac{V_{1\text{pico}}}{2 \cdot L} \quad (1.46)$$

Pode-se verificar que as equações das derivadas para este estado topológico são similares às do estado topológico 6, havendo somente uma inversão entre dI_2/dt e dI_3/dt , já que uma das fontes V_C que estava conectada à fase 3, se encontra conectada à fase 2. Portanto:

dI_1/dt	dI_2/dt	dI_3/dt
-	+	-

1.4.7 CIRCUITO EQUIVALENTE DO ESTADO TOPOLÓGICO 8

O circuito equivalente do estado topológico 8 é mostrado na Fig. 1.32.

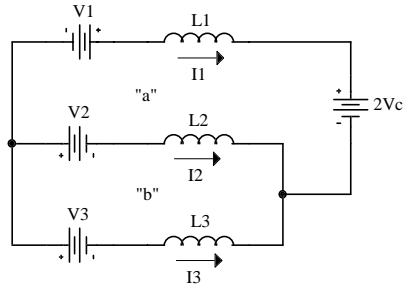


Fig. 1.32 - Circuito equivalente do estado topológico 8.

Como se pode perceber, este circuito é o mesmo dos estados topológicos 4 e 5, com a diferença de que a fonte V_C é substituída por uma fonte $2V_C$, logo, as equações das derivadas são escritas de forma análoga.

$$\frac{dI_1}{dt} = \frac{V_{\text{pico}}}{L} - \frac{4 \cdot V_C}{3 \cdot L} \tag{1.47}$$

$$\frac{dI_2}{dt} = \frac{dI_3}{dt} = -\frac{V_{\text{pico}}}{2 \cdot L} + \frac{2 \cdot V_C}{3 \cdot L} \tag{1.48}$$

Como já apresentado, tomando-se $V_C=400V$ e $V_{\text{pico}}=311V$, conclui-se:

dI_1/dt	dI_2/dt	dI_3/dt
-	+	+

Na Tabela 1.2 apresenta-se um resumo do estado das derivadas de corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 para cada estado topológico analisado anteriormente.

Tabela 1.2 - Resumo do estado das derivadas de corrente nos indutores L_1 , L_2 e L_3 e dos interruptores.

Estado topológico	di_1/dt	di_2/dt	di_3/dt	S_{a1} e S_{b1}	S_{a2} e S_{b2}	S_{a3} e S_{b3}
1	+	-	-	F	F	F
2	+	-	+	F	F	A
3	+	+	-	F	A	F
4	+	-	-	A	F	F
5	+	-	-	F	A	A
6	-	-	+	A	F	A
7	-	+	-	A	A	F
8	-	+	+	A	A	A

Algumas conclusões podem ser retiradas da Tabela 1.2:

- A corrente nos três indutores pode apresentar tanto derivada positiva como negativa, concluindo-se que os indutores ora armazenam energia em seus campos magnéticos e ora cedem energia para a carga. Isto é de fundamental importância para que se possam aplicar leis de controle que tenham como objetivo impor uma corrente de formato senoidal em cada fase de entrada do conversor;
- Cada fase pode ser controlada de forma independente. Como o conversor em estudo é auto-organizado, utilizar um circuito de controle e comando para cada fase não significa dizer que as correntes nas três fases são independentes entre si, mas sim que as malhas de controle de cada fase agem de forma independente para que, no conjunto, a somatória das correntes das três fases seja nula.

1.5 DEDUÇÃO DA EXPRESSÃO PARA O CÁLCULO DAS INDUTÂNCIAS *BOOST*

Para se encontrar uma expressão que permita o cálculo das indutâncias *Boost*, segue-se a seguinte linha de raciocínio: como ilustrado nas Fig. 1.13 e Fig. 1.14, a corrente que circula nos indutores possui uma ondulação na frequência de comutação, onde ora sua derivada é positiva ora é negativa.

Tomando-se a fase 1 para análise, deduziu-se anteriormente que para o primeiro estado topológico a derivada da corrente I_1 é positiva, enquanto que para o oitavo estado, a sua derivada é negativa. Isto leva a uma situação onde há uma ondulação de corrente.

O circuito equivalente do estado topológico 1 pode ser simplificado como apresentado na Fig. 1.33.

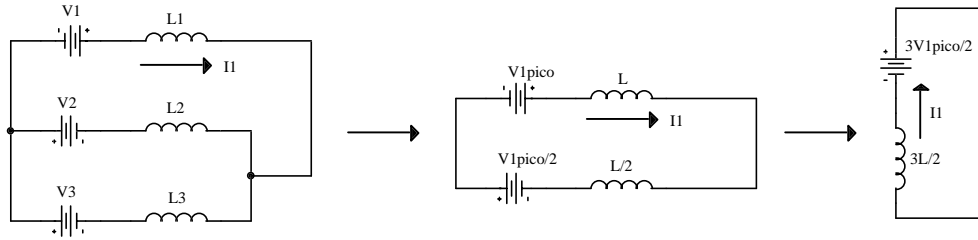


Fig. 1.33 - Circuito equivalente simplificado do estado topológico 1.

O circuito equivalente do estado topológico 8 pode ser simplificado como apresentado na Fig. 1.34.

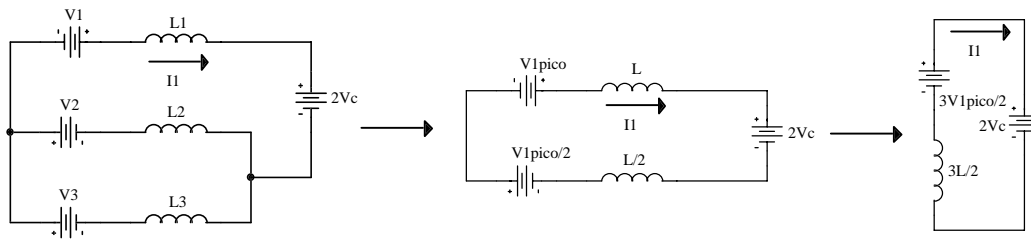


Fig. 1.34 - Circuito equivalente simplificado do estado topológico 8.

Como se pode perceber, ambos os estados topológicos resultam em circuitos extremamente simples. Logo, pode-se esboçar um circuito equivalente que, através da comutação de dois semicondutores, permita mudar de um estado topológico para outro, como apresentado na Fig. 1.35.

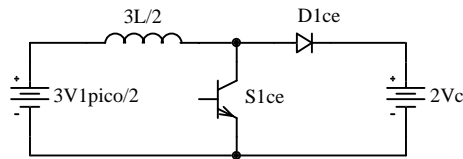


Fig. 1.35 - Circuito único equivalente de ambos os estados topológicos.

O circuito da Fig. 1.35 é um conversor *Boost* [14]. Quando o interruptor S_{1ce} está conduzindo, tem-se o estado topológico 1 e a ondulação de corrente no indutor é dada pela equação (1.49), onde D é a razão cíclica e T_{ch} é o período de comutação.

$$\frac{3 \cdot V_{\text{Ipico}}}{2} = \frac{3 \cdot L}{2} \cdot \frac{\Delta I_1}{D \cdot T_{\text{ch}}} \rightarrow \Delta I_1 = \frac{V_{\text{Ipico}} \cdot D \cdot T_{\text{ch}}}{L} \quad (1.49)$$

O ganho estático do conversor *Boost*, operando no modo de condução contínua e adaptado aos parâmetros apresentados na Fig. 1.35, é dado pela equação (1.50).

$$\frac{2 \cdot V_C}{3 \cdot \frac{V_{\text{Ipico}}}{2}} = \frac{1}{1-D} \rightarrow D = 1 - \frac{3 \cdot V_{\text{Ipico}}}{4 \cdot V_C} \quad (1.50)$$

Substituindo-se a equação (1.50) na (1.49), tem-se a equação (1.51), onde $\beta = V_C / V_{\text{Ipico}}$.

$$L = \frac{V_C}{\Delta I_1 \cdot f_{\text{ch}}} \cdot \left(\frac{1}{\beta} - \frac{3}{4 \cdot \beta^2} \right) \quad (1.51)$$

A ondulação de corrente parametrizada é dada pela equação (1.52).

$$\overline{\Delta I_1} = \frac{L \cdot \Delta I_1 \cdot f_{\text{ch}}}{V_C} = \left(\frac{1}{\beta} - \frac{3}{4 \cdot \beta^2} \right) \quad (1.52)$$

De modo a validar a equação (1.52) para todo o período da rede, com o intuito de verificar em que instante esta ondulação de corrente é máxima, basta considerar:

$$V_1 = V_{\text{Ipico}} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (1.53)$$

Desta forma, a equação (1.52) passa a ser representada pela equação (1.54).

$$\overline{\Delta I_1(\theta)} = \frac{L \cdot \Delta I_1 \cdot f_{\text{ch}}}{V_C} = \left(\frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{3}{4 \cdot \beta^2} \cdot (\text{sen}(\theta))^2 \right) \quad (1.54)$$

Para um dado valor de “ β ”, pode-se descobrir qual a ondulação máxima de corrente parametrizada dentro de um período da rede, e desta forma calcular-se o valor de “ L ” pela equação (1.54). Na Fig. 1.36 apresenta-se graficamente a equação (1.54).

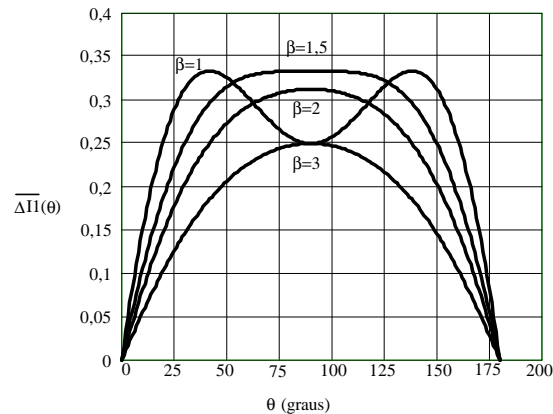


Fig. 1.36 – Ondulação de corrente parametrizada em função de “ β ” e “ θ ”.

1.6 OBTENÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA NECESSÁRIAS À ESCOLHA DOS CONTROLADORES DAS MALHAS DE CONTROLE

São necessárias três malhas de controle para que o conversor opere adequadamente:

- **Malha de corrente**: Esta tem como objetivo monitorar a corrente em cada fase do retificador e fazer com que a mesma siga uma referência senoidal e em fase com a tensão;
- **Malha de tensão do barramento**: Esta tem como objetivo monitorar a tensão total do barramento e fazer com que a mesma mantenha-se regulada em uma dada tensão de referência;
- **Malha de balanceamento da tensão**: Por último, esta tem como objetivo monitorar a tensão em um único capacitor de saída e fazer com que a mesma mantenha-se regulada na metade da tensão de referência, garantindo que não haja desequilíbrio de tensão entre os capacitores que formam o barramento de tensão.

1.6.1 MALHA DE CORRENTE

Para o estudo da malha de corrente, é necessário encontrar a função de transferência da planta que define a variação da corrente de entrada em função da razão cíclica.

Analisando-se os estados topológicos 1 e 4, conclui-se que os únicos interruptores que mudam de estado são os referentes à fase 1. Na Fig. 1.37 é apresentado um circuito equivalente único para os estados topológicos 1 e 4. Quando S_{1ce} está conduzindo, tem-se o estado topológico 1 e quando o mesmo está bloqueado, tem-se o estado topológico 4. A tensão $V_x - V_y$ é ilustrada na Fig. 1.38. O valor médio desta tensão é dado pela equação (1.55).

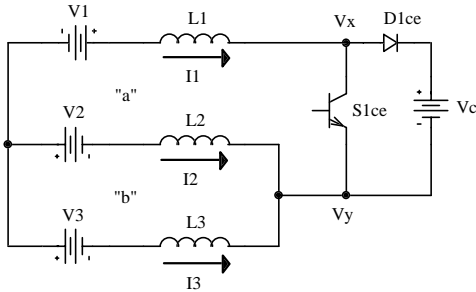


Fig. 1.37 – Circuito único equivalente dos estados topológicos 1 e 4.

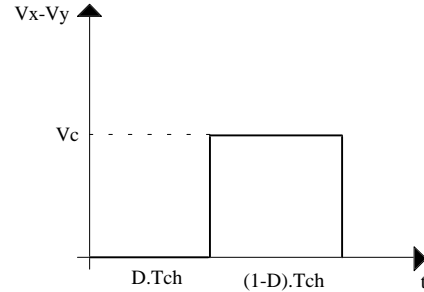


Fig. 1.38 – Tensão $V_x - V_y$.

$$V_x - V_y = (1-D) \cdot V_c \quad (1.55)$$

Das leis das malha “a” e “b” e da lei dos nós, tem-se:

$$-V_1 + L \cdot \frac{dI_1}{dt} + (1-D) \cdot V_c - L \cdot \frac{dI_2}{dt} - V_2 = 0 \quad (1.56)$$

$$V_2 + L \cdot \frac{dI_2}{dt} - L \cdot \frac{dI_3}{dt} - V_3 = 0 \quad (1.57)$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (1.58)$$

Isolando-se as derivadas de corrente na equação (1.56), tem-se:

$$L \cdot \frac{dI_1}{dt} - L \cdot \frac{dI_2}{dt} = V_2 + V_1 - (1-D) \cdot V_c \quad (1.59)$$

Fazendo-se o mesmo na equação (1.57), tem-se:

$$L \cdot \frac{dI_2}{dt} - L \cdot \frac{dI_3}{dt} = V_3 - V_2 \quad (1.60)$$

Derivando-se a equação (1.58) e substituindo-se no resultado as equações (1.59) e (1.60), de forma a isolar o termo dI_1/dt , tem-se:

$$3 \cdot L \cdot \frac{dI_1}{dt} = V_2 + 2 \cdot V_1 - 2 \cdot (1-D) \cdot V_C + V_3 \quad (1.61)$$

Aplicando-se uma pequena perturbação (ΔD) na razão cíclica, aparece uma respectiva perturbação (ΔI_1^*) na ondulação de corrente; logo, a equação (1.61) pode ser escrita da seguinte forma:

$$3 \cdot L \cdot \frac{dI_1}{dt} + 3 \cdot L \cdot \frac{d\Delta I_1^*}{dt} = V_2 + 2 \cdot V_1 - 2 \cdot (1-D) \cdot V_C + 2 \cdot \Delta D + V_3 \quad (1.62)$$

Comparando-se a equação (1.62) à equação (1.61), tem-se:

$$3 \cdot L \cdot \frac{d\Delta I_1^*}{dt} = 2 \cdot \Delta D \quad (1.63)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace na equação (1.63), obtém-se a função de transferência que descreve o comportamento da corrente de entrada em função da razão cíclica “D”. Esta função é apresentada na equação (1.64).

$$\boxed{\frac{\Delta I_1^*}{\Delta D} = \frac{2 \cdot V_C}{s \cdot 3 \cdot L}} \quad (1.64)$$

Desta função pode-se concluir:

- Possui um pólo na origem, tendo como consequência erro estático nulo;
- É estável, já que a passagem pela frequência de corte se dá com uma inclinação de -20dB/década e com uma fase maior do que -180° .

Porém, como apresentado em [12], a função de transferência encontrada é simplificada e só se aproxima da real para altas frequências, já que se considera a tensão de saída como sendo constante e sem ondulação. A função real não apresenta elevado ganho para baixas frequências, o que implica em erro estático não nulo. Logo, o controlador empregado na malha de corrente deve, entre outras tarefas, corrigir o erro estático da planta e garantir que a função de transferência de laço aberto da malha de corrente (FTLA_i) cruze 0dB com uma inclinação de -20dB/década e uma fase maior do que -180° . O controlador mais adequado é o do tipo avanço e atraso de fase, apresentado na Fig. 1.39.

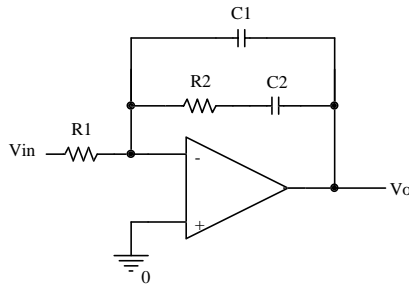


Fig. 1.39 - Controlador avanço e atraso de fase.

A função de transferência deste controlador é dada pela equação (1.65).

$$H_{i_{1,2,3}}(s) = \frac{-(1 + s \cdot R_2 \cdot C_2)}{s \cdot R_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right)} \quad (1.65)$$

O diagrama de Bode deste controlador é apresentado na Fig. 1.40.

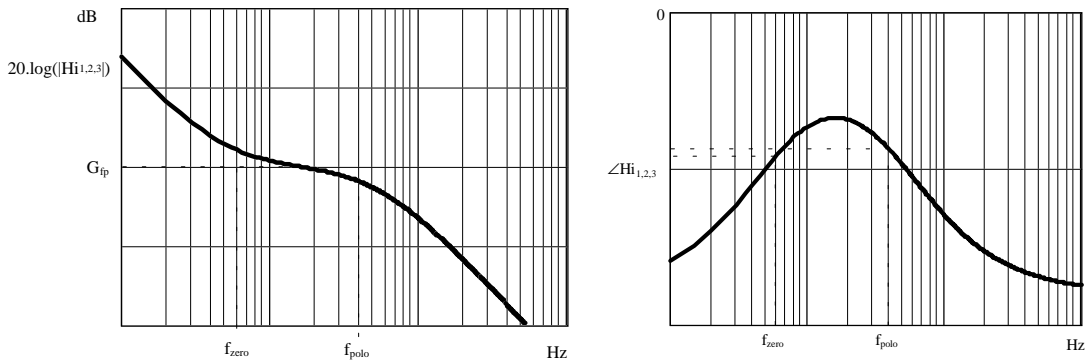


Fig. 1.40 – Diagrama de ganho e de fase do controlador avanço e atraso de fase.

A frequência do zero, a frequência do pólo e o ganho em faixa plana são apresentados nas equações (1.66), (1.67) e (1.68) respectivamente.

$$f_{\text{zero}(H_{i_{1,2,3}}(s))} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (1.66)$$

$$f_{\text{polo}(H_{i_{1,2,3}}(s))} = \frac{C_1 + C_2}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot C_1} \quad (1.67)$$

$$G_{fp(H_{i,2,3}(s))} = 20 \cdot \log \left(\frac{-R_2 \cdot C_2}{R_1 \cdot (C_1 + C_2)} \right) \quad (1.68)$$

1.6.2 MALHA DE TENSÃO DO BARRAMENTO

Para o estudo desta malha, deve-se encontrar a função de transferência da planta que define a variação da tensão total de barramento em função da corrente em uma das fases de entrada. Toma-se a fase 1 para estudo. Na Fig. 1.41 é mostrada uma simplificação do conversor em estudo.

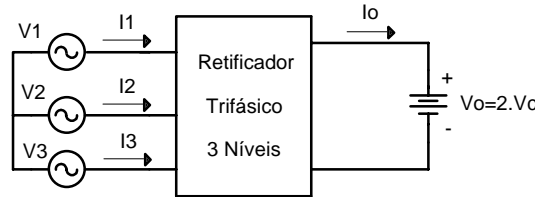


Fig. 1.41 – Simplificação do conversor em estudo.

Através da Fig. 1.41, considerando-se um rendimento de 100% e equilíbrio entre as três correntes de entrada, pode-se escrever a equação (1.69).

$$3 \cdot V_1 \cdot I_1 = V_o \cdot I_o \quad (1.69)$$

Aplicando-se uma pequena perturbação (ΔI_1^*) na corrente de entrada, aparece também uma perturbação (ΔI_o) na corrente de saída, logo, a equação (1.69) pode ser escrita da seguinte forma:

$$3 \cdot V_1 \cdot I_1 + 3 \cdot V_1 \cdot \Delta I_1^* = V_o \cdot I_o + V_o \cdot \Delta I_o \quad (1.70)$$

Comparando-se a equação (1.70) com a equação (1.69), pode-se afirmar que:

$$3 \cdot V_1 \cdot \Delta I_1^* = V_o \cdot \Delta I_o \rightarrow \frac{\Delta I_o}{\Delta I_1^*} = \frac{3 \cdot V_1}{V_o} \quad (1.71)$$

A função de transferência apresentada na equação (1.71) define a variação da corrente de saída em função da corrente de entrada, porém o que se deseja é a variação da tensão de saída em função da corrente de entrada. Considerando-se que não há

desbalanceamento entre as tensões de saída, a Fig. 1.42 é válida, onde C_{eq} é o capacitor equivalente do filtro de saída e R_{eq} é a resistência equivalente da carga.

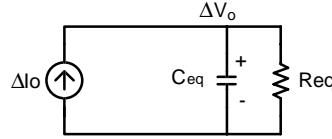


Fig. 1.42 – Circuito simplificado do filtro de saída.

Do circuito da Fig. 1.42 pode-se escrever a equação (1.732).

$$\Delta I_o = C_{eq} \cdot \frac{d\Delta V_o}{dt} + \frac{\Delta V_o}{R_{eq}} \quad (1.732)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace à equação (1.732), obtém-se a equação (1.743).

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = \frac{R_{eq}}{1 + s \cdot R_{eq} \cdot C_{eq}} \quad (1.73)$$

Multiplicando-se as equações (1.71) e (1.73), obtém-se a equação (1.74), a qual representa a função de transferência desejada.

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_1^*} = \frac{3 \cdot V_1 \cdot R_{eq}}{V_o} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot R_{eq} \cdot C_{eq}} \quad (1.74)$$

Desta função pode-se concluir:

- Possui ganho finito para baixas frequências;
- É estável, já que a passagem pela frequência de corte se dá com uma inclinação de -20db/década e com uma fase maior do que -180° .

Logo, o controlador desta malha de tensão deve, entre outras tarefas, corrigir o erro estático da planta e garantir que a $FTLA_{vt}$ seja estável. O controlador mais adequado para esta malha também é o do tipo avanço e atraso de fase, apresentado anteriormente na Fig. 1.39, sendo que o capacitor responsável pelo segundo pólo tem o objetivo de filtrar ruídos indesejados na saída do controlador (presentes no protótipo implementado).

1.6.3 MALHA DE BALANCEAMENTO DA TENSÃO

A malha de balanceamento das tensões dos capacitores de saída é de fundamental importância para assegurar as vantagens de se utilizar um conversor três níveis. Alguns fatores podem contribuir para um desbalanceamento destas tensões, por exemplo: cargas assimétricas, não simetria do comando dos interruptores de uma mesma fase, *layout* mecânico etc.

Tendo-se em mente a saída do conversor mostrado na Fig. 1.43, caso a tensão do capacitor C_2 esteja diferente da tensão do capacitor C_1 , considerando-se constante a soma destas tensões, o controle deve impor uma corrente média positiva ou negativa no ponto central dos capacitores até que estas tensões se equilibrem. A imposição de uma corrente média neste ponto é conseguida através de um nível “dc” na corrente de referência, sem afetar a simetria da corrente de entrada. Logo, é de fundamental importância para o estudo desta malha, obter a função de transferência que descreve a variação da tensão média em um dos capacitores de saída em função da corrente média no ponto central dos mesmos.

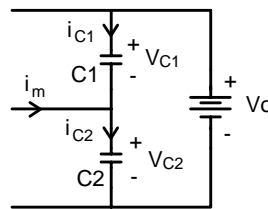


Fig. 1.43 – Filtro capacitivo de saída.

Considerando-se que a tensão do barramento é constante e igual a V_o , tem-se:

$$V_{C1} + V_{C2} = V_o \quad (1.75)$$

A lei dos nós afirma que:

$$I_m = I_{C2} - I_{C1} \quad (1.76)$$

Derivando-se a equação (1.75) e sabendo-se que a corrente em um capacitor é dada pela expressão $I = C \cdot dV/dt$, obtém-se a equação (1.77)

$$\frac{I_{C1}(t)}{C_1} = - \frac{I_{C2}(t)}{C_2} \quad (1.77)$$

Considerando-se que ambos os capacitores são iguais e substituindo-se a equação (1.77) na equação (1.76), obtém-se a equação (1.78).

$$I_{C_2}(t) = \frac{I_m(t)}{2} \quad (1.78)$$

Substituindo-se a equação (1.78) na expressão que define a corrente no capacitor C_2 , tem-se:

$$\frac{dV_{C_2}(t)}{dt} = \frac{I_m(t)}{2 \cdot C_2} \quad (1.79)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace à equação (1.79), obtém-se a função de transferência da malha de balanceamento, apresentada na equação (1.80).

$$\boxed{\frac{V_{C_2}(s)}{I_m(s)} = \frac{1}{2 \cdot C_2 \cdot s}} \quad (1.80)$$

Desta função pode-se concluir:

- Possui um pólo na origem, tendo como consequência erro estático nulo;
- É estável, já que a passagem pela frequência de corte se dá com uma inclinação de -20db/década e com uma fase maior do que -180° .

O controlador mais adequado para esta malha apresenta a função de um filtro passa baixa, apresentado na Fig. 1.44, onde o capacitor responsável pela presença de um pólo tem a função de filtrar ruídos indesejados na saída deste controlador (presentes no protótipo implementado).

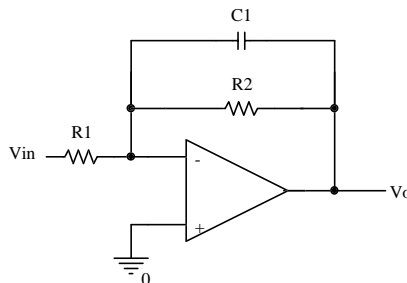


Fig. 1.44 – Controlador com função de um filtro passa baixa.

A função de transferência deste controlador é dada pela equação (1.81).

$$H_{\text{Vmb}}(s) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{-1}{1+s \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (1.81)$$

O diagrama de bode ilustrativo deste controlador é apresentado na Fig. 1.45.

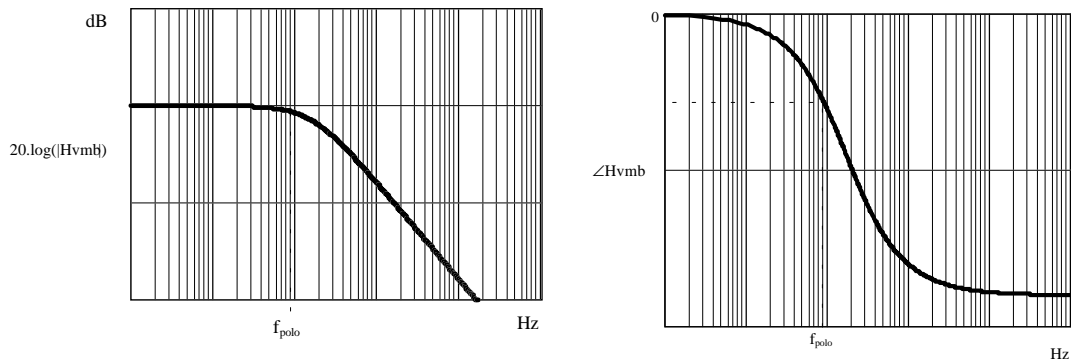


Fig. 1.45 - Diagrama de ganho e de fase do controlador com função de um filtro passa baixa.

A frequência do pólo e o ganho em faixa plana são apresentados nas equações (1.82) e (1.83) respectivamente.

$$f_{\text{polo}(H_{\text{Vmb}}(s))} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (1.82)$$

$$G_{\text{fp}(H_{\text{Vmb}}(s))} = 20 \cdot \log \left(\frac{-R_2}{R_1} \right) \quad (1.83)$$

1.6.4 DIAGRAMA DE BLOCOS DO CIRCUITO DE CONTROLE E UMA BREVE DESCRIÇÃO DO SEU FUNCIONAMENTO

Na Fig. 1.46 apresenta-se um diagrama de blocos ilustrativo do circuito de controle, mostrando-se a função de cada malha e a forma como as mesmas interagem.

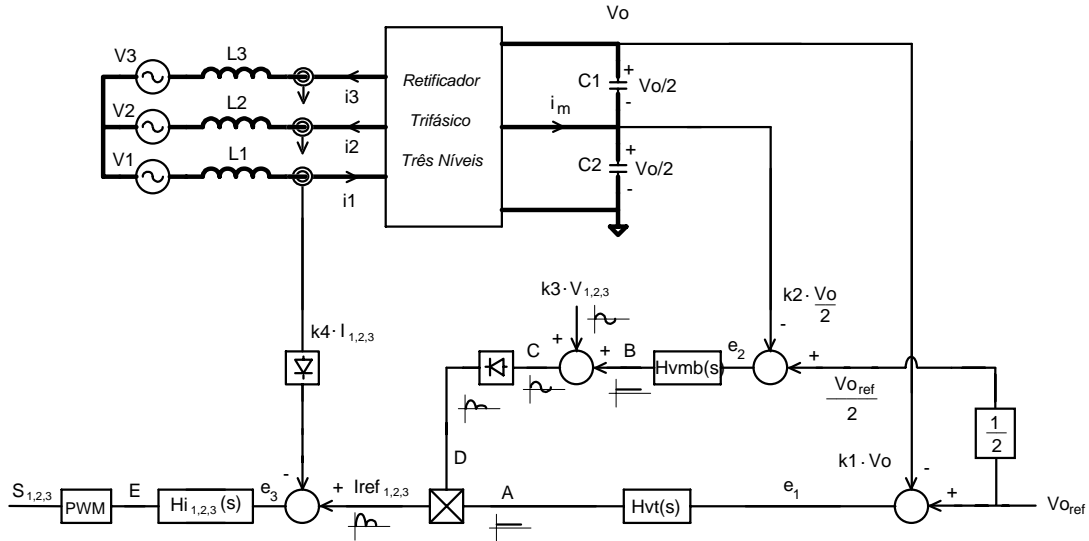


Fig. 1.46 - Diagrama de blocos ilustrativo do circuito de controle.

O circuito de controle é formado, basicamente, por três malhas: uma malha interna de corrente e duas malhas externas de tensão. Para o correto funcionamento destas malhas, quatro sinais devem ser amostrados do conversor:

- **Tensão total do barramento:** Esta amostra é realizada através de um sensor *Hall* de tensão. O sinal amostrado é definido como sendo $K_1 \cdot V_o$, onde K_1 é a constante de atenuação do sensor;
- **Tensão no capacitor C_2 de saída:** Esta amostra também é realizada por intermédio de um sensor *Hall* de tensão. O sinal amostrado é definido como sendo $K_2 \cdot V_o/2$, onde K_2 é a constante de atenuação do sensor;
- **Forma de onda da tensão de fase da rede elétrica.** Esta amostra pode ser realizada através de um transformador trifásico de sincronismo. O sinal amostrado se encontra em fase com cada tensão de fase da rede e é definido como sendo $K_3 \cdot V_{1,2,3}$, onde K_3 é a relação de espiras deste transformador;
- **Corrente nos indutores *Boost*:** Esta amostra é realizada através de três sensores *Hall* de corrente. O sinal amostrado é definido por $K_4 \cdot I_{1,2,3}$, onde K_4 é a constante de atenuação de cada sensor.

De forma bem simplificada, o circuito de controle resume-se à malha de corrente. O controlador de corrente $H_{i1,2,3}$ gera um sinal de controle “E” de modo a tentar corrigir o

erro “ e_3 ” existente entre a amostra da corrente ($K_4.i_{1,2,3}$) que circula pelos indutores *Boost* e uma corrente de referência ($I_{ref1,2,3}$). Este sinal de controle entra em um circuito do tipo PWM. Desta forma são gerados os sinais de comando para os interruptores de cada fase.

A corrente de referência é resultado da ação das demais malhas de controle. Esta corrente deve possuir algumas características fundamentais:

- Deve ter a envoltória de uma senóide retificada;
- Sua amplitude deve variar em função da potência de saída de forma a manter constante a tensão total do barramento e balanceada a tensão nos capacitores de saída;

Desprezando-se, a princípio, a malha de balanceamento, o formato da corrente de referência é obtido através da retificação da amostra da tensão de fase ($K_3.V_{1,2,3}$) da rede elétrica. O controlador da malha de tensão do barramento ($H_{Vi}(s)$) gera um sinal de controle “A” de modo a tentar corrigir o erro “ e_1 ” existente entre a amostra da tensão de barramento ($K_1.V_o$) e uma tensão de referência (V_{oref}). Logo, se a tensão de barramento é menor do que a tensão de referência, o sinal de controle “A” atua de forma a elevar a corrente de referência até que o erro se torne nulo. O contrário também é válido. Neste caso, o sinal de referência é formado pela multiplicação entre o sinal $K_3.V_{1,2,3}$ retificado e o sinal de controle “A”.

Levando-se em conta a malha de balanceamento, o formato da corrente de referência é definido pela soma da tensão amostrada da rede e do sinal de controle “B” (gerado pelo controlador da malha de balanceamento ($H_{Vmb}(s)$) com o intuito de corrigir o erro “ e_2 ” existente entre a amostra da tensão em um dos capacitores ($K_2.V_o/2$) e a metade da tensão de referência ($V_{oref}/2$) antes da retificação. Caso a tensão no capacitor C_2 esteja acima da metade da tensão de referência, o sinal de controle “B” deve agir no formato da corrente de referência com o objetivo de extrair uma corrente média do ponto central dos capacitores. Com a atuação da malha de balanceamento, a referência de corrente é formada pela multiplicação dos sinais “D” e “A”.

1.7 CONCLUSÃO

Do estudo realizado neste capítulo, apresentam-se as principais conclusões:

-
- O retificador trifásico proposto é baseado no conversor *Boost*;
 - O retificador é auto-organizado, já que na ausência do ponto neutro, há caminho para circulação das correntes de entrada;
 - A técnica de controle utilizada é por “Valores Médios Instantâneos da Corrente de Entrada”. Cada fase é comandada e controlada por um circuito integrado UC3854B;
 - A ondulação parametrizada da corrente de entrada, utilizada para o cálculo dos indutores *Boost*, varia com o instante elétrico e com a relação entre a tensão em um dos capacitores de saída e o valor de pico da tensão de fase;
 - O controlador da malha de balanceamento é implementado de forma discreta. Seu sinal de controle é utilizado, simultaneamente, na geração da corrente de referência das três fases.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DA COMUTAÇÃO E PROPOSTA DE UM *SNUBBER* PASSIVO NÃO DISSIPATIVO

2.1 INTRODUÇÃO

Os principais objetivos deste capítulo são listados abaixo:

- Estudo dos fenômenos que ocorrem durante a comutação do interruptor *Boost*, buscando-se também o entendimento da recuperação reversa do diodo;
- Proposta de um *snubber* que minimize as perdas de comutação tanto na entrada em condução quanto no bloqueio dos interruptores da célula de comutação do retificador proposto;
- Descrição das etapas de funcionamento do *snubber* e seu equacionamento.

2.2 OS FENÔMENOS QUE OCORREM DURANTE UMA COMUTAÇÃO E A ORIGEM DO *SNUBBER* PASSIVO NÃO DISSIPATIVO

O retificador trifásico de três níveis tem sua origem a partir do conversor *Boost*. Logo, espera-se que os problemas de comutação sejam os mesmos. Um desenho simplificado do conversor *Boost*, considerando-se as capacitâncias intrínsecas do interruptor e as indutâncias de *layout*, é mostrado na Fig. 2.1. A seguir faz-se um estudo dos fenômenos que ocorrem durante a comutação, detalhados em [15] e [16].

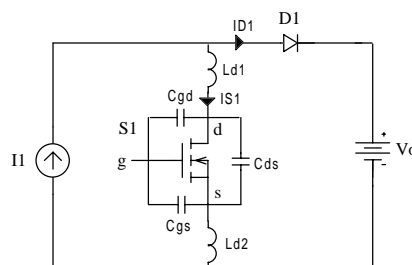


Fig. 2.1 - Conversor *Boost* com as capacitâncias intrínsecas do interruptor e indutâncias de *layout*.

2.2.1 ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR

Os fenômenos que ocorrem durante a entrada em condução do interruptor S_1 podem ser divididos em seis etapas, como apresentado na Fig. 2.2.

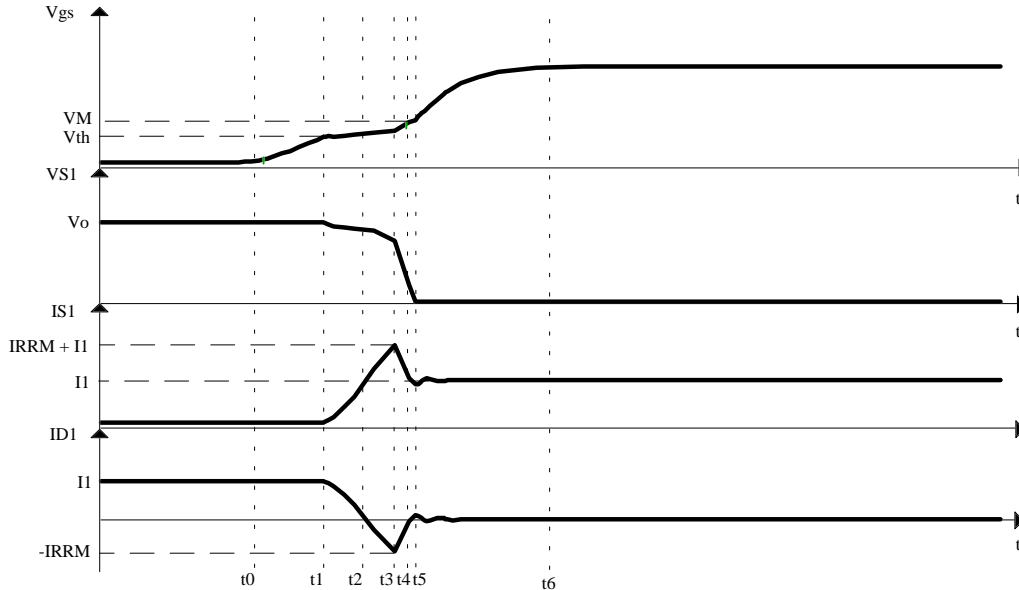


Fig. 2.2 – Etapas durante a entrada em condução do interruptor S_1 .

Primeira Etapa ($t_0 - t_1$): A primeira etapa é apresentada na Fig. 2.3. A tensão de comando (V_c) é aplicada no instante t_0 através de um resistor (R_g) em série com o terminal de *gate*. A tensão entre *gate* e *source* (V_{gs}) começa a crescer, carregando a capacitância C_{gs} . Nesta etapa, a tensão V_{gs} supera a tensão de *threshold* (V_{th}), permitindo a entrada em condução do interruptor S_1 . A corrente em S_1 permanece nula durante esta etapa. A corrente de entrada (I_1) circula através do diodo D_1 . A tensão sobre S_1 vale V_o .

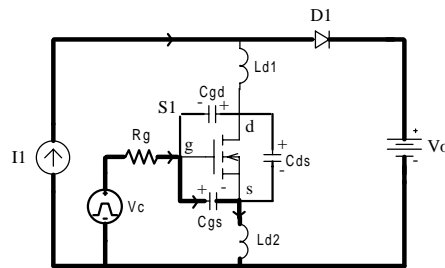


Fig. 2.3 - Primeira etapa da entrada em condução.

Segunda Etapa ($t_1 - t_2$): A segunda etapa é apresentada na Fig. 2.4. Esta etapa inicia no instante t_1 . A tensão V_{gs} continua crescendo durante esta etapa. A corrente em S_1 começa a crescer a partir de zero e a corrente através do diodo D_1 começa a decrescer a partir de I_1 . A variação de corrente no interruptor S_1 induz uma tensão nas indutâncias parasitas L_{d1} e L_{d2} . A tensão sobre o diodo D_1 permanece em seu valor de condução direta (V_F). Como conseqüência, a tensão sobre S_1 começa a cair devido à queda de tensão nas indutâncias parasitas. Esta etapa finaliza em t_2 quando a corrente em S_1 alcança I_1 .

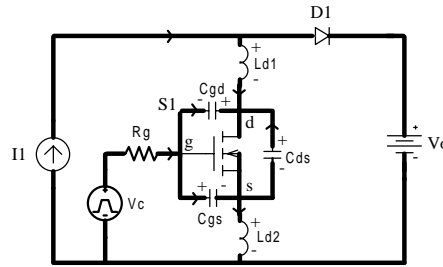


Fig. 2.4 – Segunda etapa da entrada em condução.

Terceira Etapa ($t_2 - t_3$): A terceira etapa é apresentada na Fig. 2.5. No instante t_2 a corrente no diodo D_1 é nula e a partir deste instante, o diodo inicia sua etapa de recuperação reversa. Durante esta etapa, o diodo não pode suportar tensão reversa, portanto, a tensão sobre o mesmo permanece em V_F . O diodo começa a extrair corrente de recuperação reversa da fonte V_o . A corrente através de S_1 aumenta acima do valor de I_1 . A tensão sobre S_1 continua caindo devido à queda nas indutâncias parasitas, enquanto que a tensão V_{gs} continua crescendo.

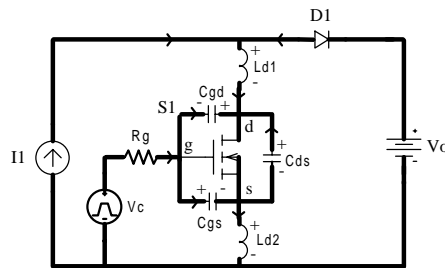


Fig. 2.5 – Etapa de recuperação reversa do diodo.

Quarta Etapa ($t_3 - t_4$): A quarta etapa também é apresentada na Fig. 2.5. No instante t_3 a corrente que circula por S_1 é a soma da corrente I_1 e da corrente de

recuperação reversa máxima (I_{RRM}). O diodo D_1 começa a restabelecer sua capacidade de bloqueio reverso e a corrente de recuperação reversa decresce até se tornar nula. Com o bloqueio de D_1 , a tensão sobre S_1 decresce rapidamente, permitindo um fluxo de corrente maior entre *gate* e dreno através da capacitância C_{gd} .

Quinta Etapa ($t_4 - t_5$): A quinta etapa é apresentada na Fig. 2.6. A tensão sobre S_1 é o produto entre a resistência de condução do interruptor (R_{dson}) e a corrente I_1 . A tensão V_{gs} é justamente o suficiente para suportar a corrente I_1 . A tensão V_{gs} permanece constante no patamar denominado *Miller* (V_M), enquanto que a capacitância C_{gd} é carregada.

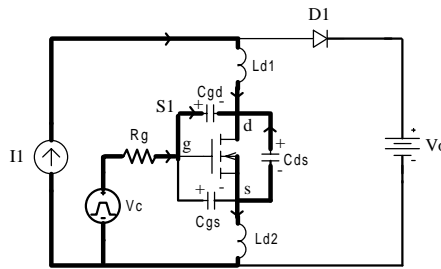


Fig. 2.6 – Quinta etapa da entrada em condução.

Sexta Etapa ($t_5 - t_6$): A sexta etapa é apresentada na Fig. 2.7. Nesta etapa a tensão V_{gs} volta a crescer até atingir a tensão do circuito de comando (V_c). A partir de t_5 o diodo D_1 já se encontra totalmente bloqueado.

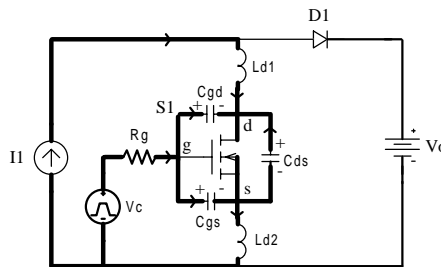


Fig. 2.7 – Sexta etapa da entrada em condução.

Das etapas descritas para a entrada em condução do interruptor, pode-se tirar algumas conclusões:

- A taxa de crescimento da corrente no interruptor é dada pela taxa de decrescimento da corrente no diodo, as quais dependem das indutâncias parasitas e da tensão de saída;
- O incremento de corrente (I_{RRM}) em S_1 deve-se à recuperação reversa do diodo;
- Devido à presença simultânea de elevados níveis de tensão e corrente no interruptor, tornam-se elevadas as perdas de comutação;

Um dos aspectos indesejáveis durante a entrada em condução do interruptor são as perdas de comutação. Uma maneira de minimizar este problema é tornar possível a ocorrência desta comutação sem que haja presença simultânea de tensão e corrente sobre o interruptor. Como a entrada em condução do interruptor provoca o bloqueio do diodo e as derivadas de corrente envolvidas são as mesmas, é válido estudar os fenômenos que ocorrem durante o bloqueio do diodo.

Durante o bloqueio do diodo, ocorre um fenômeno denominado “recuperação reversa”, abordado em [17]. Resume-se ao tempo necessário para que o diodo recupere seu poder de bloqueio. Na Fig. 2.8 apresenta-se uma forma de onda que ilustra este comportamento.

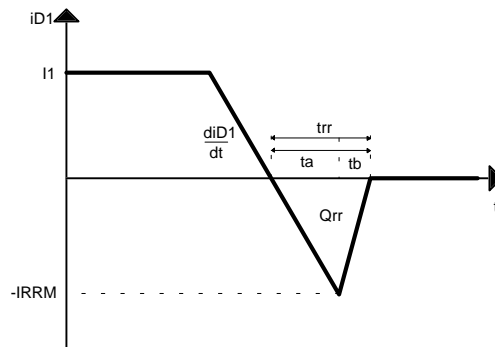


Fig. 2.8 – Ilustração da corrente no diodo durante seu bloqueio.

O valor de pico da corrente de recuperação reversa (I_{RRM}) é dado pela equação (2.1).

$$I_{RRM} = t_a \cdot \frac{di_{D1}}{dt} \quad (2.1)$$

Onde di_{D1}/dt é a taxa de decrescimento da corrente que circula pelo diodo (dependente das indutâncias parasitas) e t_a é uma parcela do tempo de recuperação reversa, compreendido entre a passagem por zero da corrente no diodo e o instante em que a

corrente de recuperação reversa atinge seu valor máximo. A quantidade de carga envolvida durante a recuperação reversa do diodo é determinada pela área do gráfico da Fig. 2.8, durante o intervalo de tempo t_{rr} , logo:

$$Q_{rr} = \frac{I_{RRM} \cdot t_{rr}}{2} \quad (2.2)$$

Isolando-se I_{RRM} na equação (2.2), tem-se:

$$I_{RRM} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{t_{rr}} \quad (2.3)$$

No momento em que a corrente de recuperação reversa atinge seu valor de pico, o diodo começa a restabelecer sua capacidade de bloqueio. Logo, t_b é o tempo que tarda para a corrente no diodo ir de $-I_{RRM}$ a zero. Isto se dá quase que instantaneamente, logo, pode-se considerar que t_b é um tempo bem menor que t_a .

$$t_{rr} \approx t_a \quad (2.4)$$

Substituindo-se o valor de t_a na equação (2.1) e igualando-a à equação (2.3), tem-se:

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2 \cdot Q_{rr}}{\frac{di_{D1}}{dt}}} \quad (2.5)$$

Substituindo-se a equação (2.5) na equação (2.3) tem-se:

$$I_{RRM} = \sqrt{2 \cdot Q_{rr} \cdot \frac{di_{D1}}{dt}} \quad (2.6)$$

Analisando-se as equações (2.5) e (2.6), pode-se tirar a seguinte conclusão: tanto o tempo de recuperação reversa quanto o valor de pico da corrente de recuperação reversa dependem da taxa de decrescimento da corrente no diodo. Logo, quanto menor esta derivada de corrente, menor é a perda de comutação durante a entrada em condução do interruptor; já que o aparecimento simultâneo de tensão e corrente sobre o mesmo se dá com um nível de corrente mais reduzido. O resultado de uma simulação mostrando a entrada em condução de S_1 é apresentado na Fig. 2.10.

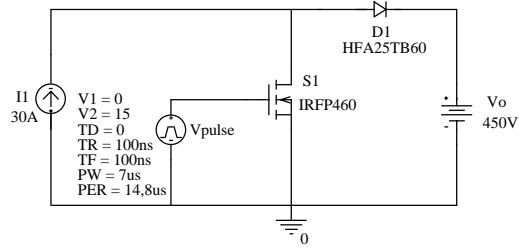


Fig. 2.9 - Circuito simulado para visualização da entrada em condução do interruptor.

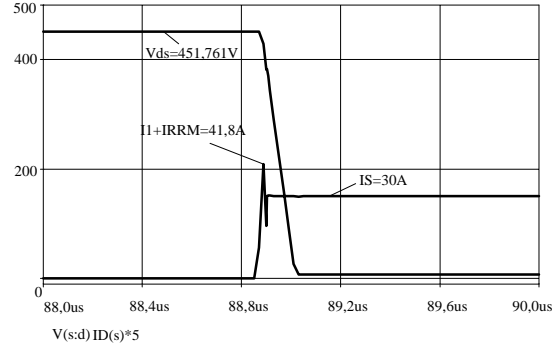


Fig. 2.10 - Entrada em condução do interruptor.

Uma maneira de reduzir a derivada de corrente no diodo é a inserção de um indutor no caminho entre o interruptor e o diodo, como mostrado na Fig. 2.11.

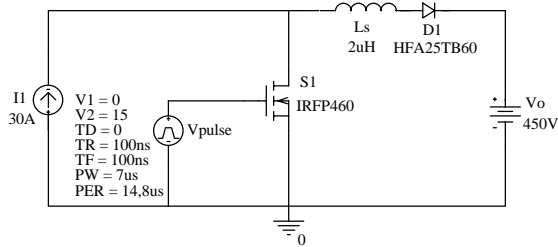


Fig. 2.11 - Inclusão do indutor L_s .

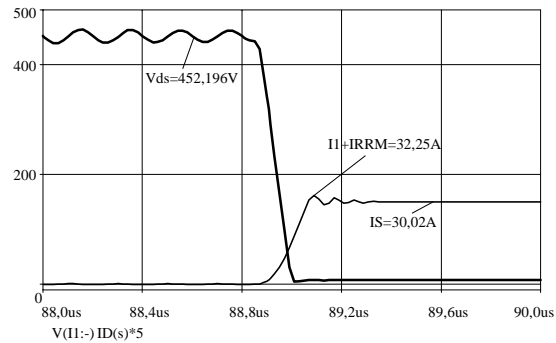


Fig. 2.12 - Entrada em condução do interruptor.

Com a inclusão de L_s , aparece um problema a ser resolvido. Durante o bloqueio do diodo, o indutor L_s acumula energia. No momento em que o diodo bloqueia, não havendo caminho para o indutor escoar a energia acumulada, o mesmo provoca uma sobretensão no diodo, a qual pode ser destrutiva para o componente. Isto pode ser observado na Fig. 2.13.

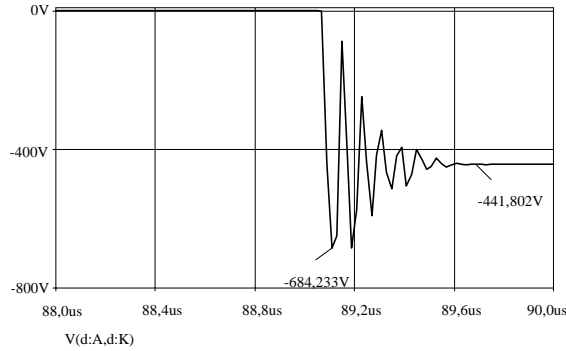


Fig. 2.13 - Sobretensão no diodo devido à energia acumulada em L_s .

A inserção do diodo D_{2s} e do capacitor C_a no circuito da Fig. 2.11 soluciona este problema, como mostrado na Fig. 2.15. No momento em que o diodo D_1 bloqueia, a energia acumulada no indutor L_s é desviada, através do diodo D_{2s} , ao capacitor C_a por ressonância. A sobretensão no diodo passa a ser controlada e dada pela expressão (2.7).

$$V_{D1} = V_o + V_{C_a} \tag{2.7}$$

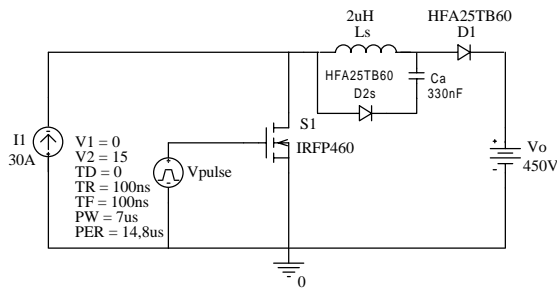


Fig. 2.14 – Inclusão de D_{2s} e do capacitor C_a .

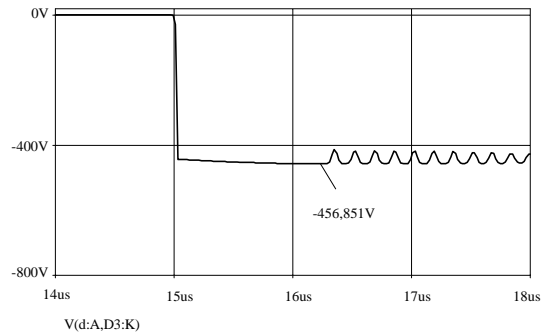


Fig. 2.15 – Tensão no diodo D_1 .

Com a inclusão de D_{2s} e C_a , um outro problema aparece. Não existe um caminho para que o capacitor C_a se descarregue a cada novo período de comutação, fazendo com que a tensão no mesmo cresça indefinidamente, como mostrado na Fig. 2.16. Como a tensão no diodo é função da tensão neste capacitor, um crescimento ilimitado desta coloca em risco tanto o capacitor C_a quanto o diodo D_1 , como mostrado na Fig. 2.17.

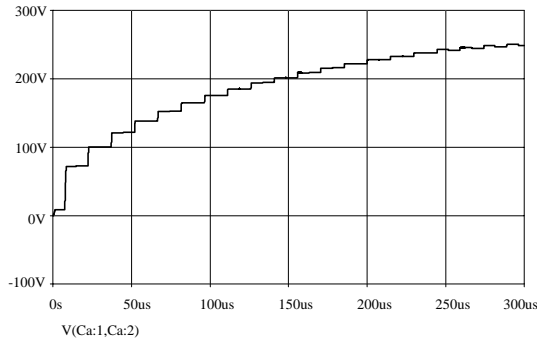


Fig. 2.16 – Tensão no capacitor C_a .

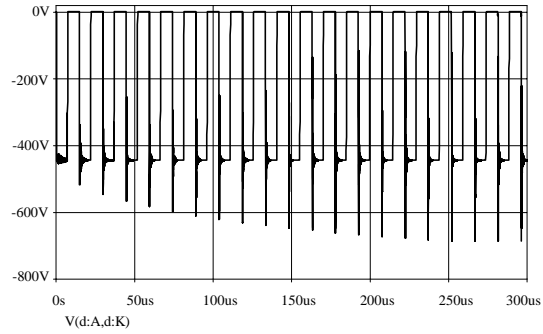


Fig. 2.17 – Tensão no diodo D_1 .

Inserindo-se o diodo D_{3s} entre o capacitor C_a e a carga, cria-se um caminho para que o mesmo se descarregue a cada novo período de comutação, como mostrado na Fig. 2.19. Como esta energia é redirecionado à carga a cada novo período de comutação, o *snubber* para a entrada em condução do interruptor é dito Não-Dissipativo.

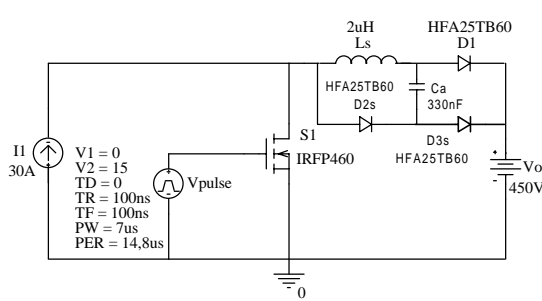


Fig. 2.18 – Inclusão do diodo D_{3s} .

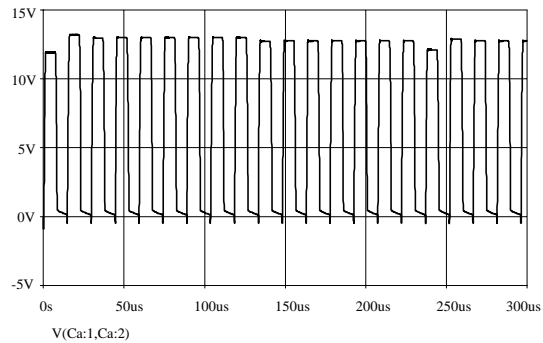


Fig. 2.19 - Tensão no capacitor C_a .

2.2.2 BLOQUEIO DO INTERRUPTOR

Depois de feita a análise da entrada em condução do interruptor e apresentado um *snubber* que torna esta comutação praticamente isenta de perdas (quase *ZCS – Zero Current Switching* [18]), faz-se um estudo da comutação durante o bloqueio do mesmo.

Os fenômenos que ocorrem durante o bloqueio de S_1 podem ser divididos em quatro etapas, como apresentado na Fig. 2.20.

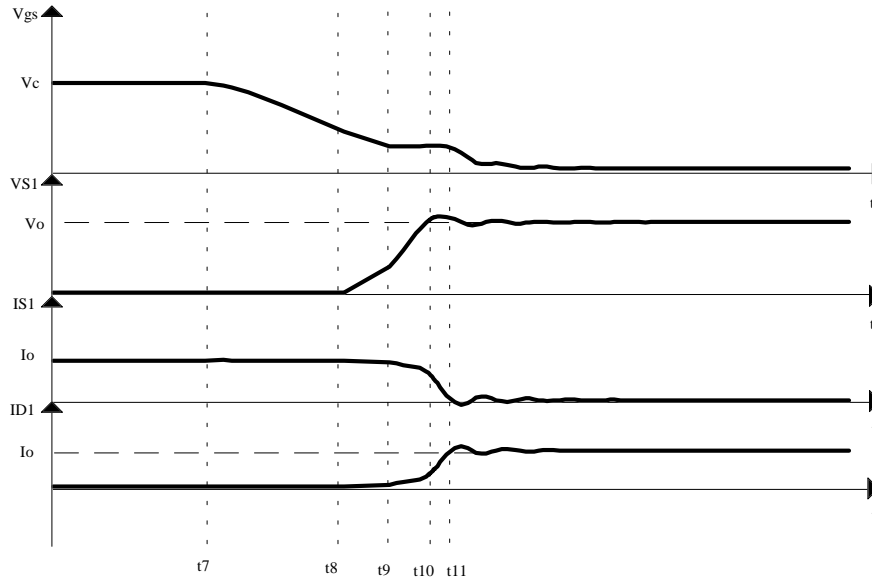


Fig. 2.20 – Etapas durante o bloqueio do interruptor S_1 .

Primeira Etapa ($t_7 - t_8$): A primeira etapa é apresentada na Fig. 2.21. No instante t_7 inicia o bloqueio de S_1 . Como a tensão de comando é reduzida de V_c a $0V$, a capacitância C_{gs} começa a se descarregar. O diodo D_1 encontra-se polarizado reversamente, portanto a corrente que circula através dele é nula. A tensão sobre S_1 vale $R_{dson} \cdot I_1$ (considerando uma tecnologia do tipo *Mosfet*) e a corrente através dele permanece I_1 .

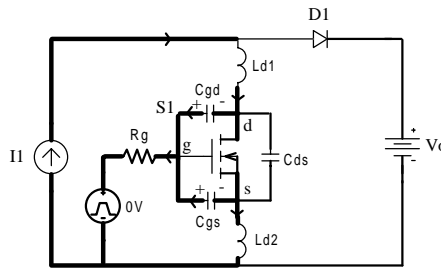


Fig. 2.21 - Primeira etapa do bloqueio.

Segunda Etapa ($t_8 - t_9$): A segunda etapa é apresentada na Fig. 2.22. Neste intervalo, a tensão V_{gs} é justamente o suficiente para que S_1 suporte a corrente I_1 . Não há transferência de corrente para o diodo D_1 , o qual ainda encontra-se reversamente polarizado. Durante esta etapa, a tensão sobre S_1 começa a crescer lentamente, já que quanto menor o valor de V_{gs} maior se torna a resistência em condução do interruptor. A

corrente I_1 começa a ser desviada ao capacitor C_{ds} , o qual limita a derivada de tensão sobre S_1 .

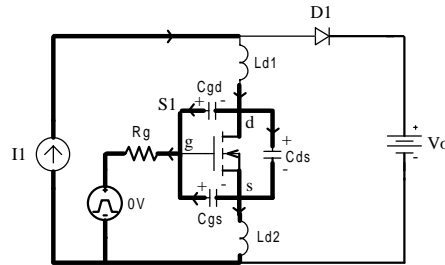


Fig. 2.22 – Segunda etapa do bloqueio.

Terceira Etapa ($t_9 - t_{10}$): A terceira etapa é apresentada na Fig. 2.23. Durante esta etapa a tensão sobre S_1 cresce rapidamente até atingir a tensão de saída V_o . A derivada de tensão sobre S_1 faz com que corrente seja injetada dentro da capacitância C_{gs} através do capacitor C_{gd} . Devido a este fato, a tensão V_{gs} permanece aproximadamente constante durante toda esta etapa. A corrente na chave permanece no valor de I_1 .

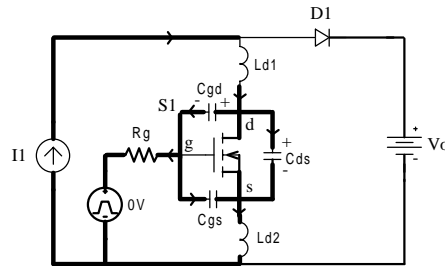


Fig. 2.23 – Terceira etapa do bloqueio.

Quarta Etapa ($t_{10} - t_{11}$): A quarta etapa é apresentada na Fig. 2.24. No instante t_{10} a corrente I_1 começa a ser transferida para o diodo D_1 . Durante esta etapa, o decrescimento da corrente em S_1 provoca uma sobretensão neste interruptor devido à presença das indutâncias parasitas L_{d1} e L_{d2} . No instante t_{11} o diodo D_1 assume toda a corrente de entrada e o interruptor encontra-se bloqueado.

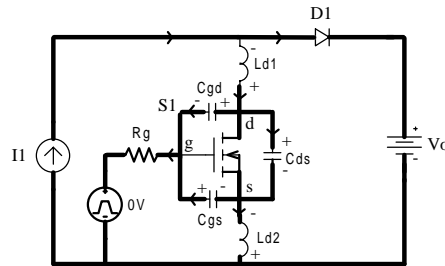


Fig. 2.24 – Quarta etapa do bloqueio.

Das etapas descritas durante o bloqueio, pode-se tirar algumas conclusões:

- A taxa de crescimento da tensão no interruptor é função da corrente de entrada e do capacitor C_{ds} ;
- Devido à presença simultânea de elevados níveis de tensão e corrente no interruptor, tornam-se elevadas as perdas de comutação;
- A redução da corrente no interruptor, de I_1 para $0A$, considerando-se que o único capacitor em paralelo com o interruptor é o intrínseco a ele (o qual é da ordem de pF), depende exclusivamente da rapidez da entrada em condução de D_1 .

Através das conclusões obtidas, percebe-se que o ponto crítico do bloqueio do interruptor também reside nas perdas de comutação. Uma maneira de minimizar tal problema é tornar possível a ocorrência desta comutação sem que haja presença simultânea de tensão e corrente sobre o interruptor. Um resultado de simulação é apresentado na Fig. 2.25, onde pode-se visualizar o bloqueio do interruptor S_1 .

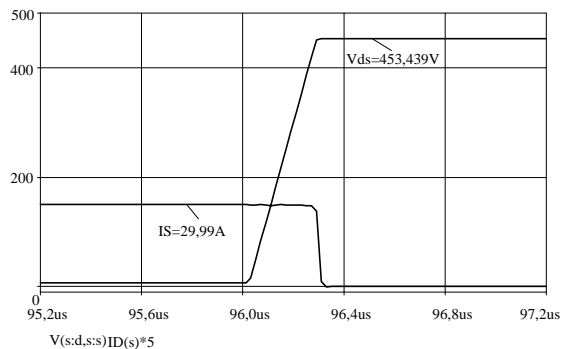


Fig. 2.25 - Bloqueio do interruptor S_1 .

Uma forma de minimizar bastante tais perdas é a inserção do capacitor C_s (com capacitância superior a C_{ds}) em paralelo com o interruptor, de modo a diminuir a taxa de crescimento da tensão, como apresentado na Fig. 2.26. Com isto, no instante do bloqueio, a corrente que circulava pelo interruptor é desviada ao capacitor por intermédio do diodo D_{1s} , carregando-o até atingir a tensão de saída; possibilitando uma comutação com tensão praticamente nula (quase ZVS – *Zero Voltage Switching* [18]) sobre o interruptor.

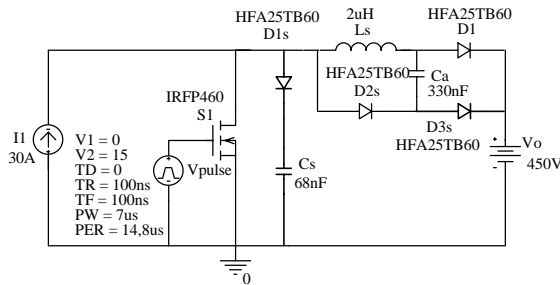


Fig. 2.26 – Inclusão do capacitor C_s e do diodo D_{1s} .

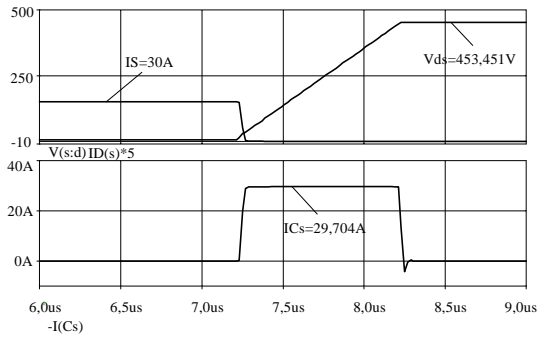


Fig. 2.27 – Bloqueio do interruptor S_1 .

Com a simples inclusão do diodo D_{1s} e do capacitor C_s , um novo problema aparece. Uma vez que o capacitor é carregado com a tensão de saída, o mesmo se mantém carregado enquanto o circuito estiver operando, já que não há um caminho para que ele se descarregue a cada novo período de comutação, como mostrado na Fig. 2.28.

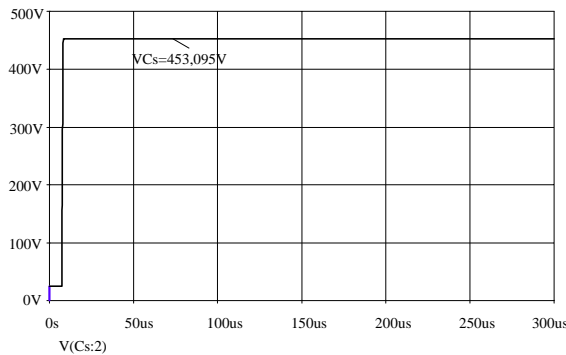


Fig. 2.28 – Tensão no capacitor C_s .

A solução para este problema é a seguinte: conectar o capacitor C_s ao anodo do diodo D_{2s} , disponibilizando desta forma um caminho para que, durante a condução do interruptor,

o capacitor C_s transfira sua energia para o capacitor C_a , o qual faz o papel de entregá-la à carga. Esta solução é mostrada na Fig. 2.29.

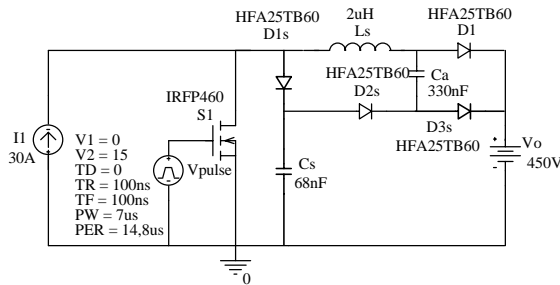


Fig. 2.29 - Circuito simulado com o *Snubber* .

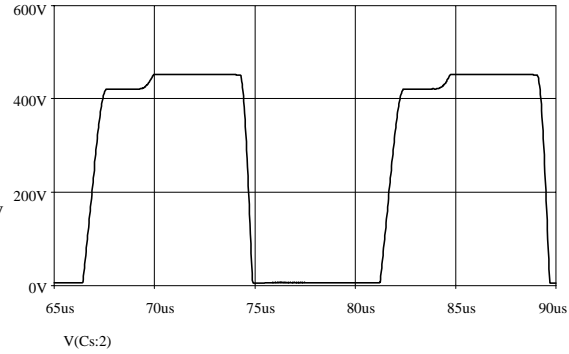


Fig. 2.30 – Tensão no capacitor C_s .

Pode-se observar na Fig. 2.30 que a tensão no capacitor C_s não é de boa qualidade; isto se deve ao fato de que não foi seguida nenhuma metodologia para a correta escolha dos componentes do *snubber*; o que será resolvido após o estudo mais aprofundado deste circuito, realizado no capítulo 3.

Com respeito à derivada de tensão nos terminais do interruptor, a redução desta além de proporcionar baixas perdas durante o bloqueio, reduz bastante os níveis de interferência eletromagnética (*EMI – Electromagnetic Interference*). A decomposição em *Fourier* da forma de onda de tensão sobre o interruptor mostra que uma redução nas derivadas de tensão reduz a amplitude da tensão nas frequências múltiplas à frequência fundamental (frequência de comutação).

Após o estudo realizado, o *snubber* apresentado possui as seguintes características:

- Durante a entrada em condução do interruptor e o bloqueio do diodo, as derivadas de corrente envolvidas são controladas;
- O efeito da recuperação reversa do diodo sobre o interruptor é praticamente desprezível, já que o valor de pico da corrente de recuperação reversa é bastante reduzido;
- A derivada de tensão durante o bloqueio do interruptor também é controlada, o que reduz bastante os níveis de *EMI*;

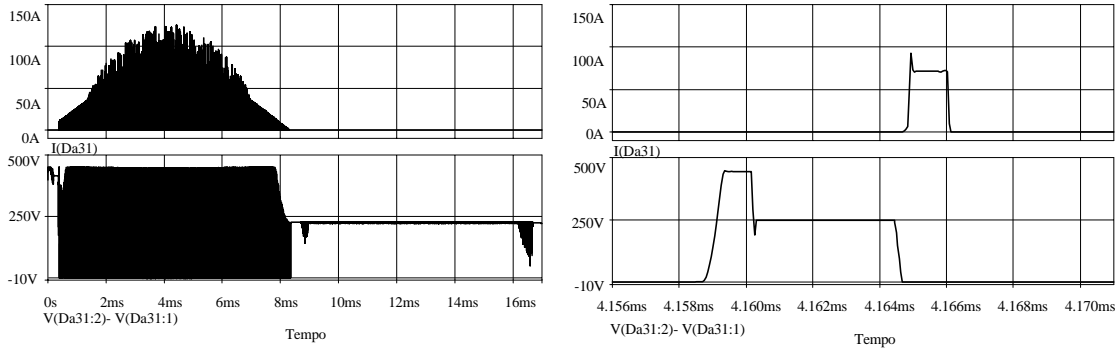


Fig. 3.25 - Corrente e tensão no diodo auxiliar do snubber D_{a31} .

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no diodo D_{a31} durante as etapas 7, 8 e 9 de operação do *snubber*.

O valor médio da corrente no diodo D_{a31} , para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.89).

$$I_{D_{a31}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{|\Delta t_7|} (i_{L_{a1}(7)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot sen(\theta)) dt \right) + \int_0^{\Delta t_9} (I_{1max} \cdot sen(\theta)) dt \right) d\theta \quad (3.89)$$

O valor eficaz da corrente neste diodo, para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.90).

$$I_{D_{a31}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{|\Delta t_7|} (i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot sen(\theta))^2 dt \right) + \int_0^{\Delta t_9} (I_{1max} \cdot sen(\theta))^2 dt \right) d\theta} \quad (3.90)$$

O valor de pico da corrente neste diodo é igual ao valor de pico da corrente de entrada, como apresentado na equação (3.91).

$$I_{D_{a31}pico} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 \quad (3.91)$$

A tensão reversa máxima sobre este diodo é igual à metade da tensão total do barramento, como apresentado na equação (3.92).

$$V_{D_{a31}max} = V_{C1} \quad (3.92)$$

3.4.8 DIODO DA CÉLULA DE COMUTAÇÃO (D_{c1} E D_{d1})

As formas de onda da corrente e da tensão no diodo da célula de comutação D_{d1} , para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas na Fig. 3.26.

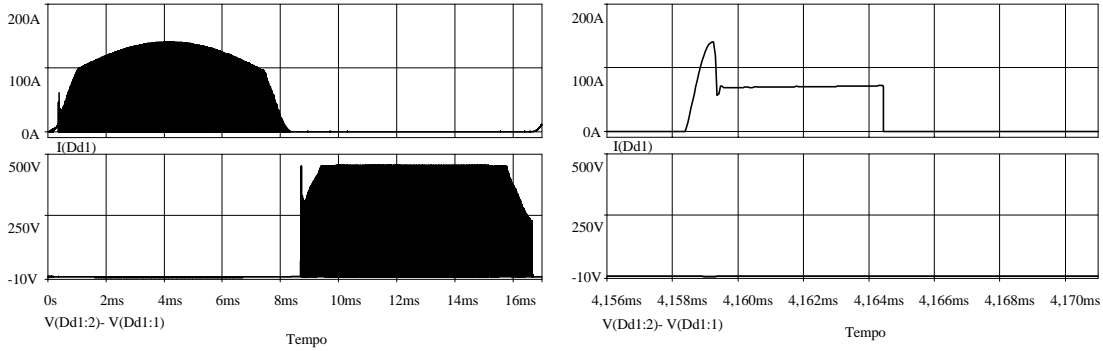


Fig. 3.26 - Corrente e tensão no diodo da célula de comutação D_{d1} .

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no diodo D_{d1} durante as etapas 2, 3, 4, e 5 de operação do *snubber*.

O valor médio da corrente neste diodo, para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.93).

$$I_{D_{d1}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(2)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(3)}(t)) dt + \int_0^{D \cdot T_{ch} - \Delta t_2 - \Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) \right) d\theta \quad (3.93)$$

O valor eficaz da corrente no diodo D_{d1} , para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.94).

$$I_{D_{d1}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(2)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{D \cdot T_{ch} - \Delta t_2 - \Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) \right) d\theta} \quad (3.94)$$

O valor de pico da corrente neste diodo é a soma da corrente máxima de entrada com o módulo da corrente no indutor L_{a1} ao final da etapa 3 de operação do *snubber*, como apresentado na equação (3.95).

$$I_{D_{d1max}} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 + \frac{V_{C1}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (3.95)$$

A tensão reversa máxima sobre este diodo é a metade da tensão total do barramento de saída, como apresentado na equação (3.96).

$$V_{D_{d1max}} = V_{C1} \quad (3.96)$$

3.4.9 CAPACITOR DO *SNUBBER* (C_{s11} E C_{s21})

As formas de onda da corrente e da tensão no capacitor do *snubber* C_{s11} , para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas na Fig. 3.27.

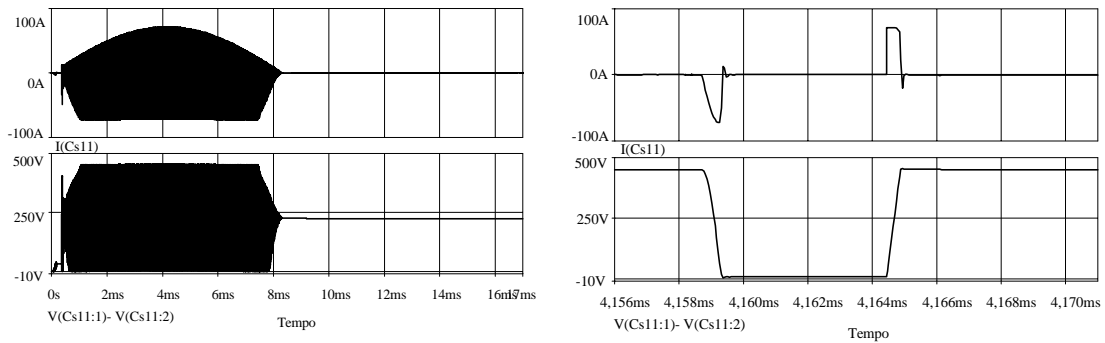


Fig. 3.27 – Corrente e tensão no capacitor do *snubber* C_{s11} .

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no capacitor C_{s11} durante as etapas 3, 6, e 7 de operação do *snubber*.

O valor eficaz da corrente neste capacitor, para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.97).

$$I_{C_{s11}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} (i_{L_{a1}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) \right) \left(\int_0^{|\Delta t_7|} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt \right) d\theta \right)} \quad (3.97)$$

A tensão máxima sobre este capacitor é a metade da tensão total do barramento de saída, como apresentado na equação (3.98).

$$\boxed{V_{C_{s11max}} = V_{C1}} \quad (3.98)$$

3.4.10 CAPACITOR DO *SNUBBER* (C_{A11} E C_{A21})

As formas de onda da corrente e da tensão no capacitor do *snubber* C_{a11} , para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas na Fig. 3.28.

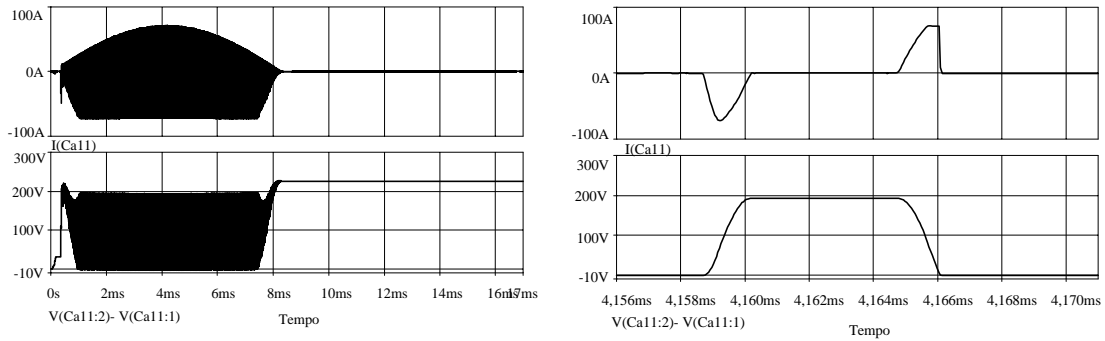


Fig. 3.28 - Corrente e tensão no capacitor do *snubber* C_{a11} .

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no capacitor C_{a11} durante as etapas 3, 4, 7, 8 e 9 de operação do *snubber*.

O valor eficaz da corrente no capacitor C_{a11} , para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.99).

$$\boxed{I_{C_{a11}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a1}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t))^2 dt + \int_0^{|\Delta t_7|} (-i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} (-i_{L_{a1}(8)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} (-I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) \right] d\theta}} \quad (3.99)$$

A tensão máxima sobre este capacitor ocorre ao final da etapa 4 de operação do *snubber*, e é apresentada na equação (3.100).

$$\boxed{V_{C_{a11\max}} = \frac{V_{C1} \cdot \omega_a}{\omega_s}} \quad (3.100)$$

3.5 CONCLUSÃO

Do estudo realizado neste capítulo, pôde-se tirar as seguintes conclusões:

- Durante o estudo das restrições de operação do *snubber*, verificou-se que uma escolha inadequada de parâmetros propicia o aparecimento de novas etapas de operação, prejudicando a qualidade das comutações, principalmente na entrada em condução do interruptor;
- A partir do equacionamento destas restrições, obteve-se ábacos que auxiliam na escolha correta dos componentes passivos do *snubber*, garantindo o correto funcionamento do mesmo de um valor mínimo da corrente de entrada até o seu valor de pico;
- Os esforços máximos de corrente e de tensão em todos os componentes do retificador com *snubber* são definidos por expressões extremamente simples. Já as expressões para o cálculo das correntes eficaz e média nestes componentes são bastante complexas, tornando-se úteis somente com o auxílio do *software MathCad 7.0*.

CAPÍTULO 4

METODOLOGIA E EXEMPLO DE PROJETO

4.1 INTRODUÇÃO

Os principais objetivos deste capítulo são listados abaixo:

- Apresentação em diagrama de blocos do sistema completo a ser projetado, mostrando de forma simples a interação que há entre as diversas partes do mesmo;
- Projeto de todos os circuitos que compõem o retificador trifásico de três níveis de 26kW.

4.2 REPRESENTAÇÃO EM BLOCOS DO SISTEMA A SER PROJETADO

A metodologia e o exemplo de projeto que são apresentados neste capítulo se referem ao retificador trifásico de três níveis, 26kW, unidirecional, com fator de potência unitário e alto rendimento apresentado, em forma de diagrama de blocos, na Fig. 4.1.

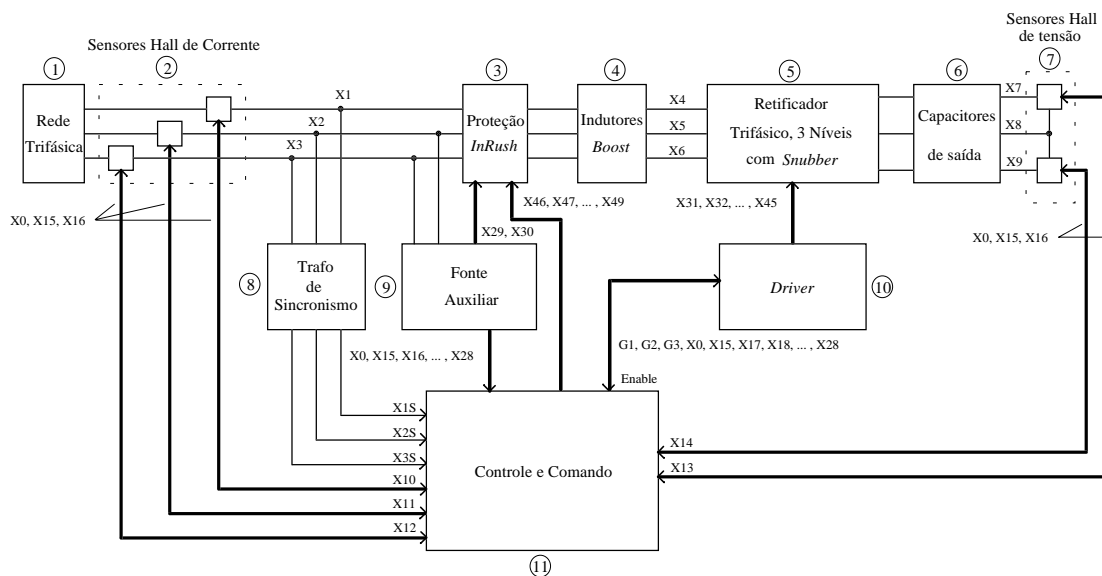


Fig. 4.1 – Representação em diagrama de blocos do sistema a ser projetado.

As diversas “entradas” e “saídas” apresentadas na Fig. 4.1 são descritas a seguir:

X_0 – Terra do comando.

X_1, X_2, X_3 – Rede de alimentação trifásica (primário do transformador de sincronismo).

X_{1s}, X_{2s}, X_{3s} – Sinais de sincronismo (secundário do transformador de sincronismo).

X_4, X_5, X_6 – Conexões entre os indutores *boost* e o retificador trifásico.

X_7, X_8, X_9 – Tensão de barramento.

X_{10}, X_{11}, X_{12} – Sinais dos sensores hall de corrente.

X_{13}, X_{14} – Sinais dos sensores hall de tensão.

X_{15} – Positivo da fonte de 15V.

X_{16} – Negativo da fonte de 15V.

X_{17}, X_{18} – Terminais da fonte de 24V (alimentação do *driver* do interruptor S_{a1}).

X_{19}, X_{20} – Terminais da fonte de 24V (alimentação do *driver* do interruptor S_{b1}).

X_{21}, X_{22} – Terminais da fonte de 24V (alimentação do *driver* do interruptor S_{a2}).

X_{23}, X_{24} – Terminais da fonte de 24V (alimentação do *driver* do interruptor S_{b2}).

X_{25}, X_{26} – Terminais da fonte de 24V (alimentação do *driver* do interruptor S_{a3}).

X_{27}, X_{28} – Terminais da fonte de 24V (alimentação do *driver* do interruptor S_{b3}).

X_{29}, X_{30} – Terminais da fonte de 24V (alimentação do Relê do circuito de pré-carga dos capacitores de saída).

X_{31}, X_{32}, X_{33} – Sinais de gatilho S_{a1} (dreno, gate e source)

X_{33}, X_{34}, X_{35} – Sinais de gatilho S_{b1} . (dreno, gate e source)

X_{36}, X_{37}, X_{38} – Sinais de gatilho S_{a2} (dreno, gate e source)

X_{38}, X_{39}, X_{40} – Sinais de gatilho S_{b2} (dreno, gate e source)

X_{41}, X_{42}, X_{43} – Sinais de gatilho S_{a3} (dreno, gate e source)

X_{43}, X_{44}, X_{45} – Sinais de gatilho S_{b3} (dreno, gate e source)

X_{46}, X_{47} – Comando do Relê.

X_{48}, X_{49} – Contatos NF do Relê.

As tensões de alimentação do *driver*, do circuito de controle e do relê são provenientes de uma fonte linear com todas as saídas isoladas uma das outras.

4.3 EXEMPLO DE PROJETO

A metodologia empregada para o projeto do sistema apresentado na Fig. 4.1, dada uma especificação, é descrita à medida que se projeta as diversas partes do circuito.

4.3.1 ESPECIFICAÇÃO

As especificações de projeto são apresentadas a seguir:

Tabela 4.1 – Especificações de projeto.

Parâmetro	Valor	Descrição
V_{Lnom}	380V	Valor nominal da tensão eficaz de linha
V_{Lmin}	320V	Valor mínimo da tensão eficaz de linha
V_{Lmax}	530V	Valor máximo da tensão eficaz de linha
V_o	900V	Tensão total do barramento de saída
P_o	27,1kW	Potência de saída
η	0,98	Rendimento esperado
f_{ch}	70kHz	Frequência de chaveamento (ou comutação)
f_r	60Hz	Frequência da rede
ΔI_l	7,5% I_{lmax}	Ondulação máxima de corrente nos indutores <i>boost</i>
ΔV_{omax}	1%	Ondulação máxima de tensão nos capacitores de saída
$(di/dt)_{max}$	250A/ μ s	Derivada de corrente máxima nos interruptores
$(dv/dt)_{max}$	2500V/ μ s	Derivada de tensão máxima sobre os interruptores e capacitores do <i>snubber</i>

4.3.2 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

O estágio de potência do sistema apresentado na Fig. 4.1 é formado pelos blocos 1, 4, 5 e 6. O circuito elétrico que representa este estágio é apresentado na Fig. 4.2.

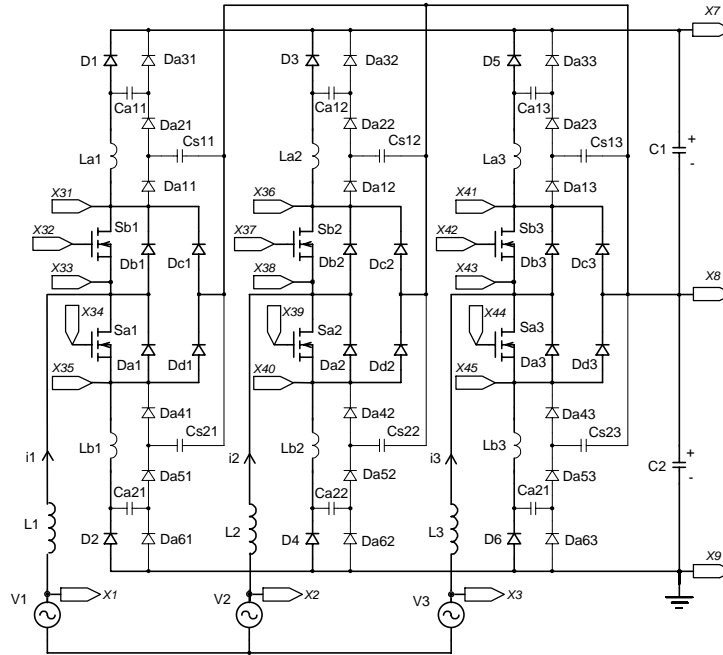


Fig. 4.2 – Estágio de potência.

4.3.2.1 Indutores Boost

Os indutores *Boost* são representados na Fig. 4.2 pelos componentes L_1 , L_2 e L_3 . Para o correto dimensionamento destes indutores, deve-se levar em conta a máxima corrente de pico que circula pelos mesmos, de forma a evitar a saturação do núcleo. Esta situação ocorre quando a tensão de linha encontra-se no seu valor eficaz mínimo.

a) Cálculo da indutância

Como apresentado no capítulo 1, a ondulação de corrente parametrizada é definida pela equação (4.1) e na sua forma gráfica pela Fig. 4.3.

$$\overline{\Delta I_1(\theta)} = \frac{L \cdot \Delta I_1 \cdot f_{ch}}{V_c} = \left(\frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\theta) - \frac{3}{4 \cdot \beta^2} \cdot (\text{sen}(\theta))^2 \right) \tag{4.1}$$

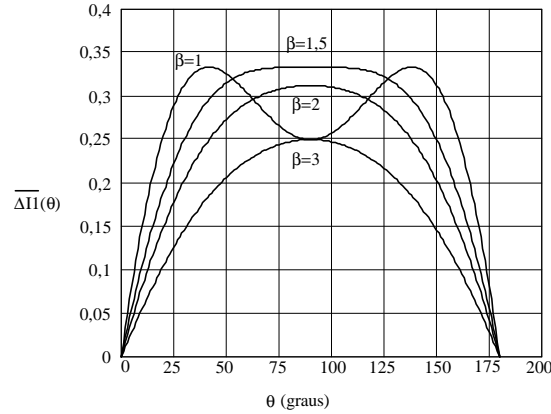


Fig. 4.3 – Ondulação de corrente parametrizada.

O parâmetro β é calculado como apresentado a seguir:

$$\beta = V_C / V_{1pico} \quad (4.2)$$

O parâmetro V_{1pico} é o valor de pico da tensão de fase quando a tensão de linha apresenta-se no seu valor mínimo, calculado a seguir:

$$V_{fpico} = (V_{Lmin} / \sqrt{3}) \cdot \sqrt{2} = (320 / \sqrt{3}) \cdot \sqrt{2} = 261,27V \quad (4.3)$$

Logo, β é calculado como segue:

$$\beta = (900 / 2) / 261,27 = 1,72 \quad (4.4)$$

Como se pode perceber na Fig. 4.3, para valores de $\beta > 1,5$, a ondulação de corrente parametrizada máxima ocorre para θ bem próximo a 90° . Logo, da equação (4.1) tem-se a ondulação de corrente parametrizada máxima:

$$\overline{\Delta I_{1max}} = \left(\frac{1}{1,72} \cdot \text{sen}(90^\circ) - \frac{3}{4 \cdot 1,72^2} \cdot (\text{sen}(90^\circ))^2 \right) = 0,3278 \quad (4.5)$$

A corrente de pico máxima, desprezando-se a ondulação, que circula pelo indutor é dada por:

$$I_{L1pico} = I_{1max} = (2 \cdot P_o) / (3 \cdot V_{1pico} \cdot \eta) = (2 \cdot 27100) / (3 \cdot 261,27 \cdot 0,98) = 70,56A \quad (4.6)$$

Logo, a ondulação de corrente máxima é dada por:

$$\Delta I_1 = 7,5\% \cdot I_{1max} = 7,5\% \cdot 70,56 = 5,29A \quad (4.7)$$

Por fim, o valor da indutância é calculado através da equação (4.1), como segue:

$$L = \left(\overline{\Delta I_{1\max}} \cdot V_C \right) / (\Delta I_1 \cdot f_{ch}) = (0,3278 \cdot 450) / (5,29 \cdot 70000) \approx 400 \mu H \quad (4.8)$$

b) Projeto físico do indutor

Os indutores *boost*, devido à elevada potência processada em cada fase e a busca de minimização de perdas, são construídos com núcleos do tipo *Kool Mμ Powder Cores* da *Magnetics* [20]. Este núcleo é de formato toroidal com entreferro distribuído. Suas principais características são: operação em altas frequências com baixas perdas e baixas elevações de temperatura, não apresenta ruído audível devido à componente de 60Hz e apresenta um volume bastante reduzido se comparado aos núcleos de ferro destinados à mesma aplicação.

- **Cálculos preliminares:**

O valor eficaz máximo da corrente que circula pelo indutor é calculado como mostrado na equação (4.9).

$$I_{L_{ef}} = (I_{1\max} + \Delta I_1 / 2) / \sqrt{2} = (70,56 + 5,29 / 2) / \sqrt{2} = 51,76 A \quad (4.9)$$

Cada indutor *boost* é composto por 4 indutores conectados em série, tornando-se viável a construção de um indutor de 400μH com baixas perdas e baixa elevação de temperatura. Logo, cada indutor construído deve apresentar a indutância dada pela equação (4.10), onde N_s é o número de indutores associados em série.

$$L_b = L / N_s = 400 \mu / 4 = 100 \mu H \quad (4.10)$$

- **Dados de projeto:**

$B_{b\max} = 0,6T$ Máxima densidade de fluxo magnético;

$K_{wb} = 0,7$ Fator de ocupação da janela do núcleo;

$J_{b\max} = 450A/cm^2$ Máxima densidade de corrente;

$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$ Permeabilidade magnética do ar

- **Escolha do núcleo:**

O produto das áreas $(A_e A_w)_b$ [1], o qual determina as dimensões do núcleo a ser escolhido, é calculado como mostrado na equação (4.11).

$$(A_e A_w)_b = \frac{L_b \cdot (IL_{1\text{pico}} + \Delta I_1/2) \cdot IL_{1\text{ef}} \cdot 10^4}{K_{wb} \cdot B_{b\text{max}} \cdot J_{b\text{max}}} \quad (4.11)$$

$$(A_e A_w)_b = \frac{100\mu \cdot (70,56 + 5,29/2) \cdot 51,76 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,6 \cdot 450} = 20,048\text{cm}^4 \quad (4.12)$$

Calculado o produto das áreas necessário, escolhe-se o núcleo 77908-A7 que tem os seguintes dados:

$A_{wb} = 17,99\text{cm}^2$	Área efetiva da janela;
$A_{eb} = 2,27\text{cm}^2$	Área transversal do núcleo;
$V_{eb} = 45,3\text{cm}^3$	Volume efetivo do núcleo;
$L_{mb} = 19,95\text{cm}$	Comprimento do caminho magnético;
$A_{eb}A_{wb} = 40,8\text{cm}^4$	Produto das áreas;
$\mu_b = 26$	Permeabilidade magnética relativa do núcleo;
$D_b = 77,8\text{mm}$	Diâmetro externo do núcleo;
$d_b = 49,2\text{mm}$	Diâmetro interno do núcleo;
$a_b = 15,9\text{mm}$	Altura do núcleo;
$WTL_b = 7,53\text{cm}$	Comprimento médio de uma espira;
$A_{sb} = 225,2\text{cm}^2$	Área da superfície do núcleo;
$AL_b = 37\text{mH}$	Valor da indutância para cada 1000 espiras no núcleo.

- **Cálculo do número de espiras:**

O número de espiras é calculado através da equação (4.13).

$$N_b = \sqrt{\frac{L_b \cdot L_{mb} \cdot 10^8}{0,4 \cdot \pi \cdot \mu_b \cdot A_{eb}}} \quad (4.13)$$

$$N_b = \sqrt{\frac{100\mu \cdot 19,95 \cdot 10^8}{0,4 \cdot \pi \cdot 26 \cdot 2,27}} = 51,877 \approx 52 \text{ espiras} \quad (4.14)$$

Da teoria de eletromagnetismo e considerando-se a curva de magnetização do núcleo na sua região linear, definem-se as equações (4.15) e (4.16), onde ϕ é o fluxo magnético.

$$\phi = B_{b\max} \cdot A_{eb} \quad (4.15)$$

$$L_b = N_b \cdot \phi / (IL_{1\text{pico}} + \Delta I_1) \quad (4.16)$$

Substituindo-se as equações (4.15) e (4.16) na equação (4.13), obtém-se a equação (4.17) que define a densidade de fluxo magnético máxima em função do número de espiras.

$$B_{b\max} = \frac{N_b \cdot (IL_{1\text{pico}} + \Delta I_1) \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot \mu_b}{Lm_b \cdot 10^8} \quad (4.17)$$

Para o número de espiras adotado na equação (4.14), o novo valor da máxima densidade de fluxo magnético é dado pela equação (4.18).

$$B_{b\max} = \frac{52 \cdot (70,56 + 5,29/2) \cdot 0,4 \cdot \pi \cdot 26}{19,95 \cdot 10^4} = 0,623T \quad (4.18)$$

- **Dimensionamento do condutor:**

A área de cobre necessária é calculada pela equação (4.19).

$$A_{Cub} = IL_{ef} / J_{b\max} = 51,76/450 = 0,1150cm^2 \quad (4.19)$$

O condutor escolhido é de 25AWG. Suas características elétricas e mecânicas são apresentadas a seguir:

$A_{Cufb} = 0,001624cm^2$ Área do condutor de cobre;

$A_{Cufib} = 0,002078cm^2$ Área do condutor de cobre com isolamento;

$\rho_{Cub(20^\circ)} = 0,001062\Omega/cm$ Resistência por unidade de comprimento para 20°C.

$\rho_{Cub(100^\circ)} = 0,001419\Omega/cm$ Resistência por unidade de comprimento para 100°C.

O número de condutores em paralelo necessário é dado pela equação (4.20).

$$N_{wb} = A_{Cub} / A_{Cufb} = 0,1150/0,001624 = 70,81 \text{ condutores} \quad (4.20)$$

Com o intuito de minimizar as perdas no cobre, adotou-se um número maior de condutores em paralelo:

$$N_{wb} = 100 \text{ condutores} \quad (4.21)$$

Para o número de condutores em paralelo adotado, a densidade de corrente real é calculada pela equação (4.22).

$$J_{b\max} = IL_{\text{ef}} / (N_{wb} \cdot A_{Cub}) = 51,76 / (100 \cdot 0,001624) = 318,72 \text{ A/cm}^2 \quad (4.22)$$

- **Cálculo das perdas no cobre:**

Adotando-se uma temperatura ambiente de $T_a=35^{\circ}\text{C}$ e uma elevação de temperatura máxima permitida durante o funcionamento do equipamento de $\Delta T=40^{\circ}\text{C}$, a resistividade do cobre pode ser calculada para a máxima temperatura como mostrado na equação (4.23).

$$\rho_{Cub}(T) = \rho_{Cub}(20^{\circ}) \cdot [1 + 0,00393 \cdot (T - 20^{\circ})] \quad (4.23)$$

$$\rho_{Cub}(75^{\circ}) = 0,001062 \cdot [1 + 0,00393 \cdot (75^{\circ} - 20^{\circ})] = 0,001291 \Omega/\text{cm} \quad (4.24)$$

A resistência equivalente do feixe de condutores elementares que forma o indutor é calculada como indicado na equação (4.25).

$$R_{CC_b} = \frac{\rho_{Cub}(75^{\circ}) \cdot WTL_b \cdot N_b}{N_{wb}} \quad (4.25)$$

$$R_{CC_b} = \frac{0,001291 \cdot 7,53 \cdot 52}{100} = 0,005 \Omega \quad (4.26)$$

As perdas no cobre são calculadas como apresentado na equação (4.27).

$$P_{Cub} = R_{CC_b} \cdot IL_{\text{ef}}^2 = 0,005 \cdot 51,76^2 = 13,3954 \text{ W} \quad (4.27)$$

- **Cálculo das perdas no núcleo:**

A perda no núcleo é composta de duas parcelas: uma devido à componente em 60Hz e a outra devido à componente na frequência de comutação (70kHz).

As perdas devido à componente em 60Hz é calculada pela equação (4.28).

$$P_{Cb(60)} = (2 \cdot B_{b\max} \cdot 10)^2 \cdot (f \cdot 10^{-3})^{1,46} \cdot 10^{-3} \cdot V_{eb} \quad (4.28)$$

$$P_{Cb(60)} = (2 \cdot 0,623 \cdot 10)^2 \cdot (60 \cdot 10^{-3})^{1,46} \cdot 10^{-3} \cdot 45,3 = 0,1156W \quad (4.29)$$

Para o cálculo das perdas devido à parcela de 70kHz, deve-se primeiro calcular a variação máxima da densidade de fluxo magnético para um período de comutação, como indicado na equação (4.30).

$$\Delta B_{b\max} = \frac{B_{b\max} \cdot \Delta I_1}{I_{L_{PICO}} + \Delta I_1/2} = \frac{0,623 \cdot 5,29}{70,56 + 5,29/2} = 0,045T \quad (4.30)$$

Logo, as perdas devido à parcela de 70kHz são calculadas como apresentado na equação (4.31).

$$P_{Cb(70k)} = (\Delta B_{b\max} \cdot 10)^2 \cdot (f_{ch} \cdot 10^{-3})^{1,46} \cdot 10^{-3} \cdot V_{eb} \quad (4.31)$$

$$P_{Cb(70k)} = (0,045 \cdot 10)^2 \cdot (70k \cdot 10^{-3})^{1,46} \cdot 10^{-3} \cdot 45,3 = 4,5327W \quad (4.32)$$

Por fim, as perdas totais no núcleo são dadas pela equação (4.33).

$$P_{Cb} = P_{Cb(60)} + P_{Cb(70k)} = 0,1156 + 4,5327 = 4,6483W \quad (4.33)$$

- **Cálculo das perdas totais:**

As perdas totais são calculadas como indicado na equação (4.34).

$$P_{Lb} = P_{Cub} + P_{Cb} = 13,3954 + 4,6483 = 18,0437W \quad (4.34)$$

- **Cálculo da elevação de temperatura:**

A elevação de temperatura no núcleo pode ser calculada, de forma aproximada, pela equação (4.35).

$$\Delta T_{Cb} = \left(\frac{P_{Lb} \cdot 10^3}{A_{sb}} \right)^{0,833} = \left(\frac{18,0437 \cdot 10^3}{225,2} \right)^{0,833} = 38,53^{\circ}C \quad (4.35)$$

- **Verificação da possibilidade de construção:**

Para que seja viável a construção física do indutor, deve-se verificar se a área ocupada por todas as espiras é menor do que a área disponível na janela do núcleo. Para isto, utiliza-se a equação (4.36).

$$P_{execb} = \frac{A_{Cu\text{fib}} \cdot N_b \cdot N_{wb}}{A_{wb}} = \frac{0,002078 \cdot 52 \cdot 100}{17,99} = 0,6 \quad (4.36)$$

Conclui-se que somente 60% da área disponível é ocupada, tornando viável a construção física do indutor.

Um resumo do projeto e especificação dos indutores boost L_1 , L_2 e L_3 é apresentado na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Resumo de projeto dos indutores *boost*.

Componente	Quantidade	Especificação
L_1, L_2, L_3	12	Núcleo toroidal <i>Kool Mμ 77908-A7</i> Fabricante: <i>Magnetics</i> 52 espiras 100 x 25AWG

As perdas geradas pelos 3 indutores *boost* são calculadas na equação (4.37).

$$P_{L_{123}} = 12 \cdot P_{L_b} = 12 \cdot 18,0437 = 216,5244W \quad (4.37)$$

4.3.2.2 Componentes passivos do *Snubber*

Os componentes passivos do *snubber* são representados na Fig. 4.2 pelos indutores L_{a1} , L_{b1} , L_{a2} , L_{b2} , L_{a3} , L_{b3} e pelos capacitores C_{a11} , C_{a21} , C_{s11} , C_{s21} , C_{a12} , C_{a22} , C_{s12} , C_{s22} , C_{a13} , C_{a23} , C_{s13} , C_{s23} .

Como apresentado no capítulo 3, os ábacos que guiam o cálculo destes componentes são mostrados nas Fig. 4.4, Fig. 4.5, Fig. 4.6 e Fig. 4.7.

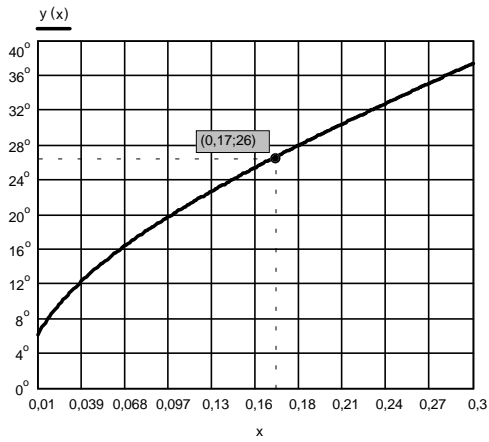


Fig. 4.4 - Instante elétrico a partir do qual o snubber começa a atuar corretamente.

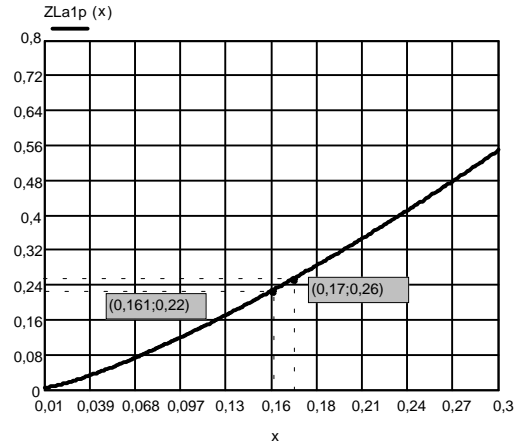


Fig. 4.5 – Impedância indutiva parametrizada em função de “x”.

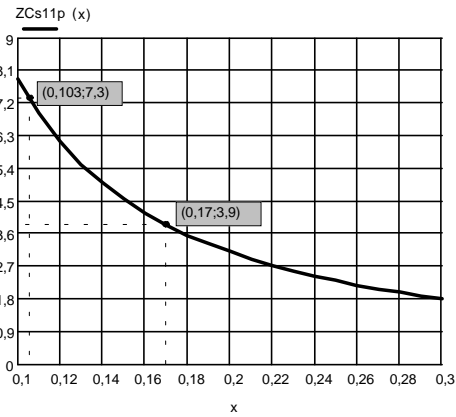


Fig. 4.6 – Impedância capacitiva parametrizada referente ao capacitor C_{s11} em função de “x”.

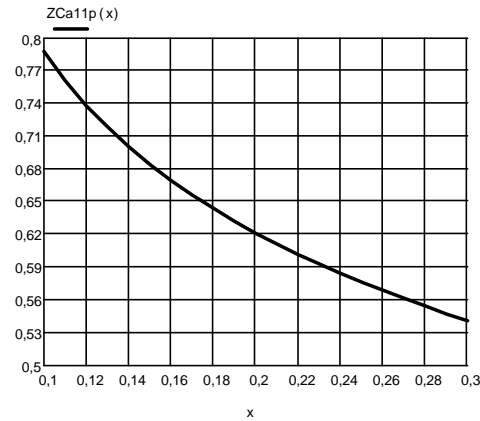


Fig. 4.7 - Impedância capacitiva parametrizada referente ao capacitor C_{a11} em função de “x”.

a) Escolha do parâmetro “x”

O valor máximo permitido para ZC_{s11p} e o valor mínimo permitido para ZL_{a1p} podem ser calculados, respectivamente, pelas equações (4.38) e (4.40).

$$ZC_{s11p \max} = \frac{(I_{I\max} + \Delta I_1/2) \cdot V_{1\text{pico}} \cdot (dv/dt)_{\max}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot I_{1\text{pico}} \cdot V_{C1}^2} \tag{4.38}$$

$$ZC_{s11p \max} = \frac{(70,56 + 5,29/2) \cdot 261,27 \cdot 2500}{2 \cdot \pi \cdot 70k \cdot (70,56 + 5,29/2) \cdot 450^2 \cdot 10^{-6}} = 7,33 \tag{4.39}$$

$$ZL_{a1p\min} = \frac{V_{Cl} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot (I_{1\max} + \Delta I_1/2)}{V_{1pico} \cdot (di/dt)_{\max}} \quad (4.40)$$

$$ZL_{a1p\min} = \frac{450 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 70k \cdot (70,56 + 5,29/2) \cdot 10^{-6}}{261,27 \cdot 250} = 0,2218 \quad (4.41)$$

A partir do resultado obtido na equação (4.39), pode-se encontrar o valor de “x” correspondente na Fig. 4.6, como mostrado na equação (4.42).

$$ZC_{s11p\max} = 7,33 \Rightarrow x_1 = 0,103 \quad (4.42)$$

A partir do resultado obtido na equação (4.41), também pode-se encontrar o valor de “x” correspondente na Fig. 4.5, como indicado na equação (4.43).

$$ZL_{a1p\min} = 0,2218 \Rightarrow x_2 = 0,161 \quad (4.43)$$

Logo, de forma a satisfazer ambas as restrições apresentadas nas equações (4.39) e (4.41), deve-se escolher um valor de “x” que seja ligeiramente superior ao maior dos valores de “x” encontrados nas equações (4.42) e (4.43). O valor de “x” escolhido é apresentado na equação (4.44).

$$x = 0,17 \quad (4.44)$$

a) Cálculo da indutância e das capacitâncias

A partir das equações (4.45), (4.47) e (4.49) calculam-se o indutor e os capacitores do *snubber*.

$$L_{a1}(x) = ZL_{a1p}(x) \cdot V_{1pico} / 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot (I_{1\max} + \Delta I_1/2) \quad (4.45)$$

$$L_{a1}(0,17) = 0,26 \cdot 261,27 / 2 \cdot \pi \cdot 70k \cdot (70,56 + 5,29/2) = 2,1\mu H \quad (4.46)$$

$$C_{s11}(x) = (I_{1\max} + \Delta I_1/2) \cdot V_{1pico} / 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot V_{Cl}^2 \cdot ZC_{sp}(x) \quad (4.47)$$

$$C_{s11}(0,17) = (70,56 + 5,29/2) \cdot 261,27 / 2 \cdot \pi \cdot 70k \cdot 450^2 \cdot 3,9 = 55nF \quad (4.48)$$

$$C_{a11}(x) = C_{s11}(x) / x \quad (4.49)$$

$$C_{a11}(0,17) = 55n/0,17 = 323,5nF \quad (4.50)$$

São adotados os seguintes valores comerciais para os capacitores calculados:

$$C_{s11} = 68nF \quad (4.51)$$

$$C_{a11} = 330nF \quad (4.52)$$

O novo valor de “x” passa a ser dado pela equação (4.53).

$$x = C_{s11}/C_{a11} = 68n/330n = 0,206 \quad (4.53)$$

b) Projeto físico do indutor

• Cálculos preliminares:

O valor eficaz máximo, o valor instantâneo máximo e o valor instantâneo mínimo da corrente que circula pelo indutor são calculados como mostram as equações (4.54), (4.55) e (4.56), apresentadas anteriormente no capítulo 3. As equações que utilizam integrais foram resolvidas com o auxílio do *software Mathcad 7.0*.

$$I_{L_{a1}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (i_{L_{a1}(1)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{a1}(2)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} (i_{L_{a1}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} (i_{L_{a1}(4)}(t))^2 dt + \int_0^{|\Delta t_7|} (i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} (i_{L_{a1}(8)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} (i_{L_{a1}(9)}(t))^2 dt \right) d\phi = 27,504A \quad (4.54)}$$

$$I_{L_{a1}max} = I_{1max} + \Delta I_{1max} / 2 = 70,56 + 5,29 / 2 = 73,205A \quad (4.55)$$

$$I_{L_{a1}min} = -\frac{V_{C1}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (4.56)$$

$$I_{L_{a1}min} = -\frac{450}{\frac{1}{2,1\mu} \cdot 2,1\mu} \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{1}{2,1\mu \cdot 68n} - \frac{68n + 330n}{2,1\mu \cdot 68n \cdot 330n}} = -72,15A \quad (4.57)$$

- **Dados de projeto:**

$B_{s\max} = 0,35\text{T}$ Máxima densidade de fluxo magnético;

$K_{ws} = 0,7$ Fator de ocupação da janela do núcleo;

$J_{s\max} = 400\text{A/cm}^2$ Máxima densidade de corrente;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}\text{H/m}$ Permeabilidade magnética do ar

- **Escolha do núcleo:**

O produto das áreas $(A_e A_w)_s$ é calculado como mostrado na equação (4.58).

$$(A_e A_w)_s = \frac{L_{a1} \cdot I_{La1\max} \cdot I_{La1ef} \cdot 10^4}{K_{ws} \cdot B_{s\max} \cdot J_{s\max}} \quad (4.58)$$

$$(A_e A_w)_s = \frac{2,1\mu \cdot 73,205 \cdot 27,504 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,2 \cdot 400} = 0,755\text{cm}^4 \quad (4.59)$$

Calculado o produto das áreas necessário, escolhe-se o núcleo EE 43524 com material do tipo R da *Magnetics* [21], que tem os seguintes dados:

$A_{ws} = 1,94\text{cm}^2$ Área efetiva da janela;

$A_{es} = 0,858\text{cm}^2$ Área transversal do núcleo;

$V_{es} = 9,18\text{cm}^3$ Volume efetivo do núcleo;

$L_{ms} = 10,7\text{cm}$ Comprimento do caminho magnético;

$A_{es} A_{ws} = 1,66\text{cm}^4$ Produto das áreas;

$\mu_s = 2300$ Permeabilidade magnética relativa do núcleo;

$A_s = 3,454\text{cm}$ Comprimento do núcleo;

$B_s = 2,38\text{cm}$ Altura do núcleo “E”;

$C_s = 0,935\text{cm}$ Espessura do núcleo;

$D_s = 1,874\text{cm}$ Altura da janela do núcleo “E”;

$E_s = 2,53\text{cm}$ Comprimento do núcleo – comprimento das pernas externas do mesmo;

$F_s = 0,935\text{cm}$ Comprimento da perna central do núcleo;

$L_s = 0,445\text{cm}$ Comprimento das pernas externas do núcleo;

$M_s = 0,787\text{cm}$ Comprimento da janela do núcleo;

$WTL_s = 6,2454\text{cm}$ Comprimento médio de uma espira. $WTL_s = 2 \cdot (C_s + F_s) + \pi(E_s - F_s)/2$;

$AL_s = 1320\text{mH}$ Valor da indutância para cada 1000 espiras no núcleo;

$a_s = 0,074$
 $c_s = 1,43$
 $d_s = 2,85$

Fatores utilizados para o cálculo aproximado das perdas no núcleo do material do tipo R para frequências de comutação abaixo de 100kHz.

- **Cálculo do número de espiras e do entreferro:**

O número de espiras é calculado através da equação (4.60). Teve-se o cuidado de adotar um número de espiras que se acomodassem em uma única camada, com o intuito de minimizar as perdas por efeito de proximidade [1].

$$N_s = \frac{L_{a1} \cdot I_{La1\max} \cdot 10^4}{B_{s\max} \cdot A_{es}} = \frac{2,1\mu \cdot 73,205 \cdot 10^4}{0,35 \cdot 0,858} = 5,11 \approx 5 \text{ espiras} \quad (4.60)$$

O entreferro total é calculado a partir da equação

$$l_g = \frac{N_s^2 \cdot \mu_o \cdot A_{es} \cdot 10^{-4}}{L_{a1}} = \frac{5^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,858 \cdot 10^{-4}}{2,1\mu} = 1,29\text{mm} \quad (4.61)$$

Na prática, o entreferro teve que ser ajustado para dar a indutância desejada, ficando em torno de 3,5mm. O motivo deste ajuste talvez tenha sido pelo fato de ter-se deixado um pedaço de fio extra para medição de corrente ou uma seção magnética menor do que o dado de catálogo. A indução magnética máxima, dado o número de espiras e o entreferro total, pode ser recalculada pela equação (4.62).

$$B_{s\max} = \frac{\mu_o \cdot N_s \cdot I_{La1\max} \cdot 10^3}{l_g} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5 \cdot 73,205 \cdot 10^3}{3,5} = 0,131\text{T} \quad (4.62)$$

- **Dimensionamento do condutor:**

O diâmetro máximo permitido do condutor elementar de cobre, levando-se em consideração o efeito *skin*, é calculado como mostra a equação (4.63).

$$d_{\max} = 2 \cdot \left(\frac{7,5}{\sqrt{f_{ch}}} \right) = 2 \cdot \left(\frac{7,5}{\sqrt{70k}} \right) = 0,057\text{cm} \quad (4.63)$$

Escolheu-se um fio *Litz* formado por 40 condutores em paralelo de 37AWG, onde cada um destes possui um diâmetro de 0,011cm. Este feixe de condutores apresenta uma seção correspondente ao fio 21AWG. Suas características elétricas e mecânicas são apresentadas a seguir:

$$\begin{aligned} A_{Cufis} &= 0,004105\text{cm}^2 && \text{Área do condutor de cobre;} \\ A_{Cufis} &= 0,005004\text{cm}^2 && \text{Área do condutor de cobre com isolamento;} \\ \rho_{Cus(20^\circ)} &= 0,00042\Omega/\text{cm} && \text{Resistência por unidade de comprimento para } 20^\circ\text{C.} \\ \rho_{Cus(100^\circ)} &= 0,000561\Omega/\text{cm} && \text{Resistência por unidade de comprimento para } 100^\circ\text{C.} \end{aligned}$$

A área de cobre necessária é calculada pela equação (4.64).

$$A_{Cus} = I_{L_{ef}} / J_{s\max} = 27,504/400 = 0,069\text{cm}^2 \quad (4.64)$$

O número de condutores em paralelo necessário é dado pela equação (4.65).

$$N_{ws} = A_{Cus} / A_{Cufis} = 0,069/0,004105 = 16,8 \text{ condutores} \quad (4.65)$$

Adotaram-se 19 condutores em paralelo. Para este número de condutores a densidade de corrente real é calculada pela equação (4.66).

$$J_{s\max} = I_{L_{ef}} / (N_{ws} \cdot A_{Cufis}) = 27,504 / (19 \cdot 0,004105) = 352,64 \text{ A/cm}^2 \quad (4.66)$$

- **Cálculo das perdas no cobre:**

Adotando-se uma temperatura ambiente de $T_a=35^\circ\text{C}$ e uma elevação de temperatura máxima permitida durante o funcionamento do equipamento de $\Delta T=40^\circ\text{C}$, a resistividade do cobre pode ser calculada para a máxima temperatura como mostrado na equação (4.67).

$$\rho_{Cus}(T) = \rho_{Cus}(20^\circ) \cdot [1 + 0,00393 \cdot (T - 20^\circ)] \quad (4.67)$$

$$\rho_{Cus}(75^\circ) = 0,00042 \cdot [1 + 0,00393 \cdot (75^\circ - 20^\circ)] = 0,00051\Omega/\text{cm} \quad (4.68)$$

A resistência equivalente do feixe de condutores elementares que forma o indutor é calculada como indicado na equação (4.69).

$$R_{CCs} = \frac{\rho_{Cus}(75^0) \cdot WTL_s \cdot N_s}{N_{ws}} = \frac{0,00051 \cdot 6,2454 \cdot 5}{19} = 0,84m\Omega \quad (4.69)$$

As perdas no cobre são calculadas como apresentado na equação (4.27).

$$P_{Cus} = R_{CCs} \cdot I_{L_{a1ef}}^2 = 0,84m \cdot 27,504^2 = 0,635W \quad (4.70)$$

- **Cálculo das perdas no núcleo:**

A perda no núcleo é calculada através da equação (4.71).

$$P_{Cs} = a_s \cdot (\Delta B_{smax} \cdot 10)^{d_s} \cdot (f_{ch} \cdot 10^{-3})^{c_s} \cdot 10^{-3} \cdot V_{es} \quad (4.71)$$

Para o cálculo destas perdas, deve-se primeiro calcular a variação máxima da densidade de fluxo para um período de comutação, como indicado na equação (4.72).

$$\Delta B_{smax} = B_{smax} - \frac{B_{smax} \cdot I_{L_{a1min}}}{I_{L_{a1max}}} = 0,131 - \frac{0,131 \cdot (-72,15)}{73,205} = 0,26T \quad (4.72)$$

Logo, as perdas no núcleo valem:

$$P_{Cs} = 0,074 \cdot (0,26 \cdot 10)^{2,85} \cdot (70k \cdot 10^{-3})^{1,43} \cdot 10^{-3} \cdot 9,18 = 4,5W \quad (4.73)$$

- **Cálculo das perdas totais:**

As perdas totais são calculadas como indicado na equação (4.74).

$$P_{La1} = P_{Cus} + P_{Cs} = 0,635 + 4,5 = 5,135W \quad (4.74)$$

- **Cálculo da elevação de temperatura:**

A elevação de temperatura no núcleo pode ser calculada, de forma aproximada, pela equação (4.75).

$$\Delta T_{Cs} = \left(\frac{P_{La1} \cdot 10^3}{A_{cs}} \right)^{0,833} \quad (4.75)$$

Onde A_{ss} é a área da superfície do núcleo, dada pela equação (4.76) para um núcleo do tipo EE.

$$A_{ss} = 2 \cdot (2 \cdot A_s \cdot B_s + 2 \cdot B_s \cdot C_s + A_s \cdot C_s) + 4 \cdot (2 \cdot D_s \cdot C_s + M_s \cdot C_s - 2 \cdot D_s \cdot M_s) \quad (4.76)$$

$$A_{ss} = 2 \cdot (2 \cdot 3,454 \cdot 2,38 + 2 \cdot 2,38 \cdot 0,935 + 3,454 \cdot 0,935) + 4 \cdot (2 \cdot 1,874 \cdot 0,935 + 0,787 \cdot 0,935 - 2 \cdot 1,874 \cdot 0,787) = 53,4 \text{ cm}^2 \quad (4.77)$$

Logo, a elevação de temperatura é de:

$$\Delta T_{Cs} = \left(\frac{5,135 \cdot 10^3}{53,4} \right)^{0,833} = 44,86^\circ \text{C} \quad (4.78)$$

- **Verificação da possibilidade de construção:**

Para que seja viável a construção física do indutor, deve-se verificar se a área ocupada por todas as espiras é menor do que a área disponível na janela do núcleo. Para isto, utiliza-se a equação (4.79).

$$P_{execs} = \frac{A_{Cufis} \cdot N_s \cdot N_{ws}}{A_{ws}} = \frac{0,005004 \cdot 5 \cdot 19}{1,94} = 0,245 \quad (4.79)$$

Conclui-se que, teoricamente, somente 24,5% da área disponível é ocupada, tornando viável a construção física do indutor.

Um resumo do projeto e especificação dos indutores L_{a1} , L_{b1} , L_{a2} , L_{b2} , L_{a3} e L_{b3} é apresentado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Resumo de projeto dos indutores do *snubber*.

Componente	Quantidade	Especificação
L_{a1} , L_{b1} , L_{a2} , L_{b2} , L_{a3} e L_{b3}	6	Núcleo EE R-43524-EC Fabricante: <i>Magnetics</i> 5 espiras 19 x 21AWG (40 x 37AWG) $l_g=4\text{mm}$

As perdas geradas pelos 6 indutores do *snubber* são calculadas na equação (4.80).

$$P_{Ls} = 6 \cdot P_{La1} = 6 \cdot 5,135 = 30,81W \quad (4.80)$$

c) Dimensionamento dos capacitores C_s

O valor eficaz máximo da corrente nos capacitores C_s e a tensão máxima sobre os mesmos podem ser calculados, como apresentado no capítulo 3, pelas equações (4.81) e (4.82).

$$I_{C_{s1ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} (i_{L_{al}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) \right) d\theta \right)} = 10,584A \quad (4.81)$$

$$V_{C_{s1max}} = V_{C1} = 450V \quad (4.82)$$

Através dos esforços máximos de tensão e corrente calculados anteriormente, especificou-se o capacitor apresentado na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Especificação dos capacitores C_s .

Componente	Quantidade	Especificação
$C_{s11}, C_{s21},$ $C_{s12}, C_{s22},$ C_{s13}, C_{s23}	6	Polipropileno Metalizado Código: 942C20S68k Fabricante: <i>Cornell Dubilier</i> 68nF / 2000V _{dc} / 2879V/ μ s 196A _{pico} / 9,9A _{ef} RSE _{C_s} =6m Ω

A perda gerada por estes capacitores é calculada como indicado na equação (4.83).

$$P_{Cs} = 6 \cdot RSE_{Cs} \cdot I_{C_{s1ef}}^2 = 6 \cdot 6m \cdot (10,584)^2 = 4,032W \quad (4.83)$$

d) Dimensionamento dos capacitores C_a

O valor eficaz máximo da corrente nos capacitores C_a e a tensão máxima sobre os mesmos podem ser calculados, como apresentado no capítulo 3, pelas equações (4.84) e (4.85).

$$I_{C_{a1}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a1}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t))^2 dt + \int_0^{|\Delta t_7|} (-i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} (-i_{L_{a1}(8)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} (-I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) \right) d\theta} = 15,822A \quad (4.84)$$

$$V_{C_{a1}max} = \frac{V_{C1} \cdot \omega_a}{\omega_s} = \frac{450 \cdot \sqrt{2,1\mu \cdot 68n}}{\sqrt{2,1\mu \cdot 330n}} = 204,27V \quad (4.85)$$

Através dos esforços máximos de tensão e corrente calculados anteriormente, especificou-se o capacitor apresentado na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Especificação dos capacitores C_a.

Componente	Quantidade	Especificação
C _{a11} , C _{a21} , C _{a12} , C _{a22} , C _{a13} , C _{a23}	6	Polipropileno Metalizado Código: 942C16P33k Fabricante: <i>Cornell Dubilier</i> 330nF / 1600V _{dc} / 1919V/μs 633A _{pico} / 13,3A _{ef} RSE _{C_a} =5mΩ

A perda gerada por estes capacitores é calculada como indicado na equação (4.86).

$$P_{Ca} = 6 \cdot RSE_{Ca} \cdot I_{Ca11ef}^2 = 6 \cdot 5m \cdot (15,822)^2 = 7,5W \quad (4.86)$$

4.3.2.3 Diodos do *Snubber*

Os diodos do *snubber* são representados na Fig. 4.2 pelos componentes D_{a11}, D_{a21}, D_{a31}, D_{a41}, D_{a51}, D_{a61}, D_{a12}, D_{a22}, D_{a32}, D_{a42}, D_{a52}, D_{a62}, D_{a13}, D_{a23}, D_{a33}, D_{a43}, D_{a53} e D_{a63}.

a) Dimensionamento dos diodos D_{a1x} e D_{a4x}

Os valores de pico, eficaz e médio máximo da corrente nos diodos D_{a1x} e D_{a4x} , assim como a tensão reversa máxima sobre os mesmos, podem ser calculados como apresentado no capítulo 3, pelas equações (4.87), (4.88), (4.89) e (4.90).

$$I_{D_{a1}pico} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 = 70,56 + 5,29 / 2 = 73,205A \quad (4.87)$$

$$I_{D_{a1}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) + \int_0^{|\Delta t_7|} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(8)}(t))^2 dt \right] d\theta} = 11,786A \quad (4.88)$$

$$I_{D_{a1}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) + \int_0^{|\Delta t_7|} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(7)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(8)}(t)) dt \right] d\theta = 2,457A \quad (4.89)$$

$$V_{D_{a1}max} = V_{C1} = 450V \quad (4.90)$$

Através dos esforços máximos de tensão e corrente calculados anteriormente, especificou-se o diodo apresentado na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Especificação dos diodos D_{a1x} e D_{a4x} .

Comp.	Qde.	Especificação
$D_{a11}, D_{a41},$ $D_{a12}, D_{a42},$ D_{a13}, D_{a43}	6	<p>Ultra-Rápido</p> <p>Código: HFA25TB60</p> <p>Fabricante: <i>International Rectifier</i></p> <p>$I_{FDa11max}=25A$ – Corrente média máxima para $T_C=100^0C$</p> <p>$I_{FrDa11max}=100A$ – Corrente de pico repetitiva máxima</p> <p>$V_{Da11max}=600V$ – tensão reversa máxima</p> <p>$V_{FDa11}=1V$ – Queda de tensão direta para $I_{FDa11}=4A$ e $T_j=125^0C$</p> <p>$V_{FDa11}=1,5V$ – Queda de tensão direta para $I_{FDa11}=20A$ e $T_j=125^0C$</p> <p>$R_{jcd11}=1^0C/W$ – Resistência térmica entre junção e cápsula</p>

Comp.	Qde.	Especificação
		$R_{jDa11}=80^0\text{C/W}$ – Resistência térmica entre junção e ambiente $R_{chDa11}=0,5^0\text{C/W}$ – Resistência térmica entre cápsula e dissipador $T_{j\max}=150^0\text{C}$ - Temperatura máxima da junção

A perda em condução destes diodos é calculada como indicado na equação (4.91).

$$P_{Da14x} = 6 \cdot V_{FDa11} \cdot I_{Da11med} = 6 \cdot 1 \cdot 2,457 = 14,742W \quad (4.91)$$

b) Dimensionamento dos diodos D_{a2x} e D_{a5x}

Os valores de pico, eficaz e médio máximo da corrente nos diodos D_{a2x} e D_{a5x} , assim como a tensão reversa máxima sobre os mesmos, podem ser calculados como apresentado no capítulo 3, pelas equações (4.92), (4.93), (4.94) e (4.95).

$$I_{D_{a21}pico} = \frac{V_{C1} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} = \frac{450 \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{1}{2,1\mu \cdot 68n} - \frac{68n + 330n}{2,1\mu \cdot 68n \cdot 330n}}}{\frac{1}{2,1\mu \cdot 68n} \cdot 2,1\mu} = 72,15A \quad (4.92)$$

$$I_{D_{a21}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a1}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t))^2 dt \right) + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1\max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(8)}(t))^2 dt \right) d\theta \right)} = 12,511A \quad (4.93)$$

$$I_{D_{a21}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a1}(3)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t)) dt \right) + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1\max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(8)}(t)) dt \right) d\theta \right) = 2,392A \quad (4.94)$$

$$V_{D_{a21}max} = \frac{V_{C1} \cdot \omega_a}{\omega_s} = \frac{450 \cdot \sqrt{2,1\mu \cdot 68n}}{\sqrt{2,1\mu \cdot 330n}} = 204,27V \quad (4.95)$$

Através dos esforços máximos de tensão e corrente calculados anteriormente, especificou-se o mesmo diodo apresentado na Tabela 4.6.

A perda em condução destes diodos é calculada como indicado na equação (4.96).

$$P_{Da25x} = 6 \cdot V_{FDa11} \cdot I_{Da21med} = 6 \cdot 1 \cdot 2,392 = 14,352W \quad (4.96)$$

c) Dimensionamento dos diodos D_{a3x} e D_{a6x}

Os valores de pico, eficaz e médio máximo da corrente nos diodos D_{a3x} e D_{a6x} , assim como a tensão reversa máxima sobre os mesmos, podem ser calculados como apresentado no capítulo 3, pelas equações (4.97), (4.98), (4.99) e (4.100).

$$I_{D_{a31}pico} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 = 70,56 + 5,29 / 2 = 73,205 A \quad (4.97)$$

$$I_{D_{a31}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{|\Delta t_7|} (i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) d\theta \right)} = 11,262 A \quad (4.98)$$

$$I_{D_{a31}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{|\Delta t_7|} (i_{L_{a1}(7)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) d\theta \right) = 2,476 A \quad (4.99)$$

$$V_{D_{a31}max} = V_{C1} = 450 V \quad (4.100)$$

Através dos esforços máximos de tensão e corrente calculados anteriormente, também especificou-se o mesmo diodo apresentado na Tabela 4.6.

A perda em condução destes diodos é calculada como indicado na equação (4.101).

$$P_{Da36x} = 6 \cdot V_{FDa11} \cdot I_{Da31med} = 6 \cdot 1 \cdot 2,476 = 14,856 W \quad (4.101)$$

4.3.2.4 Diodos da célula de comutação

Os diodos da célula de comutação são representados na Fig. 4.2 pelos componentes D_{c1} , D_{d1} , D_{c2} , D_{d2} , D_{c3} e D_{d3} .

Os valores de pico, eficaz e médio máximo da corrente nestes diodos, assim como a tensão reversa máxima sobre os mesmos, podem ser calculados como apresentado no capítulo 3, pelas equações (4.102), (4.104), (4.105) e (4.106).

$$I_{D_{d1}max} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 + \frac{V_{C1}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (4.102)$$

$$I_{D_{d1max}} = 70,56 + \frac{5,29}{2} + \frac{450 \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{1}{2,1\mu \cdot 68n} - \frac{68n + 330n}{2,1\mu \cdot 68n \cdot 330n}}}{\frac{1}{2,1\mu \cdot 68n} \cdot 2,1\mu} = 145,36A \quad (4.103)$$

$$I_{D_{d1ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(2)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{D \cdot T_{ch} - \Delta t_2 - \Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) \right) d\theta} = 31,483A \quad (4.104)$$

$$I_{D_{d1med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(2)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(3)}(t)) dt + \int_0^{D \cdot T_{ch} - \Delta t_2 - \Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) \right) d\theta = 16,185A \quad (4.105)$$

$$V_{D_{d1max}} = V_{C1} = 450V \quad (4.106)$$

Através dos esforços máximos de tensão e corrente calculados anteriormente, também especificou-se o mesmo diodo apresentado na Tabela 4.6.

A perda em condução destes diodos é calculada como indicado na equação (4.107).

$$P_{Dcdx} = 6 \cdot V_{FDa11} \cdot I_{Dd1med} = 6 \cdot 1,5 \cdot 16,185 = 145,665W \quad (4.107)$$

Como se pôde perceber nas formas de onda apresentadas no capítulo 3, todos os diodos do *snubber* e da célula de comutação apresentam comutação suave; por isto calculou-se somente as perdas em condução.

4.3.2.5 Diodos boost

Os diodos *boost* são representados na Fig. 4.2 pelos componentes D₁, D₂, D₃, D₄, D₅ e D₆.

Os valores de pico, eficaz e médio máximo da corrente nestes diodos, assim como a tensão reversa máxima sobre os mesmos, podem ser calculados como apresentado no capítulo 3, pelas equações (4.108), (4.109), (4.110) e (4.111).

$$I_{D_{1max}} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 = 70,56 + 5,29 / 2 = 73,205A \quad (4.108)$$

$$I_{D_{1ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{a1}(2)}(t))^2 dt \right) \right) d\theta \right)} = 22,458A \quad (4.109)$$

$$I_{D_{1med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{a1}(2)}(t)) dt \right) \right) d\theta \right) = 8,189A \quad (4.110)$$

$$V_{D_{1max}} = V_{C1} \cdot \left(1 + \frac{\omega_a}{\omega_s} \right) = 450 \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{68n \cdot 2,1\mu}{330n \cdot 2,1\mu}} \right) = 654,27V \quad (4.111)$$

Através dos esforços máximos de tensão e corrente calculados anteriormente, especificou-se o diodo apresentado na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Especificação dos diodos D₁ a D₆.

Comp.	Qde.	Especificação
D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄ , D ₅ , D ₆	6	<p>Ultra-Rápido</p> <p>Código: HFA30PB120</p> <p>Fabricante: <i>International Rectifier</i></p> <p>I_{FD1max}=30A – Corrente média máxima para T_C=100⁰C</p> <p>I_{FrD1max}=90A – Corrente de pico repetitiva máxima</p> <p>V_{D1max}=1200V – tensão reversa máxima</p> <p>V_{FD1}=2,5V – Queda de tensão direta para I_{FDa11}=16A e T_j=125⁰C</p> <p>R_{jcD1}=0,83⁰C/W – Resistência térmica entre junção e cápsula</p> <p>R_{jaD1}=80⁰C/W – Resistência térmica entre junção e ambiente</p> <p>R_{chD1}=0,5⁰C/W – Resistência térmica entre cápsula e dissipador</p> <p>T_{jmax}=150⁰C – Temperatura máxima da junção</p>

A perda em condução destes diodos é calculada como indicado na equação (4.112).

$$P_{Dx} = 6 \cdot V_{FD1} \cdot I_{D1med} = 6 \cdot 2,5 \cdot 8,189 = 122,835W \quad (4.112)$$

4.3.2.6 Interruptores *Boost*

Os interruptores *Boost* são representados na Fig. 4.2 pelos componentes S_{a1} , S_{b1} , S_{a2} , S_{b2} , S_{a3} e S_{b3} juntamente com seus diodos intrínsecos D_{a1} , D_{b1} , D_{a2} , D_{b2} , D_{a3} e D_{b3} .

Os valores de pico, eficaz e médio máximo da corrente nestes interruptores e diodos, assim como a tensão máxima sobre os mesmos, podem ser calculados como apresentado no capítulo 3, pelas equações (4.113), (4.115), (4.116), (4.117), (4.118), (4.119), (4.120) e (4.121).

$$I_{S_{a1max}} = I_{1max} + \Delta I_1/2 + \frac{V_{C1}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (4.113)$$

$$I_{S_{a1max}} = 70,56 + \frac{5,29}{2} + \frac{450 \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{1}{2,1\mu \cdot 68n} - \frac{68n + 330n}{2,1\mu \cdot 68n \cdot 330n}}}{\frac{1}{2,1\mu \cdot 68n} \cdot 2,1\mu} = 145,36A \quad (4.114)$$

$$I_{S_{a1ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(2)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{D \cdot T_{ch} - \Delta t_2 - \Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) d\theta + \int_\pi^{2\pi} \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a2}(3)}(t))^2 dt \right) d\theta \right)} = 32,496A \quad (4.115)$$

$$I_{S_{a1med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(2)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(3)}(t)) dt + \int_0^{D \cdot T_{ch} - \Delta t_2 - \Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) d\theta + \int_\pi^{2\pi} \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a2}(3)}(t)) dt \right) d\theta \right) = 17,256A \quad (4.116)$$

$$V_{S_{a1max}} = V_{C1} = 450V \quad (4.117)$$

$$I_{D_{a1max}} = I_{1max} + \Delta I_1/2 = 70,56 + 5,29/2 = 73,205A \quad (4.118)$$

$$I_{D_{a1}ef} = I_{D_{b1}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (i_{L_{a1}(1)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{a1}(2)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_6 + |\Delta t_7| + \Delta t_8 + \Delta t_9} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) \right) d\theta \right)} = 26,113A \quad (4.119)$$

$$I_{D_{a1}med} = I_{D_{b1}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (i_{L_{a1}(1)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{a1}(2)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_6 + |\Delta t_7| + \Delta t_8 + \Delta t_9} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) \right) d\theta \right) = 11,653A \quad (4.120)$$

$$V_{D_{a1max}} = V_{C1} = 450V \quad (4.121)$$

Através dos esforços máximos de tensão e corrente calculados anteriormente, especificou-se o interruptor do tipo *Mosfet* apresentado na

Tabela 4.8. De forma a reduzir as perdas em condução, são utilizados 4 *Mosfets* em paralelo para formar um único interruptor, com a finalidade de reduzir por 4 a resistência equivalente de condução.

Tabela 4.8 – Especificação dos interruptores *boost* com seus respectivos diodos intrínsecos.

Componente	Qde.	Especificação
(S _{a1} e D _{a1}), (S _{b1} e D _{b1}), (S _{a2} e D _{a2}), (S _{b2} e D _{b2}), (S _{a3} e D _{a3}), (S _{b3} e D _{b3})	24	<p><i>Mosfet</i> de potência IXFX44N60 Encapsulamento: PLUS 247 Fabricante: IXYS</p> <p>V_{DSSa1}=600V – Tensão máxima de dreno-source I_{DSa1}=35A – Corrente média máxima para T_c=75⁰C I_{DMSa1}=176A – Corrente de pico máxima para T_c=25⁰C V_{GSSa1}=±20V – Tensão máxima entre gate-source (dv/dt)_{Sa1max}=5000V/μs – Derivada de tensão máxima entre dreno-source</p> <p>R_{DS(on)Sa1}=130mΩ - Resistência de condução C_{issSa1}=8900pF – Capacitância de entrada t_{(on)Sa1max}=90ns – Tempo máximo para entrada em condução t_{(off)Sa1max}=140ns – Tempo máximo para bloqueio R_{jcSa1}=0,22⁰C/W – Resistência térmica entre junção e cápsula</p>

		$R_{chSa1}=0,15^0C/W$ – Resistência térmica entre cápsula e dissipador $T_{jmax}=150^0C$ – Temperatura máxima da junção
		Diodo intrínseco: $I_{DDa1}=35A$ – Corrente direta máxima para $T_c=75^0C$ $V_{Da1}=600V$ – Tensão reversa máxima $V_{dDa1}=1,3V$ – Queda de tensão direta

As perdas em condução geradas por estes interruptores, juntamente com seus respectivos diodos intrínsecos, são calculadas como indicado na equação (4.122). Não são computadas as perdas de comutação devido à presença do *snubber*.

$$P_{Sabx} = 6 \cdot \frac{R_{DS(on)Sa1}}{4} \cdot I_{Sa1ef}^2 + 6 \cdot \left(4 \cdot V_{dDa1} \cdot \frac{I_{Da1med}}{4} \right) \quad (4.122)$$

$$P_{Sabx} = 6 \cdot \frac{130m}{4} \cdot 32,496^2 + 6 \cdot \left(4 \cdot 1,3 \cdot \frac{11,653}{4} \right) = 296,81W \quad (4.123)$$

4.3.2.7 Capacitores de saída

Os capacitores de saída são representados na Fig. 4.2 pelos componentes C_1 e C_2 . A capacitância mínima de cada capacitor de saída pode ser calculada como indicado na equação (4.124), onde P_{o1} é a metade da potência total de saída.

$$C_1 = \frac{P_{o1}}{2 \cdot \pi \cdot (6 \cdot f_r) \cdot V_{C1}^2 \cdot \Delta V_{o,max}} = \frac{27,1k/2}{2 \cdot \pi \cdot (6 \cdot 60) \cdot 450^2 \cdot 0,01} \approx 3mF \quad (4.124)$$

Através de simulação obteve-se o valor eficaz da corrente em cada capacitor de saída, para a potência nominal de carga, como mostrado na equação (4.125).

$$I_{C1ef} = 32A \quad (4.125)$$

Cada capacitor de saída é formado por uma associação de 4 capacitores, sendo dois grupos, de dois capacitores em série, conectados em paralelo. A especificação dos capacitores escolhidos é mostrada na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Especificação dos capacitores de saída C_1 e C_2 .

Componente	Quantidade	Especificação
C_1 e C_2	8	Capacitor eletrolítico Tipo: <i>Screw Terminal</i> Código: B43875 – F2109 – Q000 10mF 250V / 19A _{ef} a 85 ⁰ C $RSE_{C1}=7m\Omega$

As perdas nestes capacitores são dadas pela equação (4.126).

$$P_{C12} = 2 \cdot RSE_{C1} \cdot I_{C1ef}^2 = 2 \cdot 7m \cdot 32^2 = 14,34W \quad (4.126)$$

4.3.2.8 Dissipador

Todos os semicondutores especificados para o estágio de potência são fixados em um dissipador de forma a trocar calor com o ambiente de maneira eficaz, buscando manter a temperatura de junção de cada componente dentro dos limites garantidos pelo fabricante.

Para o correto dimensionamento do dissipador, faz-se uso do circuito térmico equivalente mostrado na Fig. 4.8.

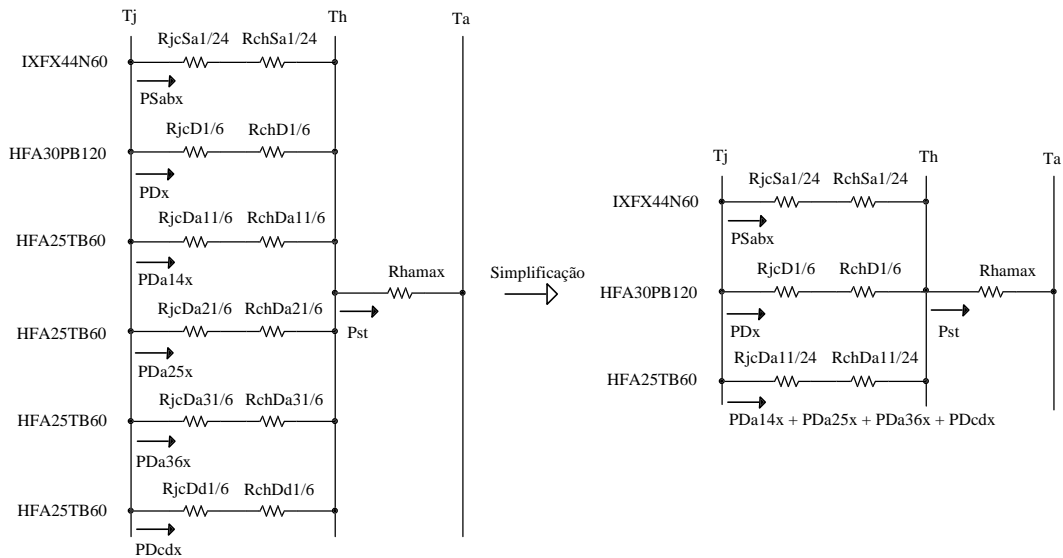


Fig. 4.8 – Circuito térmico equivalente dos semicondutores de potência.

T_j é a temperatura de junção máxima desejada nos semicondutores e T_a é a temperatura ambiente. Para projeto, adota-se: $T_j=130^{\circ}\text{C}$ e $T_a=45^{\circ}\text{C}$.

A resistência térmica entre dissipador e ambiente é necessária para a escolha do dissipador, e é calculada como mostrado na equação (4.127).

$$R_{ha\max} = \frac{T_j - T_a}{P_{st}} \cdot \frac{\left[\left(\frac{R_{jcSa1} + R_{chSa1}}{24} \right) \cdot \left(\frac{R_{jcD1} + R_{chD1}}{6} \right) \right] \cdot \left(\frac{R_{jcDa11} + R_{chDa11}}{24} \right)}{\left[\left(\frac{R_{jcSa1} + R_{chSa1}}{24} \right) \cdot \left(\frac{R_{jcD1} + R_{chD1}}{6} \right) \right] + \left(\frac{R_{jcDa11} + R_{chDa11}}{24} \right)} \quad (4.127)$$

P_{st} é a somatória de todas as perdas geradas nos semicondutores, e é calculada como apresentado na equação (4.128).

$$P_{st} = P_{Sabx} + P_{Dcdx} + P_{Dx} + P_{Da14x} + P_{Da25x} + P_{Da36x} \quad (4.128)$$

$$P_{st} = 296,81 + 145,665 + 122,835 + 14,742 + 14,352 + 14,856 = 609,26\text{W} \quad (4.129)$$

Calculadas as perdas nos semicondutores, $R_{ha\max}$ é calculado como segue:

$$R_{ha\max} = \frac{130 - 45}{609,26} \cdot \frac{\left[\left(\frac{0,22 + 0,15}{24} \right) \cdot \left(\frac{0,83 + 0,5}{6} \right) \right] \cdot \left(\frac{1 + 0,5}{24} \right)}{\left[\left(\frac{0,22 + 0,15}{24} \right) \cdot \left(\frac{0,83 + 0,5}{6} \right) \right] + \left(\frac{1 + 0,5}{24} \right)} = 0,1277^{\circ}\text{C/W} \quad (4.130)$$

Para especificar o dissipador, levou-se em conta a área necessária para distribuir todos os semicondutores (em função do *layout* mecânico) e um valor de R_{ha} menor do que o calculado, já que para este a temperatura no dissipador se encontra bastante elevada, em torno de 120°C para a potência nominal. O dissipador escolhido, juntamente com o ventilador, encontram-se especificados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Especificação do dissipador e do ventilador.

Quantidade	Especificação
01 dissipador	Cor metálica
01 ventilador (tipo turbina)	Código: P16/500: L=500mm
	Fabricante: Semikron
	$R_{ha} \approx 0,03^{\circ}C/W$ com ventilação forçada
	Ventilador:
	Código: SKF16B23001
	Fabricante: Semikron

Escolhido R_{ha} , deve-se verificar se a temperatura de junção de cada semicondutor se encontra abaixo do valor máximo permitido pelo fabricante. A temperatura do dissipador (T_h) pode ser calculada como apresentado na equação (4.131).

$$T_h = T_a + P_{st} \cdot R_{ha} = 45 + 609,26 \cdot 0,03 = 63,28^{\circ}C \quad (4.131)$$

A temperatura na junção de cada semicondutor é calculada como mostrado nas equações (4.132), (4.133), (4.134), (4.135), (4.136) e (4.137).

$$T_{jSa1} = T_h + \left(\frac{P_{Sabx}}{24} \right) \cdot (R_{jcSa1} + R_{chSa1}) = 63,28 + \left(\frac{296,81}{24} \right) \cdot (0,22 + 0,15) = 67,86^{\circ}C \quad (4.132)$$

$$T_{jD1} = T_h + \left(\frac{P_{Dx}}{6} \right) \cdot (R_{jcD1} + R_{chD1}) = 63,28 + \left(\frac{122,835}{6} \right) \cdot (0,83 + 0,5) = 90,51^{\circ}C \quad (4.133)$$

$$T_{jDa1} = T_h + \left(\frac{P_{Da14x}}{6} \right) \cdot (R_{jcDa1} + R_{chDa1}) = 63,28 + \left(\frac{14,742}{6} \right) \cdot (1,0 + 0,5) = 66,96^{\circ}C \quad (4.134)$$

$$T_{jDa2} = T_h + \left(\frac{P_{Da25x}}{6} \right) \cdot (R_{jcDa2} + R_{chDa2}) = 63,28 + \left(\frac{14,352}{6} \right) \cdot (1,0 + 0,5) = 66,87^{\circ}C \quad (4.135)$$

$$T_{jDa3} = T_h + \left(\frac{P_{Da36x}}{6} \right) \cdot (R_{jcDa3} + R_{chDa3}) = 63,28 + \left(\frac{14,856}{6} \right) \cdot (1,0 + 0,5) = 66,994^{\circ}C \quad (4.136)$$

$$T_{jDc1} = T_h + \left(\frac{P_{Dcdx}}{6} \right) \cdot (R_{jcDc1} + R_{chDc1}) = 63,28 + \left(\frac{145,665}{6} \right) \cdot (1,0 + 0,5) = 99,69^{\circ}C \quad (4.137)$$

Pode-se verificar que a temperatura de junção de todos os semicondutores de potência se encontra em valores permitidos pelo fabricante.

4.3.3 PROJETO DOS SENSORES DE TENSÃO E CORRENTE

Os estágios de amostragem das correntes de entrada, das tensões de saída e das tensões de entrada do sistema apresentado na Fig. 4.1 são representados, respectivamente, pelos blocos 2, 7 e 8.

4.3.3.1 Sensores Hall de corrente

Os sensores Hall de corrente, representados pelo bloco 2 da Fig. 4.1, são definidos pelo circuito elétrico da Fig. 4.9.

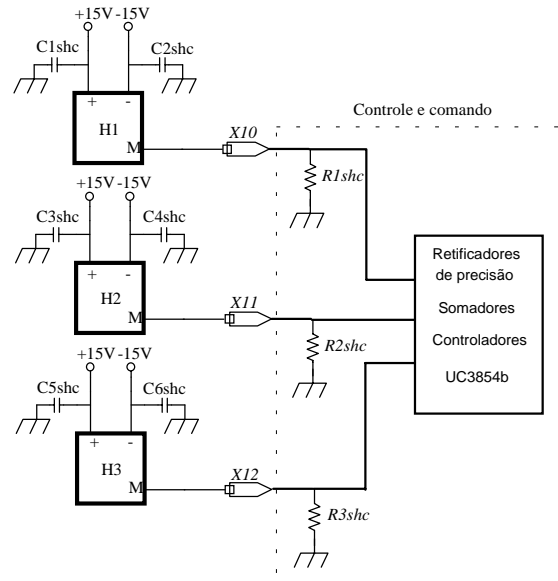


Fig. 4.9 – Sensores Hall de corrente para amostragem da corrente de entrada.

Para a escolha correta destes sensores, deve-se calcular a corrente eficaz máxima e de pico que circula pelos mesmos. Esta corrente é a própria corrente de entrada, como definido nas equações (4.138) e (4.139).

$$I_{1max} + \Delta I_1 / 2 = 73,205A \tag{4.138}$$

$$I_{1ef} = \frac{73,205}{\sqrt{2}} = 51,76A \quad (4.139)$$

O sensor escolhido é especificado na Tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Especificação dos sensores *Hall* de corrente.

Componente	Quantidade	Especificação
H1, H2, H3	3	<p>Transdutor de corrente</p> <p>Código: LA 100P</p> <p>Fabricante: LEM</p> <p>$I_{H1p}=100A$ – Corrente eficaz máxima no lado primário</p> <p>$I_{H1s}=100mA$ – Corrente eficaz máxima no lado secundário</p> <p>$K_{H1}=1:1000$ – Relação de transformação</p> <p>$BW_{H1}=DC...200kHz$ – Frequência de operação</p>

As resistências de medição, designadas por R_{1shc} , R_{2shc} e R_{3shc} são responsáveis por gerar um sinal de tensão (que é levado ao circuito de controle e deve estar o mais próximo possível do mesmo) proporcional à corrente que é medida. Estes resistores são calculados como indicado na equação (4.140), onde V_{H1} é a tensão máxima desejada para traduzir a corrente medida. Para projeto, considera-se $V_{H1}=5V$.

$$R_{1shc} = \frac{V_{H1}}{I_{1max}/K_{H1}} = \frac{5}{73,205/1000} = 68,3\Omega \Rightarrow 68\Omega \text{ valor comercial} \quad (4.140)$$

A potência total dissipada por estes resistores é calculada pela equação (4.141).

$$P_{RH123} = 3 \cdot R_{1shc} \cdot (I_{1max}/K_{H1})^2 = 3 \cdot 68 \cdot (73,205/1000)^2 = 1,09W \quad (4.141)$$

Os capacitores C_{1shc} , C_{2shc} , C_{3shc} , C_{4shc} , C_{5shc} e C_{6shc} são de desacoplamento. Na Tabela 4.12 são especificados os componentes externos aos sensores.

Tabela 4.12 – Especificação dos componentes externos aos sensores de corrente.

Componente	Quantidade	Especificação
R_{1shc} , R_{2shc} , R_{3shc}	3	$68\Omega / 1/3W$
C_{1shc} , C_{2shc} , C_{3shc} , C_{4shc} , C_{5shc} , C_{6shc}	6	$100nF / 35V /$ cerâmico

4.3.3.2 Sensores Hall de tensão

Os sensores Hall de tensão, representados pelo bloco 7 da Fig. 4.1, são definidos pelo circuito elétrico da Fig. 4.10.

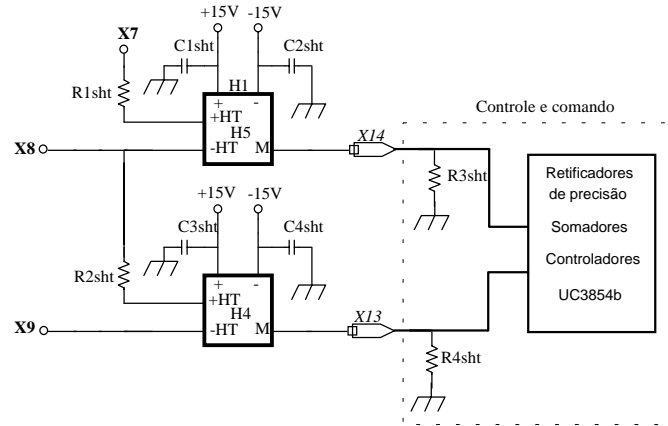


Fig. 4.10 – Sensores Hall de tensão para amostragem das tensões de saída.

Para a escolha correta destes sensores, deve-se calcular a tensão máxima que estão submetidos os mesmos. Esta tensão é a metade da tensão total de barramento, como definido na equação (4.142).

$$V_c = 450V \tag{4.142}$$

O sensor escolhido é especificado na Tabela 4.13.

Tabela 4.13 – Especificação dos sensores Hall de tensão.

Componente	Quantidade	Especificação
H4, H5	2	Transdutor de tensão Código: LV 25-P Fabricante: LEM $V_{H4p}=500V$ – Tensão máxima no lado primário $I_{H4p}=10mA$ – Corrente eficaz máxima no lado primário (ponto de melhor desempenho) $I_{H4s}=25mA$ – Corrente eficaz máxima no lado secundário $K_{H4}=2,5:1$ – Relação de transformação de corrente

As resistências R_{1sht} e R_{2sht} têm a finalidade de gerar um sinal de corrente proporcional à tensão medida, o qual será o dado de entrada de cada sensor de tensão. Estes resistores são calculados como indicado na equação (4.143).

$$R_{2sht} = \frac{V_C}{I_{H4p}} = \frac{450}{10m} = 45k\Omega \Rightarrow 50k\Omega \text{ valor comercial adotado} \quad (4.143)$$

A potência total dissipada por estes resistores é dada pela equação (4.144).

$$P_{RH45p} = 2 \cdot \frac{V_C^2}{R_4} = 2 \cdot \frac{450^2}{50k} = 8,1W \quad (4.144)$$

As resistências de medição, designadas por R_{3sht} e R_{4sht} são responsáveis por gerar um sinal de tensão (que também é levado ao circuito de controle, e deve estar o mais próximo possível do mesmo) proporcional à tensão que é medida. Estes resistores são calculados como indicado na equação (4.145), onde V_{H4} é a tensão máxima desejada para traduzir a tensão medida. Para projeto, considera-se $V_{H4}=1,5V$ (metade da tensão de referência do controlador de tensão interno ao CI UC3854B).

$$R_{4sht} = \frac{V_{H4}}{V_C \cdot K_{H4} / R_{2sht}} = \frac{1,5}{450 \cdot 2,5 / 50k} = 66,67\Omega \Rightarrow 68\Omega \text{ valor comercial} \quad (4.145)$$

A potência total dissipada por estes resistores é dada pela equação (4.146).

$$P_{RH45s} = 2 \cdot \frac{V_{H4}^2}{R_{4sht}} = 2 \cdot \frac{1,5^2}{68} = 66mW \quad (4.146)$$

Os capacitores C_{1sht} , C_{2sht} , C_{3sht} e C_{4sht} são de desacoplamento. Na Tabela 4.14 são especificados os componentes externos aos sensores.

Tabela 4.14 – Especificação dos componentes externos aos sensores de tensão.

Componente	Quantidade	Especificação
R_{1sht} , R_{2sht}	6	150k Ω / 3W
R_{3sht} , R_{4sht}	2	68 Ω / 1/3W
C_{1sht} , C_{2sht} , C_{3sht} , C_{4sht}	4	100nF / 35V / cerâmico

4.3.3.3 Transformador de sincronismo

O transformador de sincronismo, representado pelo bloco 8 da Fig. 4.1, é apresentado na Fig. 4.11.

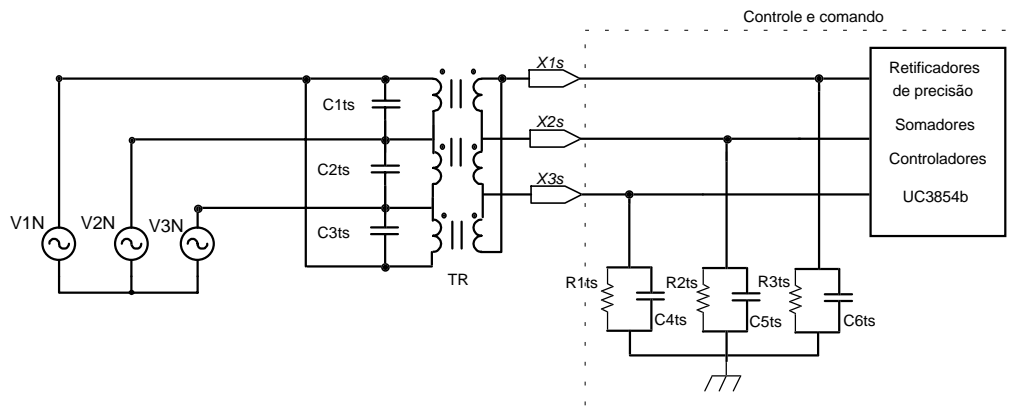


Fig. 4.11 – Circuito de sincronismo.

O estágio de sincronismo é formado por três transformadores monofásicos conectados em Δ/Δ . Através da estrela de resistores R_{1ts} , R_{2ts} e R_{3ts} , é realizada a transformação da tensão de linha (saída do transformador) para tensão de fase (utilizada pelo circuito de controle como forma de onda de referência para as correntes de entrada). Os capacitores têm a função de desacoplamento.

Para o projeto destes transformadores, deve-se levar em conta as seguintes observações:

- O enrolamento primário de cada transformador pode estar submetido à tensão eficaz máxima de linha de 530V;
- Deseja-se na saída uma tensão de fase de no máximo 9V de pico. Isto implica em uma tensão eficaz máxima no enrolamento secundário de cada transformador de 11V;
- Adota-se $R_{1ts}=R_{2ts}=R_{3ts}=10k\Omega$. A potência dos transformadores é uma função da corrente que circula por estes resistores.

Utilizando-se a metodologia de projeto apresentada em [22], pode-se especificar o transformador como apresentado na Tabela 4.15.

Tabela 4.15 – Especificação do transformador de sincronismo e de seus componentes externos.

Componente	Quantidade	Especificação
TR	3	Transformador monofásico (núcleo de ferro) $N_{ps}=3124$ espiras – Número de espiras do primário $N_{ss}=66$ espiras – Número de espiras do secundário 33AWG – condutor utilizado no primário e no secundário $a_s=1,9\text{cm}$ – largura da perna central do núcleo $b_s=1,9\text{cm}$ – Profundidade da perna central do núcleo
$R_{1ts}, R_{2ts}, R_{3ts}$	3	10k Ω / 1/3W
$C_{4ts}, C_{5ts}, C_{6ts}$	3	56nF / polipropileno
$C_{1ts}, C_{2ts}, C_{3ts}$	3	100nF / 600V / polipropileno

4.3.3.4 Estimativa do rendimento do retificador

O rendimento do retificador pode ser estimado somando-se todas as perdas calculadas até o momento, já que, frente a estas, as perdas do circuito de controle e comando podem ser desprezadas. As perdas totais são calculadas através da equação (4.147).

$$P_g = P_{Sabx} + P_{Dcdx} + P_{Dx} + P_{Da14x} + P_{Da25x} + P_{Da36x} + P_{L123} + P_{Ls} + P_{Cs} + P_{Ca} + P_{C12} + P_{RH123} + P_{RH45p} + P_{RH45s} \quad (4.147)$$

$$P_g = 296,81 + 145,665 + 122,835 + 14,742 + 14,352 + 14,856 + 216,5244 + 30,81 + 4,032 + 7,5 + 14,34 + 1,09 + 8,1 + 66m = 891,72W \quad (4.148)$$

Desta forma, o rendimento global estimado é calculado pela equação (4.149).

$$\eta_g = 1 - \frac{P_g}{P_o} = 1 - \frac{891,72}{27100} = 96,7\% \quad (4.149)$$

4.3.4 PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE E COMANDO

O estágio de controle e comando do sistema apresentado na Fig. 4.1 é representado pelo bloco 11. O circuito elétrico deste estágio é visto na Fig. 4.12.

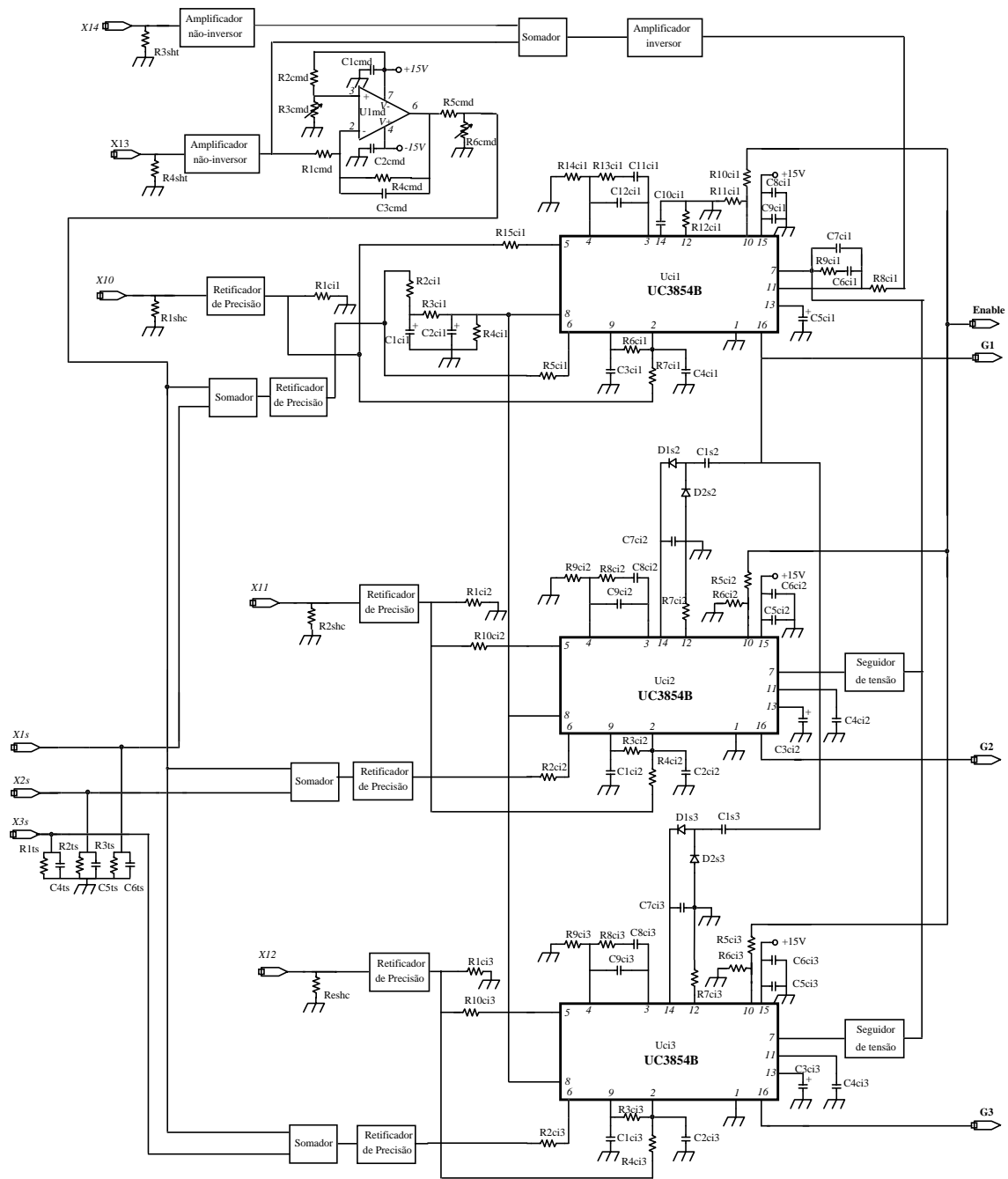


Fig. 4.12 – Circuito elétrico de controle e comando.

O diagrama de blocos das malhas de controle é apresentado na Fig. 4.13.

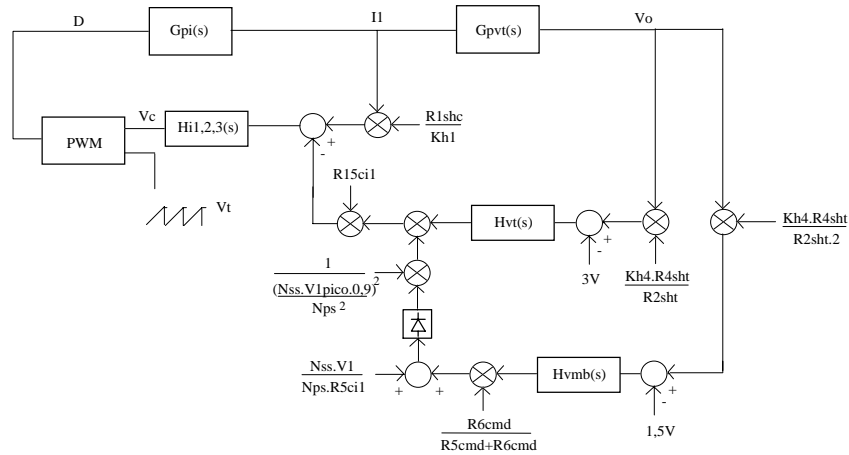


Fig. 4.13 – Diagrama de blocos detalhado das malhas de controle.

4.3.4.1 Componentes externos ao UC3854B

Existe no mercado um circuito integrado (CI) de 16 pinos que faz toda a função do circuito de controle, comando e proteção necessária ao funcionamento de um conversor no modo de condução contínua para aplicações em correção de fator de potência. Este CI é o UC3854B (versão mais atual) da *Unitrode*.

Como pode-se observar na Fig. 4.12, é utilizado 01 CI para o controle de cada fase do retificador, sendo o da fase 1 (U_{ci1}) denominado mestre e os demais (U_{ci2} e U_{ci3}), escravos; já que é este quem impõe o sinal de saída do controlador de tensão e o sincronismo do sinal dente de serra. O CI da fase 1 possui os seguintes componentes externos: R_{1ci1} , R_{2ci1} , R_{3ci1} , R_{4ci1} , R_{5ci1} , R_{6ci1} , R_{7ci1} , R_{8ci1} , R_{9ci1} , R_{10ci1} , R_{11ci1} , R_{12ci1} , R_{13ci1} , R_{14ci1} , R_{15ci1} , C_{1ci1} , C_{2ci1} , C_{3ci1} , C_{4ci1} , C_{5ci1} , C_{6ci1} , C_{7ci1} , C_{8ci1} , C_{9ci1} , C_{10ci1} , C_{11ci1} e C_{12ci1} . A seguir segue o projeto de cada um destes componentes (com um breve comentário de cada pino do UC3854B), sendo análogas às demais fases, com exceção dos componentes que formam o controlador de tensão e o filtro de pólo duplo.

a) Pino 1 (*Gnd*) – terra

Todas as tensões envolvidas no circuito de controle e comando são referenciadas a este pino. Este terra é o próprio das fontes de +15V e -15V.

b) Pino 2 (PKLMT) – Proteção contra sobrecorrente

Este pino é responsável pela proteção do circuito de potência contra sobrecorrente. Interno ao CI, este pino é conectado a um circuito lógico que, na presença de uma tensão $V_{\text{pino2}}=0$, o mesmo desabilita os pulsos de comando do interruptor (pino 16). Como pode-se verificar na Fig. 4.12, a este pino estão conectados 3 componentes: $R_{7\text{ci1}}$, $R_{6\text{ci1}}$ e $C_{4\text{ci1}}$. Sabe-se que, interno ao pino 9, há uma fonte contínua regulada no valor de $V_{\text{pino9}} = 7,5\text{V}$; logo, tomando-se a malha formada por $R_{7\text{ci1}}$, $R_{6\text{ci1}}$, V_{pino9} e $R_{1\text{ci1}}$, obtém-se a seguinte expressão:

$$\frac{V_{\text{pino9}} - V_{\text{pino2}}}{R_{6\text{ci1}}} = \frac{V_{R1\text{ci1max}} - V_{\text{pino2}}}{R_{7\text{ci1}}} \quad (4.150)$$

O valor máximo de corrente, na entrada do retificador, permitido por este pino de proteção vale (adota-se 10% de sobrecarga permitida):

$$I_{\text{proteção}} = 1,1 \cdot (I_{1\text{max}} + \Delta I_1 / 2) \quad (4.151)$$

$V_{R1\text{ci1}}$ é uma imagem da corrente de entrada retificada, proveniente do sensor *Hall* de corrente, e é calculado como mostra a equação (4.152).

$$V_{R1\text{ci1max}} = \left(\frac{I_{\text{proteção}}}{K_{H1}} \right) \cdot R_{1\text{shc}} = \left(\frac{1,1 \cdot 73,205}{1000} \right) \cdot 68 = 5,475\text{V} \quad (4.152)$$

Adota-se $R_{1\text{ci1}}=10\text{k}\Omega$ e $R_{6\text{ci1}}=1\text{k}\Omega$. Através da equação (4.150) calcula-se o valor de $R_{7\text{ci1}}$, como mostrado na equação (4.153).

$$R_{7\text{ci1}} = 1\text{k} \cdot \left(\frac{5,475 - 0}{7,5 - 0} \right) = 730\Omega \Rightarrow 680\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.153)$$

O capacitor $C_{4\text{ci1}}$ funciona como filtro para ruídos de alta frequência que possam fazer atuar o circuito de proteção de modo indevido. Adota-se $C_{4\text{ci1}}=470\text{pF}$.

c) Pino 5 (MULT OUT) – Saída do multiplicador

Este pino representa a saída do multiplicador. A este pino está conectado o componente $R_{15\text{ci1}}$, o qual possui papel importante no funcionamento do controlador da

malha de corrente. Segundo o catálogo do componente, a corrente máxima que pode ser fornecida pelo multiplicador vale $I_{\text{pino5max}}=300\mu\text{A}$ (considerando uma margem de segurança). Esta corrente é calculada como indica a equação (4.154).

$$I_{\text{pino5max}} = \frac{3,75}{R_{12\text{ci1}}} \quad (4.154)$$

$R_{12\text{ci1}}$ (pino 12) faz parte do oscilador RC que determina a frequência de comutação do interruptor. Logo, $R_{12\text{ci1}}$ deve ser escolhido de modo a limitar a corrente na saída do multiplicador, como calculado na equação (4.155).

$$R_{12\text{ci1}} > \frac{3,75}{300\mu} = 12,5k\Omega \Rightarrow 20k\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.155)$$

O controlador da malha de corrente opera de modo diferencial, fazendo com que a queda de tensão no resistor $R_{15\text{ci1}}$ seja igual à tensão no resistor $R_{1\text{ci1}}$, logo:

$$R_{15\text{ci1}} = \frac{V_{R_{1\text{ci1max}}}}{3,75/R_{12\text{ci1}}} = \frac{5,475}{3,75/20k} = 29,2k\Omega \Rightarrow 22k\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.156)$$

d) Pino 3 (CA OUT) e Pino 4 (ISENSE) – Controlador da malha de corrente

Interno ao CI, entre estes dois pinos, existe um amplificador operacional que é utilizado para formar o controlador da malha de corrente. Logo, os componentes $R_{14\text{ci1}}$, $R_{13\text{ci1}}$, $C_{11\text{ci1}}$ e $C_{12\text{ci1}}$ são os próprios componentes do compensador do tipo avanço e atraso de fase apresentado no capítulo 1. As expressões utilizadas para o projeto destes componentes são apresentadas nas equações (4.157) a (4.160).

$$H_{i_{1,2,3}}(s) = \frac{-(1 + s \cdot R_{13\text{ci1}} \cdot C_{11\text{ci1}})}{s \cdot R_{14\text{ci1}} \cdot (C_{12\text{ci1}} + C_{11\text{ci1}}) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot R_{13\text{ci1}} \cdot C_{12\text{ci1}} \cdot C_{11\text{ci1}}}{C_{12\text{ci1}} + C_{11\text{ci1}}}\right)} \quad (4.157)$$

$$f_{\text{zero}(H_{i_{1,2,3}}(s))} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{13\text{ci1}} \cdot C_{11\text{ci1}}} \quad (4.158)$$

$$f_{\text{polo}(H_{i_{1,2,3}}(s))} = \frac{C_{12\text{ci1}} + C_{11\text{ci1}}}{2 \cdot \pi \cdot R_{13\text{ci1}} \cdot C_{11\text{ci1}} \cdot C_{12\text{ci1}}} \quad (4.159)$$

$$G_{fp(Hi_{1,2,3}(s))} = 20 \cdot \log \left(\frac{-R_{13ci1} \cdot C_{11ci1}}{R_{14ci1} \cdot (C_{12ci1} + C_{11ci1})} \right) \quad (4.160)$$

Para a correta alocação de pólos e zeros deste controlador, deve-se levar em consideração as seguintes observações:

- Quanto maior o valor da frequência do zero, o compensador tende a ficar mais rápido, com uma banda passante maior, possibilitando menor distorção à corrente de fase;
- A frequência de corte da função de transferência de laço aberto deve ser no máximo igual à metade da frequência de comutação, obedecendo ao teorema da amostragem, apresentado em [12];
- O zero deve estar alocado abaixo da frequência de corte, para garantir que a função de transferência de laço aberto cruze a frequência de corte com uma inclinação menor que -40dB/década ;
- O ganho em faixa plana do compensador deve ser ajustado para satisfazer o critério da frequência de corte;
- O segundo pólo é geralmente posicionado em torno da metade da frequência de comutação.

A função de transferência da planta ($\Delta I_{1a}^*/\Delta c$) que define o comportamento da corrente de entrada amostrada em função da tensão de controle (sinal de entrada do circuito PWM) pode ser definida como mostrado na equação (4.161) (a partir da função obtida no capítulo 1), onde $V_t=5,2\text{V}$ é a tensão de pico do sinal dente de serra.

$$G_{pi}(f) = \frac{\Delta I_1^*}{\Delta D} \cdot \frac{R_{1shc}}{K_{H1} \cdot V_t} = \frac{2 \cdot V_C}{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot 3 \cdot L_1} \cdot \frac{R_{1shc}}{K_{H1} \cdot V_t} \quad (4.161)$$

Os diagramas de módulo e fase da função apresentada na equação (4.161), conhecidos todos os parâmetros, são mostrados na Fig. 4.14.

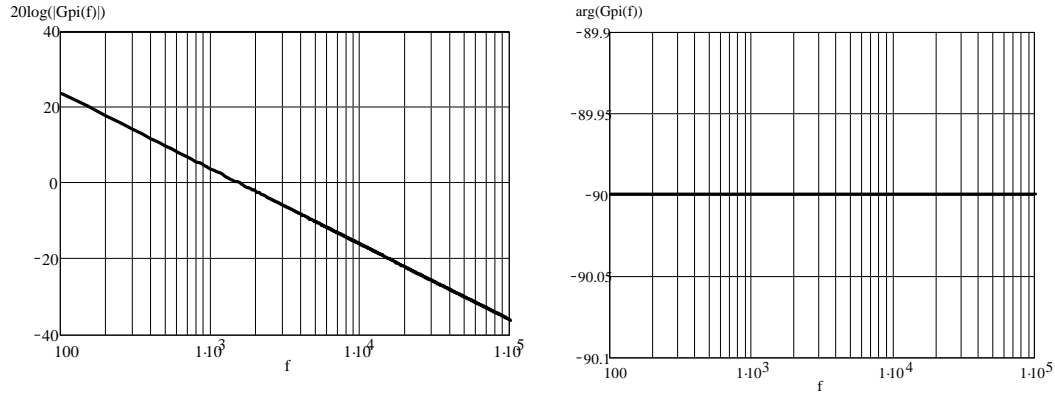


Fig. 4.14 – Diagrama de módulo e fase de $G_{pi}(f)$.

Fixando-se a frequência de corte da função de laço aberto em 1/6 da frequência de comutação, tem-se:

$$f_{corteFTLA_i} = \frac{f_{ch}}{6} = \frac{70k}{6} = 11,7kHz \quad (4.162)$$

Nesta frequência, o ganho em faixa plana de $G_{pi}(f)$ está em torno de $-17,5dB$. Logo, para que a função de laço aberto cruze $0dB$ com uma inclinação de $-20dB/década$, o ganho em faixa plana do compensador deve ser de $+17,5dB$. Sabendo-se que $R_{14ci1}=R_{15ci1}=22k\Omega$ (configuração padrão de um controlador) e considerando-se a frequência do pólo do compensador bem maior do que a frequência do zero, o que implica em afirmar que $C_{11ci1} \gg C_{12ci1}$, pode-se calcular o resistor R_{13ci1} através da equação (4.163).

$$R_{13ci1} = 10^{\left(\frac{+17,5}{20}\right)} \cdot 22k = 164,98k\Omega \Rightarrow 180k\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.163)$$

Fixando-se a frequência do zero do compensador em 1/3 da frequência de corte da função de laço aberto, tem-se:

$$C_{11ci1} = \frac{1}{(11,7k/3) \cdot 2 \cdot \pi \cdot 180k} = 226,7pF \Rightarrow 220pF \text{ valor adotado} \quad (4.164)$$

$$C_{12ci1} = \frac{220p}{2 \cdot \pi \cdot (70k/2) \cdot 180k \cdot 220p - 1} = 28,85pF \Rightarrow 33pF \text{ valor comercial} \quad (4.165)$$

Os diagramas de módulo e fase da função de laço aberto, do compensador e da planta são apresentados na Fig. 4.15 para os componentes calculados.

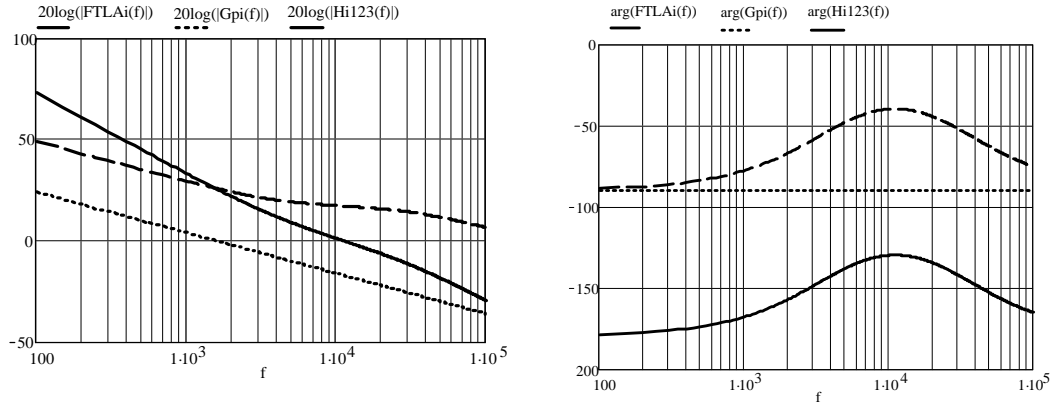


Fig. 4.15 – Diagrama de módulo e fase das funções que fazem parte da malha de corrente.

Da Fig. 4.15, pode-se extrair as margens de fase e ganho da função de laço aberto: $M_{Gi}=+66\text{dB}$ e $M_{Fi}=50^\circ$.

e) Pino 6 (IAC) – Imposição da forma de onda da corrente de entrada

A entrada deste pino é na forma de corrente, a qual é limitada pelo valor máximo permitido na saída do multiplicador (pino 5). Por ele se dá a imposição da forma de onda da corrente de entrada. A este pino está conectado o resistor R_{5ci1} , que é calculado como indicado na equação (4.166).

$$R_{5ci1} = \frac{V_{1N \max} \cdot (N_{ss} / N_{ps})}{I_{pino5 \max}} = \frac{530 \cdot \sqrt{2} \cdot 66}{\sqrt{3} \cdot 3124} = 30,47k\Omega \Rightarrow 39k\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.166)$$

f) Pino 7 (VA OUT) e Pino 11 (VSENSE) – Controlador da malha de tensão do barramento

Interno ao CI, entre estes dois pinos, existe um amplificador operacional que é utilizado para formar o controlador da malha de tensão do barramento. Logo, os componentes R_{8ci1} , R_{9ci1} , C_{6ci1} e C_{7ci1} são os próprios componentes do compensador do tipo avanço e atraso de fase apresentado no capítulo 1. As expressões utilizadas para o projeto destes componentes são as mesmas apresentadas nas equações (4.157) a (4.160), alterando apenas o índice dos componentes.

- Tanto a entrada em condução quanto o bloqueio do interruptor são praticamente suaves;
- O *snubber* não apresenta semicondutores ativos, somente diodos, capacitores e indutores, tornando-se bastante robusto e de simples implementação;
- A energia processada pelo *snubber* durante seu funcionamento é entregue à carga a cada novo período de comutação, sendo, desta forma, Não-Dissipativo.

2.3 INSERÇÃO DO *SNUBBER* NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DO RETIFICADOR E ANÁLISE DE SUAS ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

O equivalente monofásico do retificador trifásico de três níveis, com o *snubber* incluso em sua célula de comutação, é apresentado na Fig. 2.31.

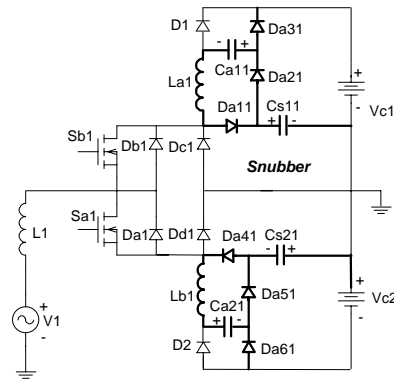


Fig. 2.31 - Retificador monofásico de três níveis com *snubber*.

Os indutores L_{a1} e L_{b1} , os capacitores C_{a11} , C_{a21} , C_{s11} e C_{s21} e os diodos D_{a11} , D_{a21} , D_{a31} , D_{a41} , D_{a51} e D_{a61} compõem o *Snubber* Passivo Não-Dissipativo proposto para a célula de comutação de cada fase do retificador trifásico de três níveis.

2.3.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Já que o *snubber* é simétrico, são descritas somente as etapas de operação referente ao semiciclo positivo da tensão de fase da rede elétrica. Para facilitar esta análise, algumas simplificações são feitas:

- A análise é realizada para o equivalente monofásico, sendo também válida para a topologia trifásica;
- A fonte de entrada V_1 e o indutor L_1 são substituídos por uma fonte de corrente I_1 . Isto é válido desde que a frequência de comutação seja muito maior do que a frequência da rede, tornando a corrente de entrada praticamente constante durante a comutação;
- Todos os componentes são considerados ideais;
- Os interruptores S_{a1} e S_{b1} são comandados simultaneamente.

Primeira Etapa de Operação ($t_0 - t_1$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.32.

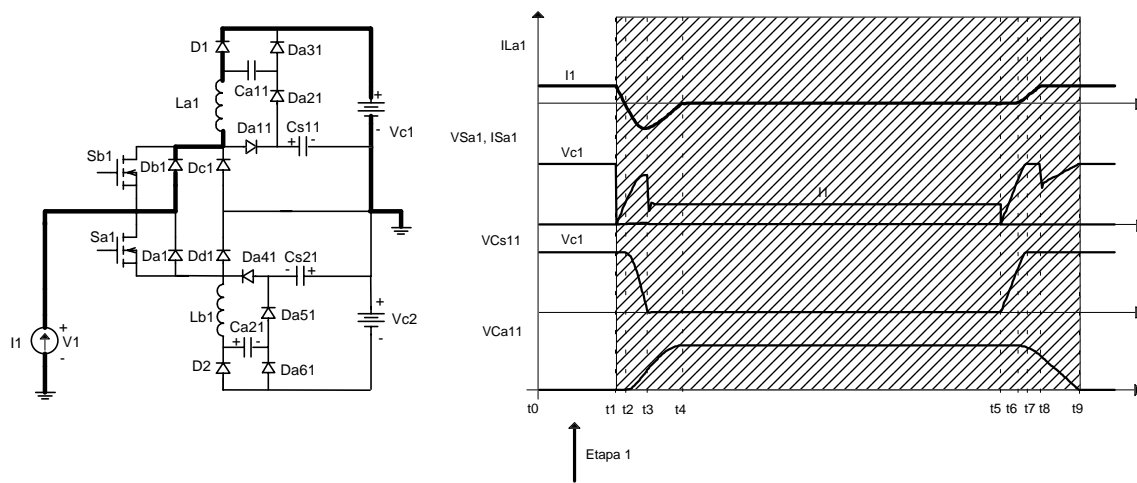


Fig. 2.32 - Primeira etapa de operação.

O diodo D_1 conduz a corrente de entrada I_1 , transferindo energia para a carga. O capacitor C_{s11} está carregado com a tensão de saída e o capacitor C_{a11} , descarregado. Esta etapa termina no instante t_1 , quando o circuito de controle comanda os interruptores.

Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.33.

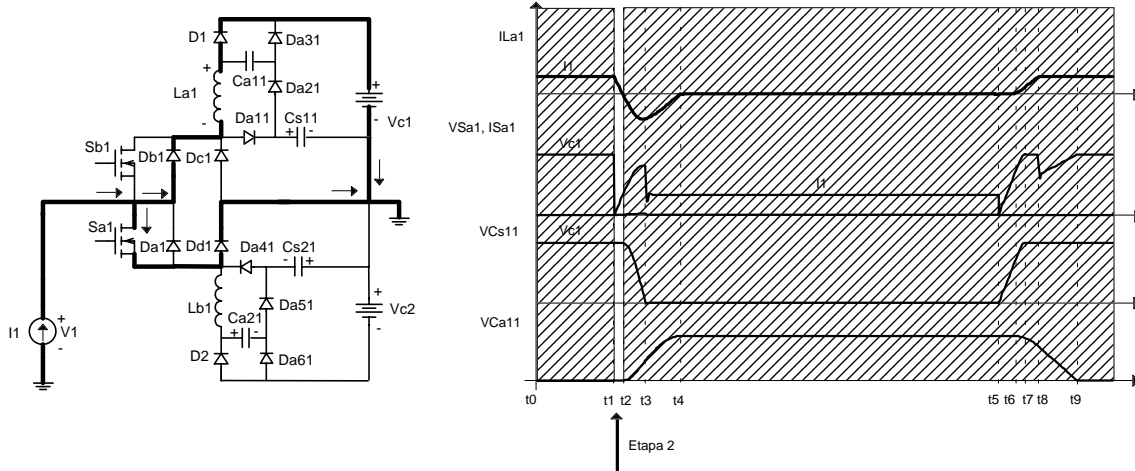


Fig. 2.33 - Segunda etapa de operação.

Esta etapa inicia no instante t_1 , quando os interruptores são comandados a conduzir. A corrente no diodo D_1 decresce seguindo uma derivada dada por $-V_{C1}/L_{a1}$ e a corrente no interruptor S_{a1} cresce seguindo a mesma derivada. Esta etapa termina no instante t_2 quando a corrente no diodo D_1 passa por zero e o mesmo é bloqueado.

Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.34.

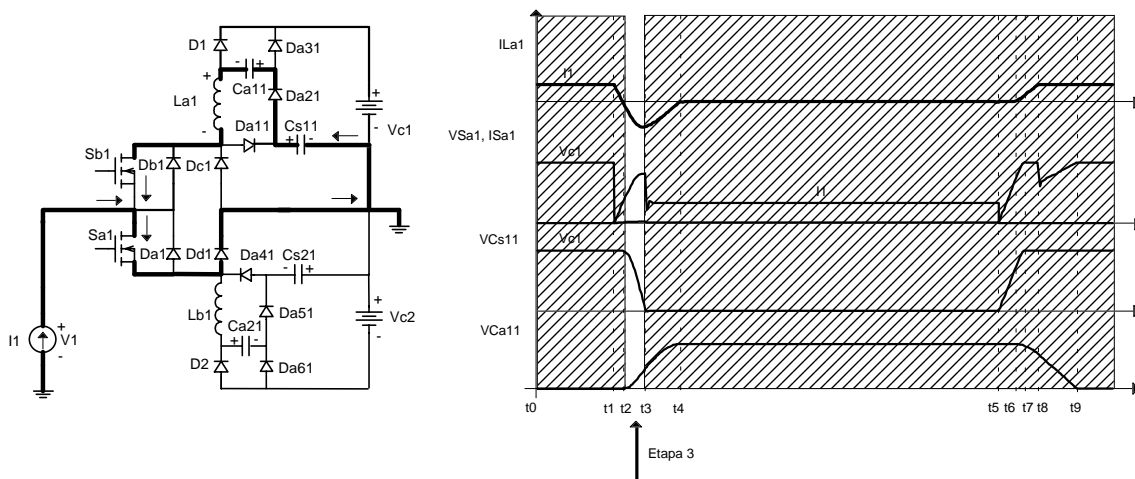


Fig. 2.34 - Terceira etapa de operação.

Esta etapa começa no instante t_2 quando o capacitor C_{s11} dá início a sua etapa de descarga através do diodo D_{a21} , transferindo sua energia ao capacitor C_{a11} e ao indutor L_{a1} de forma ressonante. Esta etapa termina no instante t_3 quando o capacitor C_{s11} se encontra totalmente descarregado, polarizando diretamente o diodo D_{a11} .

Quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.35.

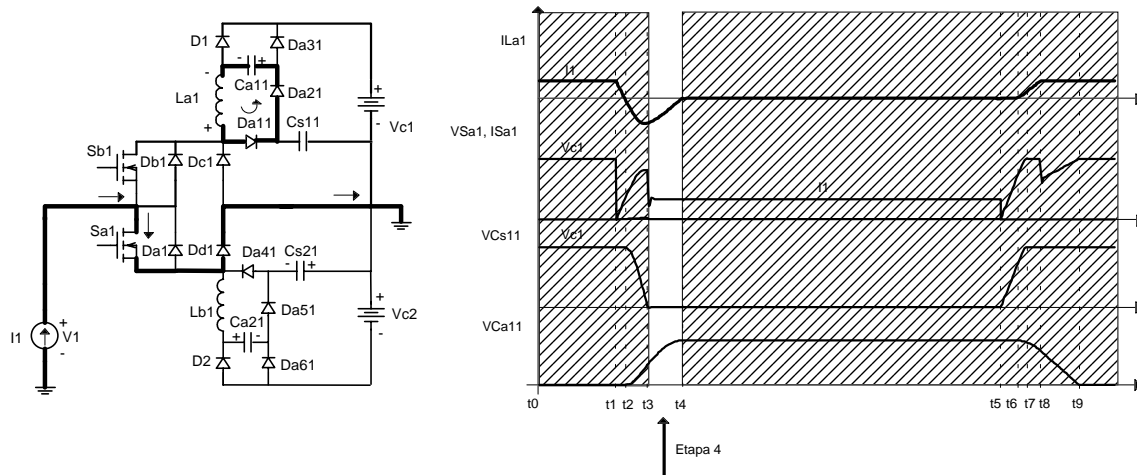


Fig. 2.35 - Quarta etapa de operação.

Esta etapa começa no instante t_3 quando o diodo D_{a11} começa a conduzir e o indutor L_{a1} transfere sua energia ao capacitor C_{a11} de forma ressonante. Esta etapa termina no instante t_4 quando a corrente no indutor L_{a1} passa por zero e os diodos D_{a11} e D_{a21} bloqueiam.

Quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.36.

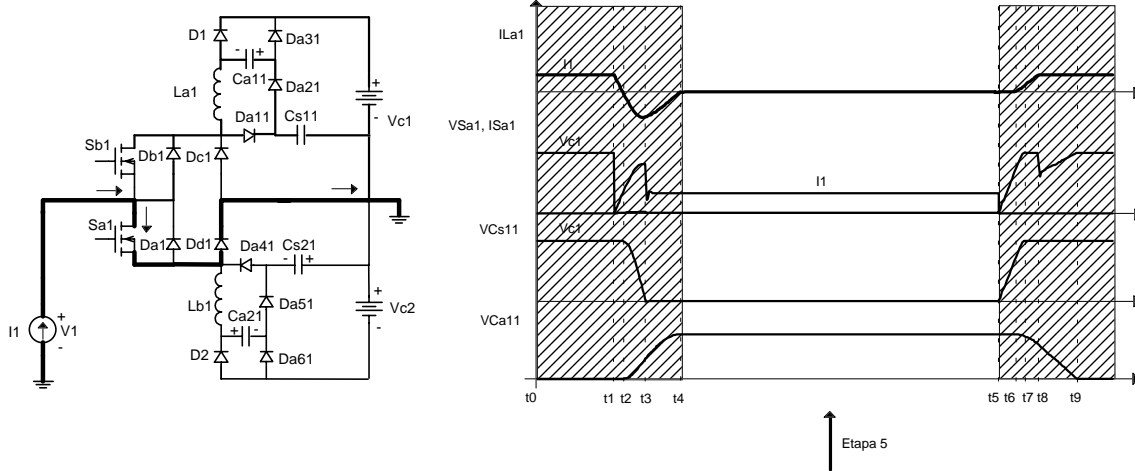


Fig. 2.36 - Quinta etapa de operação.

Esta etapa inicia no instante t_4 . O interruptor S_{a1} conduz a corrente de entrada I_1 até o instante t_5 , no qual o circuito de controle comanda-o a bloquear.

Sexta etapa de operação ($t_5 - t_6$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.37.

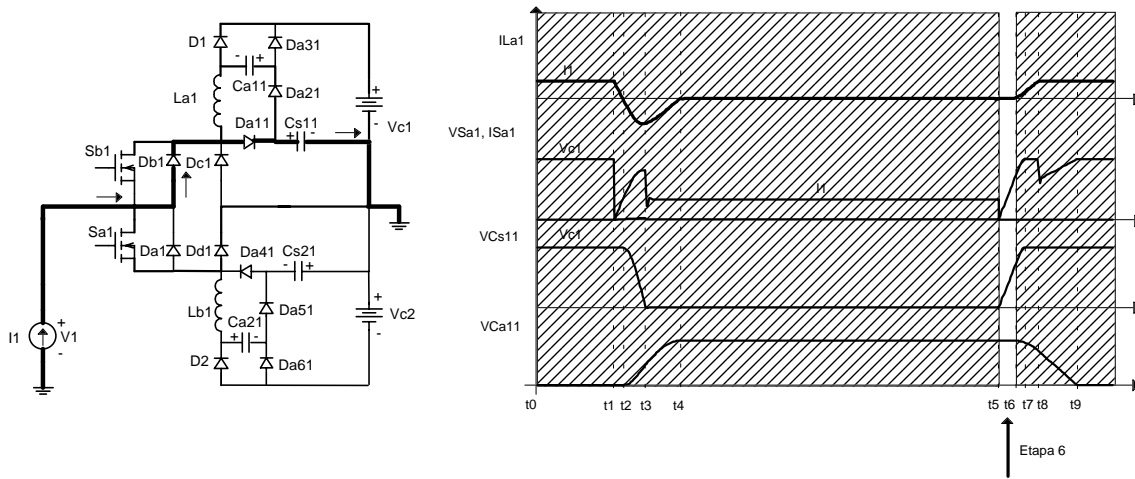


Fig. 2.37 - Sexta etapa de operação.

Esta etapa começa no instante t_5 , quando o interruptor S_{a1} é comandado a bloquear e a corrente de entrada I_1 é desviada instantaneamente, através dos diodos D_{b1} e D_{a11} , para o

capacitor C_{s11} , carregando-o. Esta etapa termina no instante t_6 , quando a tensão do capacitor C_{s11} somada à tensão do capacitor C_{a11} é igual à tensão de saída V_{C1} , polarizando diretamente o diodo D_{a31} .

Sétima etapa de operação ($t_6 - t_7$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.38.

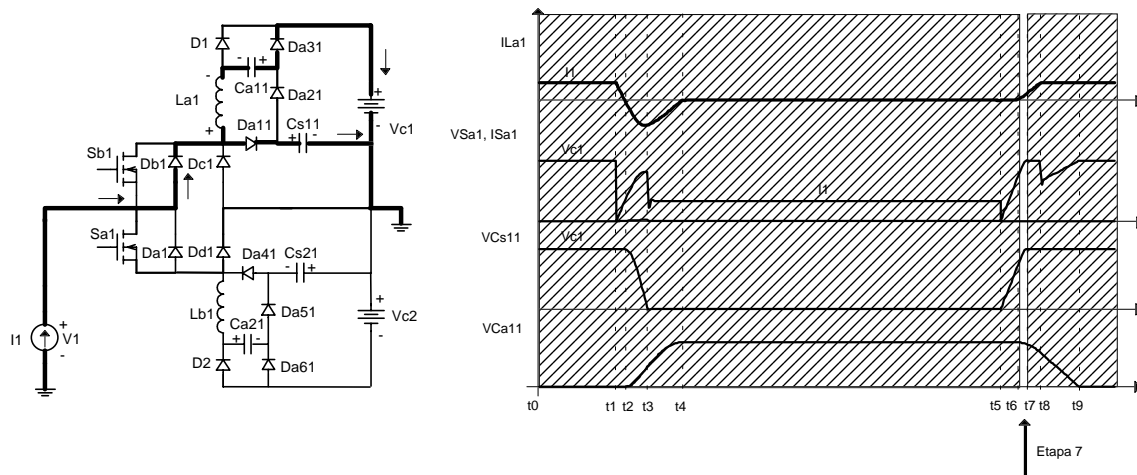


Fig. 2.38 - Sétima etapa de operação.

Esta etapa inicia no instante t_6 , quando o capacitor C_{a11} começa a se descarregar. O capacitor C_{s11} continua se carregando. Esta etapa termina no instante t_7 , quando a tensão no capacitor C_{s11} atinge a tensão de saída V_{C1} , polarizando diretamente o diodo D_{a21} .

Oitava etapa de operação ($t_7 - t_8$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.39.

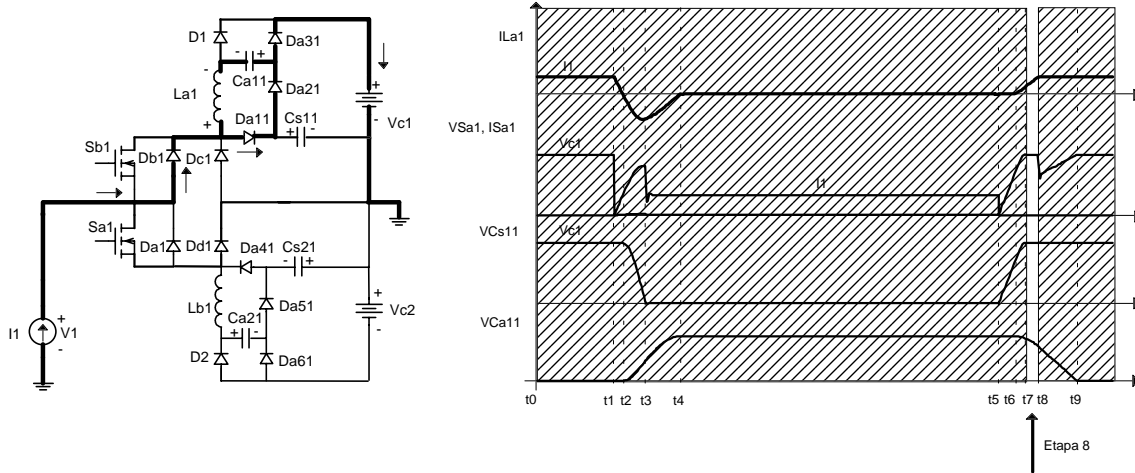


Fig. 2.39 –Oitava etapa de operação.

Esta etapa inicia no instante t_7 . A corrente que circula pelo indutor L_{a1} continua a crescer e, ao mesmo tempo, o capacitor C_{a11} continua se descarregando. Esta etapa termina no instante t_8 , quando a corrente no indutor L_{a1} atinge a corrente de entrada I_1 e os diodos D_{a11} e D_{a21} bloqueiam.

Nona etapa de operação ($t_8 - t_9$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.40.

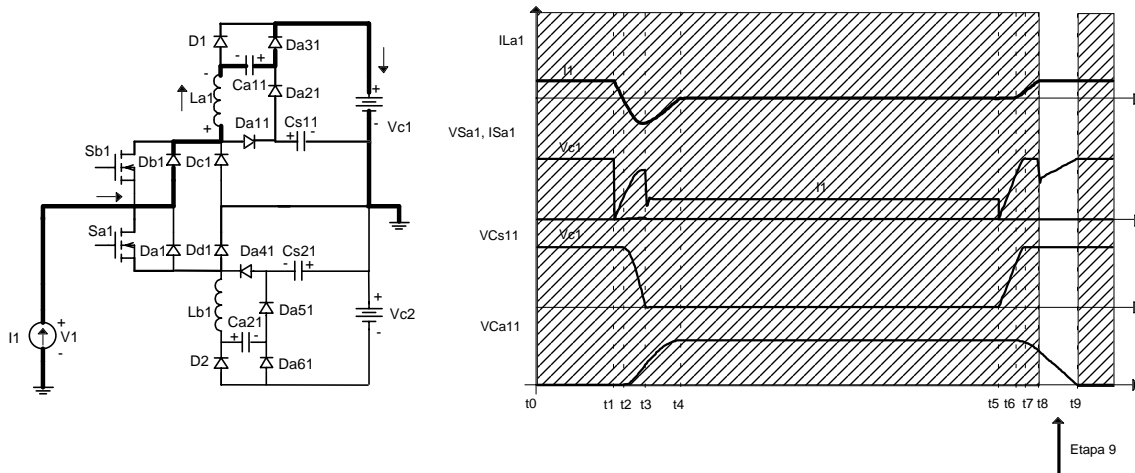


Fig. 2.40 –Nona etapa de operação.

Esta etapa inicia no instante t_8 , quando a corrente no indutor L_{a1} atinge a corrente de entrada I_1 . O capacitor C_{a11} continua a se descarregar, porém de forma linear. Esta etapa termina no instante t_9 , quando a tensão neste capacitor atinge zero, polarizando diretamente o diodo D_1 . A partir deste instante, o diodo D_1 passa a conduzir toda a corrente de entrada, voltando à primeira etapa de operação.

2.3.2 EQUACIONAMENTO DE CADA ETAPA DE OPERAÇÃO

Para o equacionamento de cada etapa de operação, levou-se em consideração as seguintes simplificações:

- Como o *snubber* é simétrico, o equacionamento é realizado para o semiciclo positivo da rede, também sendo válido para o semiciclo negativo;
- Todos os componentes ativos e passivos são ideais;

Primeira Etapa de Operação ($\Delta t_1 = t_1 - t_0$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.32.

$$i_{L_{a1}(1)}(t) = I_1 \quad (2.9)$$

$$V_{C_{a11}(1)}(t) = 0 \quad (2.10)$$

$$V_{C_{s11}(1)}(t) = V_{C_1} \quad (2.11)$$

Δt_1 é determinado pelo circuito de controle.

Segunda etapa de operação ($\Delta t_2 = t_2 - t_1$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.33. Da malha que contém L_{a1} e V_{c1} obtém-se a equação (2.12).

$$i_{L_{a1}(2)}(t) = I_1 - \frac{V_{C_1}}{L_{a1}} \cdot t \quad (2.12)$$

$$V_{C_{a11}(2)}(t) = 0 \quad (2.13)$$

$$V_{C_{s11}(2)}(t) = V_{C_1} \quad (2.14)$$

Ao final da etapa tem-se:

$$i_{L_{a1}(2)}(\Delta t_2) = I_{L_{a1}(2)} = 0 \quad (2.15)$$

$$I_{S_{b1}(2)}(\Delta t_2) = I_1 \quad (2.16)$$

Substituindo-se a equação (2.15) na equação (2.12) tem-se a duração desta etapa:

$$\Delta t_2 = \frac{L_{a1} \cdot I_1}{V_{C_1}} \quad (2.17)$$

Terceira etapa de operação ($\Delta t_3 = t_3 - t_2$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.34. Da malha que contém L_{a1} , C_{s11} e C_{a11} obtém-se as equações (2.18) e (2.19).

$$-i_{L_{a1}(3)}(t) = -C_{s11} \cdot \frac{dV_{C_{s11}(3)}(t)}{dt} = C_{a11} \cdot \frac{dV_{C_{a11}(3)}(t)}{dt} \quad (2.18)$$

$$V_{C_{s11}(3)}(t) - V_{C_{a11}(3)}(t) = -L_{a1} \cdot \frac{di_{L_{a1}(3)}(t)}{dt} \quad (2.19)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace às equações (2.18) e (2.19), obtém-se as equações (2.20), (2.21) e (2.22).

$$-s \cdot C_{s11} \cdot V_{C_{s11}(3)}(s) + C_{s11} \cdot V_{C_1} = s \cdot C_{a11} \cdot V_{C_{a11}(3)}(s) \quad (2.20)$$

$$V_{C_{s11}(3)}(s) - V_{C_{a11}(3)}(s) = -s \cdot L_{a1} \cdot I_{L_{a1}(3)}(s) \quad (2.21)$$

$$I_{L_{a1}(3)}(s) = -s \cdot C_{a11} \cdot V_{C_{a11}(3)}(s) \quad (2.22)$$

Isolando-se $V_{C_{s11}(3)}(s)$ da equação (2.20) tem-se:

$$V_{C_{s11}(3)}(s) = -\frac{C_{a11}}{C_{s11}} \cdot V_{C_{a11}(3)}(s) + \frac{V_{C_1}}{s} \quad (2.23)$$

Substituindo-se a equação (2.23) na equação (2.21) obtém-se:

$$V_{C_{a11}(3)}(s) = \frac{V_{C_1} + s^2 \cdot L_{a1} \cdot I_{L_{a1}(3)}(s)}{s} \cdot \left(\frac{C_{s11}}{C_{s11} + C_{a11}} \right) \quad (2.24)$$

Substituindo-se a equação (2.24) na equação (2.22), e sendo $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{a1} \cdot C}}$ e

$$C = \frac{C_{s11} \cdot C_{a11}}{C_{s11} + C_{a11}}, \text{ obtém-se:}$$

$$I_{L_{a1}(3)}(s) = -\frac{V_{C_1}}{L_{a1}} \cdot \frac{1}{\omega^2 + s^2} \quad (2.25)$$

Aplicando-se a Anti-Transformada de Laplace à equação (2.25) obtém-se:

$$i_{L_{a1}(3)}(t) = -\frac{V_{C_1}}{\omega \cdot L_{a1}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.26)$$

Substituindo-se a equação (2.26) na equação (2.18), e sendo $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_{a1} \cdot C_{s11}}}$ e

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_{a1} \cdot C_{a11}}}, \text{ obtém-se:}$$

$$V_{C_{s11}(3)}(t) = V_{C_1} \cdot \frac{\omega_s^2}{\omega^2} \cdot \left(\cos(\omega \cdot t) - 1 + \frac{\omega^2}{\omega_s^2} \right) \quad (2.27)$$

$$V_{C_{a11}(3)}(t) = V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a^2}{\omega^2} \cdot (1 - \cos(\omega \cdot t)) \quad (2.28)$$

Igualando-se a zero a equação (2.27), já que ao final da etapa $V_{C_{s11}(3)}(\Delta t_3) = 0$, obtém-se a duração desta etapa:

$$\Delta t_3 = \frac{a \cos\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}\right)}{\omega} \quad (2.29)$$

Substituindo-se a equação (2.29) nas equações (2.26) e (2.28) obtém-se a corrente no indutor L_{a1} e a tensão no capacitor C_{a11} ao final desta etapa:

$$I_{L_{a1}(3)}(\Delta t_3) = -\frac{V_{C_1}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (2.30)$$

$$V_{C_{a11}(3)}(\Delta t_3) = V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a^2}{\omega_s^2} \quad (2.31)$$

Quarta etapa de operação ($\Delta t_4 = t_4 - t_3$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.35. Da malha que contém L_{a1} e C_{a11} obtém-se:

$$-i_{L_{a1}(4)}(t) = C_{a11} \cdot \frac{dV_{C_{a11}(4)}(t)}{dt} \quad (2.32)$$

$$V_{C_{a11}(4)}(t) = L_{a1} \cdot \frac{di_{L_{a1}(4)}(t)}{dt} \quad (2.33)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace às equações (2.32) e (2.33) obtém-se as equações (2.34) e (2.35).

$$-I_{L_{a1}(4)}(s) = s \cdot C_{a11} \cdot V_{C_{a11}(4)}(s) - C_{a11} \cdot V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a^2}{\omega_s^2} \quad (2.34)$$

$$V_{C_{a11}(4)}(s) = s \cdot L_{a1} \cdot I_{L_{a1}(4)}(s) + \frac{V_{C_1}}{\omega_s^2} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (2.35)$$

Substituindo-se a equação (2.35) na equação (2.34) obtém-se:

$$I_{L_{a1}(4)}(s) = \left(\frac{V_{C_1} \cdot \omega_a^2}{L_{a1} \cdot \omega_s^2} \right) \cdot \frac{1}{\omega_a^2 + s^2} - \left(\frac{V_{C_1} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \right) \cdot \frac{s}{\omega_a^2 + s^2} \quad (2.36)$$

Aplicando-se a Anti-Transformada de Laplace à equação (2.36) obtém-se:

$$I_{L_{a1}(4)}(t) = \left(\frac{V_{C_1} \cdot \omega_a^2}{L_{a1} \cdot \omega_s^2} \right) \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot t) - \left(\frac{V_{C_1} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \right) \cdot \cos(\omega_a \cdot t) \quad (2.37)$$

Substituindo-se a equação (2.37) na equação (2.32) obtém-se:

$$V_{C_{a11}(4)}(t) = \left(\frac{V_{C_1} \cdot \omega_a^2}{\omega_s^2} \right) \cdot \cos(\omega_a \cdot t) + \left(\frac{V_{C_1} \cdot \omega_a \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega_a^2}}{\omega_s^2} \right) \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot t) \quad (2.38)$$

Sabendo-se que a etapa termina quando $I_{L_{a1}(4)}(\Delta t_4) = 0$, obtém-se a duração desta etapa através da equação (2.37).

$$\Delta t_4 = \frac{\text{atg}\left(\frac{\sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega_a^2}}{\omega_a}\right)}{\omega_a} \quad (2.39)$$

Substituindo-se a equação (2.39) na equação (2.38), obtém-se a tensão no capacitor C_{a11} ao fim desta etapa:

$$V_{C_{a11}(4)}(\Delta t_4) = V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (2.40)$$

Durante esta etapa a tensão no capacitor C_{s11} permanece nula.

Quinta etapa de operação ($\Delta t_5 = t_5 - t_4$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.36. Durante esta etapa, os componentes passivos do *snubber* permanecem com os mesmos valores do final da etapa anterior. A duração desta etapa é dada pelo circuito de controle.

Sexta etapa de operação ($\Delta t_6 = t_6 - t_5$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.37. Nesta etapa, a tensão no capacitor C_{s11} cresce de forma linear segundo a equação (2.41).

$$V_{C_{s11}(6)}(t) = \frac{I_1}{C_{s11}} \cdot t \quad (2.41)$$

A etapa termina quando $V_{C_{a11}(6)}(t) + V_{C_{s11}(6)}(t) = V_{C_1}$. Como a tensão no capacitor C_{a11} permanece constante durante toda esta etapa e igual a $V_{C_{a11}(6)}(t) = V_{C_1} \cdot \omega_a / \omega_s$, tem-se:

$$V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} + V_{C_{s11}(6)}(t) = V_{C_1} \quad (2.42)$$

Substituindo-se a equação (2.41) na equação (2.42), obtém-se o tempo de duração desta etapa:

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C_1} \cdot C_{s11}}{I_1} \cdot \left(1 - \frac{\omega_a}{\omega_s} \right) \quad (2.43)$$

A tensão no capacitor C_{s11} ao final desta etapa é dada por:

$$V_{C_{s11}(6)}(\Delta t_6) = V_{C_1} \cdot \left(1 - \frac{\omega_a}{\omega_s} \right) \quad (2.44)$$

Sétima etapa de operação ($\Delta t_7 = t_7 - t_6$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.38. Da malha que contém L_{a1} , C_{s11} e C_{a11} obtém-se:

$$i_{L_{a1}(7)}(t) = -C_{a11} \cdot \frac{dV_{C_{a11}(7)}(t)}{dt} \quad (2.45)$$

$$V_{C_{a11}(7)}(t) - V_{C_1} + V_{C_{s11}(7)}(t) = L_{a1} \cdot \frac{di_{L_{a1}(7)}(t)}{dt} \quad (2.46)$$

$$I_1 - i_{L_{a1}(7)}(t) = C_{s11} \cdot \frac{dV_{C_{s11}(7)}(t)}{dt} \quad (2.47)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace às equações (2.45), (2.46) e (2.47) obtém-se as equações (2.48), (2.49) e (2.50).

$$I_{L_{a1}(7)}(s) = -s \cdot C_{a11} \cdot V_{C_{a11}(7)}(s) + V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \cdot C_{a11} \quad (2.48)$$

$$V_{C_{a11}(7)}(s) + V_{C_{s11}(7)}(s) = \frac{V_{C_1}}{s} + s \cdot L_{a1} \cdot I_{L_{a1}(7)}(s) \quad (2.49)$$

$$I_{L_{a1}(7)}(s) = \frac{I_1}{s} - s \cdot C_{s11} \cdot V_{C_{s11}(7)}(s) + C_{s11} \cdot V_{C_1} \cdot \left(1 - \frac{\omega_a}{\omega_s} \right) \quad (2.50)$$

Isolando-se $V_{C_{a11}(7)}(s)$ da equação (2.48) obtém-se:

$$V_{C_{a11}(7)}(s) = \frac{V_{C_1} \cdot \omega_a}{s \cdot \omega_s} - \frac{I_{L_{a1}(7)}(s)}{s \cdot C_{a11}} \quad (2.51)$$

Substituindo-se a equação (2.51) na equação (2.49) obtém-se:

$$V_{C_{s11}(7)}(s) = \frac{V_{C_1}}{s} \cdot \left(\frac{\omega_s - \omega_a}{\omega_s} \right) + I_{L_{a1}(7)}(s) \cdot \left(\frac{\omega_a^2 + s^2}{\frac{s}{L_{a1}}} \right) \quad (2.52)$$

Substituindo-se a equação (2.52) na equação (2.50) obtém-se:

$$I_{L_{a1}(7)}(s) = I_1 \cdot \frac{\omega_s^2}{\omega^2} \cdot \frac{\omega^2}{s \cdot (\omega^2 + s^2)} \quad (2.53)$$

Aplicando-se a Anti-Transformada de Laplace à equação (2.53) obtém-se:

$$I_{L_{a1}(7)}(t) = I_1 \cdot \frac{C}{C_{s11}} \cdot (1 - \cos(\omega \cdot t)) \quad (2.54)$$

Substituindo-se a equação (2.54) nas equações (2.45) e (2.47) obtém-se as equações (2.55) e (2.56).

$$V_{C_{a11}(7)}(t) = \frac{I_1 \cdot C}{C_{s11} \cdot C_{a11} \cdot \omega} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - \frac{I_1 \cdot C}{C_{s11} \cdot C_{a11}} \cdot t + V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (2.55)$$

$$V_{C_{s11}(7)}(t) = \frac{I_1 \cdot C}{C_{s11}^2 \cdot \omega} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + \frac{I_1}{C_{s11} + C_{a11}} \cdot t - V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} + V_{C_1} \quad (2.56)$$

De modo a isolar a variável “t” na equação (2.56) com o intuito de se calcular a duração desta etapa, utilizou-se os dois primeiros termos da série de Taylor para expandir a função $\text{sen}(\omega \cdot t)$. Esta função é expandida da seguinte forma:

$$\text{sen}(\omega \cdot t) = \omega \cdot t - \frac{(\omega \cdot t)^3}{3!} \quad (2.57)$$

Substituindo-se a equação (2.57) na equação (2.56), tem-se:

$$V_{C_{s11}(7)}(t) = \frac{I_1 \cdot C}{C_{s11}^2 \cdot \omega} \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{(\omega \cdot t)^3}{3!} \right) + \frac{I_1}{(C_{s11} + C_{a11}) \cdot \omega} \cdot (\omega \cdot t) - V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} + V_{C_1} \quad (2.58)$$

Ao final desta etapa tem-se $V_{C_{s11}(7)}(\Delta t_7) = V_{C_1}$, logo:

$$\frac{I_1 \cdot C}{C_{s11}^2 \cdot \omega} \cdot \left(\omega \cdot \Delta t_7 - \frac{(\omega \cdot \Delta t_7)^3}{6} \right) + \frac{I_1}{(C_{s11} + C_{a11}) \cdot \omega} \cdot (\omega \cdot \Delta t_7) = V_{C_1} \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (2.59)$$

Defini-se as constantes A, B e C como sendo:

$$A = \frac{I_1 \cdot C}{C_{s11}^2 \cdot \omega} \quad (2.60)$$

$$B = \frac{I_1}{\omega \cdot (C_{s11} + C_{a11})} \quad (2.61)$$

$$C = \frac{V_{C_1} \cdot \omega_a}{\omega_s} \quad (2.62)$$

Substituindo-se as equações (2.60), (2.61) e (2.62) na equação (2.59), e fazendo-se as devidas simplificações matemáticas, obtém-se:

$$(\omega \cdot \Delta t_7)^3 - \frac{6 \cdot (A + B) \cdot (\omega \cdot \Delta t_7)}{A} + \frac{6 \cdot C}{A} = 0 \quad (2.63)$$

Em [19] é proposta uma metodologia analítica para solucionar equações de terceiro grau que têm a seguinte forma:

$$p^3 + a_1 \cdot p^2 + a_2 \cdot p + a_3 = 0 \quad (2.64)$$

sendo:

$$Q = \frac{3 \cdot a_2 - a_1^2}{9} \quad (2.65)$$

$$R = \frac{9 \cdot a_1 \cdot a_2 - 27 \cdot a_3 - 2 \cdot a_1^3}{54} \quad (2.66)$$

$$S = \sqrt[3]{R + \sqrt{Q^3 + R^2}} \quad (2.67)$$

$$T = \sqrt[3]{R - \sqrt{Q^3 + R^2}} \quad (2.68)$$

$$U = Q^3 + R^2 \quad (2.69)$$

Para $U > 0$ existe uma única solução real que satisfaz a equação (2.63).

$$\omega \cdot \Delta t_7 = S + T - \frac{1}{3} \cdot a_1 \quad (2.70)$$

Já para $U < 0$ existem três soluções reais que satisfazem a equação (2.63).

$$\omega \cdot \Delta t_7 = \frac{1}{3} \cdot a_1 - 2 \cdot \sqrt{-Q} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{3}\right) \rightarrow \text{solução 1} \quad (2.71)$$

$$\omega \cdot \Delta t_7 = \frac{1}{3} \cdot a_1 - 2 \cdot \sqrt{-Q} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{3} + 120^\circ\right) \rightarrow \text{solução 2} \quad (2.72)$$

$$\omega \cdot \Delta t_7 = \frac{1}{3} \cdot a_1 - 2 \cdot \sqrt{-Q} \cdot \cos\left(\frac{\theta}{3} + 240^\circ\right) \rightarrow \text{solução 3} \quad (2.73)$$

onde:

$$\cos(\theta) = \frac{-R}{\sqrt{-Q^3}} \quad (2.74)$$

O primeiro passo a seguir é obter-se a expressão para “U” referente à (2.63), logo:

$$U = (x+1)^3 \cdot \left(-8 + \frac{9 \cdot V_{Cl}^2 \cdot x}{I_1^2 \cdot Z_s^2} \right) \quad (2.75)$$

onde:

$$x = \frac{C_{s11}}{C_{a11}} \quad (2.76)$$

$$Z_s = \sqrt{\frac{L_{a1}}{C_{s11}}} \quad (2.77)$$

Uma vez que os componentes do *snubber* e as especificações do retificador estiverem definidas, a única variável na equação (2.75) é a corrente de entrada I_1 , a qual varia seguindo uma envoltória senoidal.

Sabe-se que o *snubber* começa a operar corretamente (segundo as etapas de operação propostas) a partir de uma dada corrente mínima de entrada. Isto é fácil de ser

compreendido, basta pensar na carga do capacitor C_{s11} . Este capacitor deve ser carregado até atingir a tensão de saída V_{C1} dentro de um intervalo de tempo inferior ao período de comutação; logo existe uma corrente mínima (I_{1min}) que ainda torna isto possível.

Como a corrente I_1 se encontra no denominador da equação (2.75), para correntes menores que I_{1min} tem-se $U > 0$, caso contrário, $U < 0$. Para o estudo em questão, o caso de interesse é $U < 0$, pois desta forma, afirma-se que o snubber opera corretamente a partir de uma corrente mínima de entrada (I_{1min}) até o seu valor de pico.

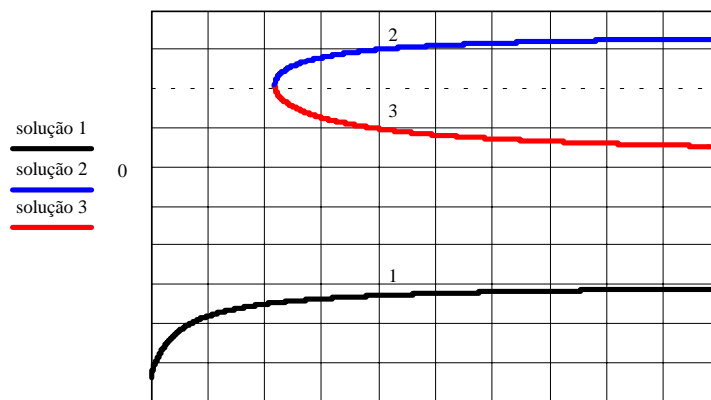
Sendo $U < 0$, as soluções que satisfazem a equação (2.63) são:

$$\omega \cdot \Delta t_7 = -\sqrt{8 \cdot (1+x)} \cdot \cos\left(\frac{\arccos\left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s}\right)}{3}\right) \rightarrow \text{solução 1} \quad (2.78)$$

$$\omega \cdot \Delta t_7 = -\sqrt{8 \cdot (1+x)} \cdot \cos\left(\frac{\arccos\left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s}\right) + 2 \cdot \pi}{3}\right) \rightarrow \text{solução 2} \quad (2.79)$$

$$\omega \cdot \Delta t_7 = -\sqrt{8 \cdot (1+x)} \cdot \cos\left(\frac{\arccos\left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s}\right) + 4 \cdot \pi}{3}\right) \rightarrow \text{solução 3} \quad (2.80)$$

De modo a verificar o comportamento qualitativo destas três soluções frente a variações da corrente de entrada, adotou-se valores para V_{C1} , x e Z_s (ajustados por simulação) e traçou-se as curvas mostradas na Fig. 2.41.



II

Fig. 2.41 - Comportamento qualitativo de cada solução possível.

A solução 1 não é válida já que define um intervalo de tempo de valor negativo. Sabendo-se que Δt_7 expressa o intervalo de tempo de carga do capacitor C_{s11} durante esta etapa, quanto maior a corrente de entrada menor é este intervalo de tempo. Logo, a solução 3 é a correta.

$$\Delta t_7 = \frac{-\sqrt{8 \cdot (1+x)}}{\omega} \cdot \cos \left(\left(\arccos \left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s} \right) + 4 \cdot \pi \right) / 3 \right) \quad (2.81)$$

Logo, substituindo-se a equação (2.81) nas equações (2.54) e (2.55), tem-se a corrente no indutor L_{a1} e a tensão no capacitor C_{a11} ao final desta etapa.

$$I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) = \frac{I_1}{x+1} \cdot \left(1 - \cos(-\sqrt{8 \cdot (1+x)}) \cdot \cos \left(\left(\arccos \left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s} \right) + 4 \cdot \pi \right) / 3 \right) \right) \quad (2.82)$$

$$V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) = \frac{I_1 \cdot Z_s \cdot X}{\sqrt{(x+1)^3}} \cdot \left(\operatorname{sen}(-\sqrt{8 \cdot (1+x)}) \cdot \cos \left(\frac{\arccos \left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s} \right) + 4 \cdot \pi}{3} \right) + \sqrt{8 \cdot (1+x)} \cdot \cos \left(\frac{\arccos \left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s} \right) + 4 \cdot \pi}{3} \right) \right) + V_{C1} \cdot \sqrt{x} \quad (2.83)$$

Oitava etapa de operação ($\Delta t_8 = t_8 - t_7$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.39. Da malha que contém L_{a1} e C_{a11} obtém-se:

$$\dot{i}_{L_{a1}(8)}(t) = -C_{a11} \cdot \frac{dV_{C_{a11}(8)}(t)}{dt} \quad (2.84)$$

$$V_{C_{a11}(8)}(t) = L_{a1} \cdot \frac{di_{L_{a1}(8)}(t)}{dt} \quad (2.85)$$

Aplicando-se a Transformada de Laplace às equações (2.84) e (2.85), obtém-se as equações (2.86) e (2.87).

$$I_{L_{a1}(8)}(s) = -s \cdot C_{a11} \cdot V_{C_{a11}(8)}(s) + C_{a11} \cdot V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) \quad (2.86)$$

$$V_{C_{a11}(8)}(s) = s \cdot L_{a1} \cdot I_{L_{a1}(8)}(s) - L_{a1} \cdot I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \quad (2.87)$$

Substituindo-se a equação (2.87) na equação (2.86) obtém-se:

$$I_{L_{a1}(8)}(s) = \frac{I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \cdot s}{\omega_a^2 + s^2} + \frac{\omega_a^2 \cdot C_{a11} \cdot V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7)}{\omega_a^2 + s^2} \quad (2.88)$$

Aplicando-se a Anti-Transformada de Laplace à equação (2.88) obtém-se:

$$I_{L_{a1}(8)}(t) = I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \cdot \cos(\omega_a \cdot t) + \frac{V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot t)}{Z_a} \quad (2.89)$$

onde,

$$Z_a = \sqrt{\frac{L_{a1}}{C_{a11}}} \quad (2.90)$$

Substituindo-se a equação (2.89) na equação (2.85) obtém-se:

$$V_{C_{a11}(8)}(t) = -I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \cdot Z_a \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot t) + V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) \cdot \cos(\omega_a \cdot t) \quad (2.91)$$

Ao final desta etapa, $I_{L_{a1}(8)}(\Delta t_8) = I_1$. Aplicando-se esta condição à equação (2.89) e fazendo-se as devidas simplificações matemáticas, tem-se:

$$\Delta t_8 = \frac{\text{asen} \left(\frac{2 \cdot V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) \cdot I_1 - 2 \cdot I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \cdot \sqrt{I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7)^2 + \frac{V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7)^2}{Z_a^2}} - I_1^2}{2 \cdot \left(I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7)^2 + \frac{V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7)^2}{Z_a^2} \right)} \right)}{\omega_a} \quad (2.92)$$

Substituindo-se a equação (2.92) na equação (2.91), obtém-se a tensão no capacitor C_{a11} ao final desta etapa:

$$V_{C_{a11}(8)}(\Delta t_8) = -Z_a \cdot I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot \Delta t_8) + V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) \cdot \cos(\omega_a \cdot \Delta t_8) \quad (2.93)$$

Nona etapa de operação ($\Delta t_9 = t_9 - t_8$):

Esta etapa é apresentada na Fig. 2.40. Durante esta etapa a tensão no capacitor C_{a11} decresce linearmente até atingir zero como apresentado na equação (2.94).

$$V_{C_{a11}(9)}(t) = V_{C_{a11}(8)}(\Delta t_8) - \frac{I_1}{C_{a11}} \cdot t \quad (2.94)$$

Quando $V_{Ca11(9)}(t)$ atinge zero a etapa é finalizada, logo a duração desta etapa é dada por:

$$\Delta t_9 = \frac{C_{a11} \cdot V_{Ca11(8)}(\Delta t_8)}{I_1} \tag{2.95}$$

2.3.3 VALIDAÇÃO DO EQUACIONAMENTO

Na Fig. 2.42 mostram-se, com o auxílio do *software MathCad 7.0*, as principais formas de onda que descrevem o funcionamento do *snubber* usando as equações obtidas anteriormente e valores adotados para L_{a1} , C_{s11} e C_{a11} .

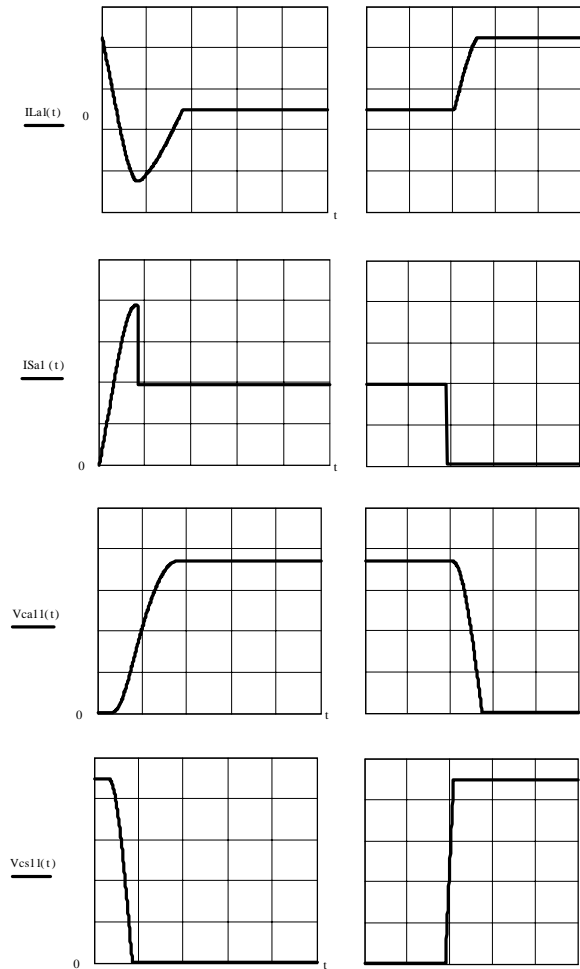


Fig. 2.42 - Principais formas de onda do *snubber* durante a entrada em condução e o bloqueio de S_{a1} .

Pode-se verificar que as formas de onda não apresentam descontinuidades e seu comportamento equivale às formas de onda apresentadas anteriormente, as quais descrevem o comportamento teórico do *snubber*.

2.4 CONCLUSÃO

Do estudo realizado neste capítulo, pôde-se tirar algumas conclusões:

- A partir do estudo dos fenômenos que ocorrem durante uma comutação, pôde-se compreender em quais parâmetros deve-se atuar para que haja redução das perdas em comutação;
- Um *snubber* passivo não-dissipativo foi proposto para a célula de comutação do retificador trifásico em estudo. O mesmo tem a função de tornar praticamente suave as comutações durante a entrada em condução do interruptor e o bloqueio do mesmo, reduzindo-se também o efeito da recuperação reversa dos diodos *Boost*;
- Realizou-se o equacionamento de todas as etapas de operação do *snubber*, obtendo-se informações sobre o comportamento dinâmico das principais grandezas e os esforços máximos em todos os componentes. Através do *software MathCad 7.0*, validou-se o equacionamento realizado;
- O grande inconveniente deste *snubber* reside no valor de pico da corrente nos interruptores, como observado na terceira etapa de operação, e no valor máximo de tensão nos diodos *Boost*, como observado na equação (2.7). Tais esforços podem ser otimizados na etapa de projeto.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DAS RESTRIÇÕES DE OPERAÇÃO DO *SNUBBER* E OBTENÇÃO DE ÁBACOS E EQUAÇÕES PARA O DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

3.1 INTRODUÇÃO

Os principais objetivos deste capítulo são listados abaixo:

- Verificar como se comportam as etapas de funcionamento do *snubber* frente a variações nos valores de seus componentes. Este estudo tem a finalidade de se buscar as restrições de operação do *snubber*;
- Obtenção de ábacos que auxiliem o projetista no cálculo dos componentes passivos do *snubber*;
- Apresentação das principais formas de onda do retificador trifásico com *snubber* e obtenção de expressões para o cálculo dos esforços em todos os componentes do conversor.

3.2 RESTRIÇÕES DE OPERAÇÃO DO *SNUBBER*

O estudo é realizado aplicando-se o *snubber* em um conversor *Boost* monofásico.

Ajustou-se os parâmetros C_s , C_a e L_s de modo que o *snubber* opere seguindo as etapas apresentadas no capítulo 2. O circuito simulado é apresentado na Fig. 3.1. Todos os componentes passivos e ativos são considerados ideais. As formas de onda que descrevem o funcionamento do *snubber* são mostradas na Fig. 3.2.

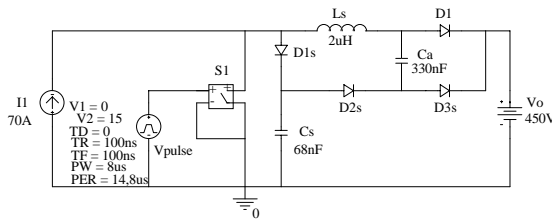


Fig. 3.1 - Conversor *boost* monofásico com snubber.

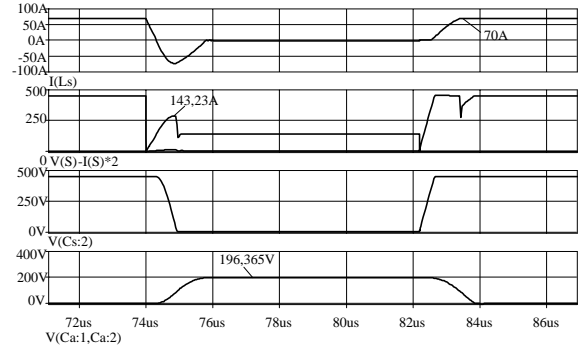


Fig. 3.2 - Formas de onda do *snubber*.

De modo a compreender a influência de cada componente passivo no funcionamento do *snubber*, simulou-se o circuito da Fig. 3.1 modificando-se os valores dos componentes. As combinações simuladas são apresentadas a seguir (não foi seguido nenhum critério científico para a escolha destas combinações):

- $L_s=2\mu\text{H} / C_a=330\text{nF} / C_s=204\text{nF} \rightarrow$ combinação 1
- $L_s=2\mu\text{H} / C_a=330\text{nF} / C_s=23\text{nF} \rightarrow$ combinação 2
- $L_s=2\mu\text{H} / C_a=990\text{nF} / C_s=68\text{nF} \rightarrow$ combinação 3
- $L_s=2\mu\text{H} / C_a=110\text{nF} / C_s=68\text{nF} \rightarrow$ combinação 4
- $L_s=6\mu\text{H} / C_a=330\text{nF} / C_s=68\text{nF} \rightarrow$ combinação 5
- $L_s=660\text{nH} / C_a=330\text{nF} / C_s=68\text{nF} \rightarrow$ combinação 6

As formas de onda obtidas para cada combinação de parâmetros são apresentadas nas Fig. 3.3 a Fig. 3.8.

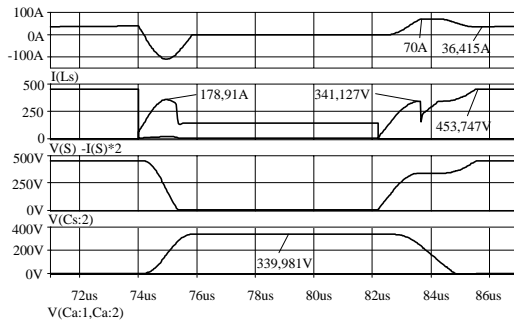


Fig. 3.3 - Combinação 1.

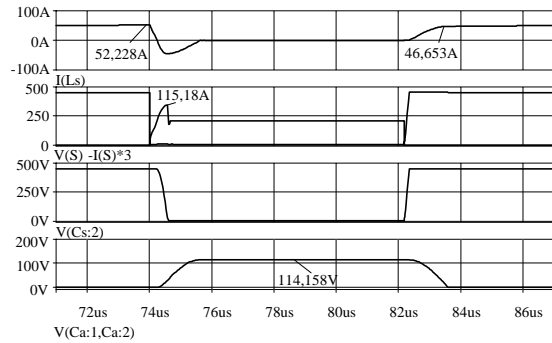


Fig. 3.4 – Combinação 2.

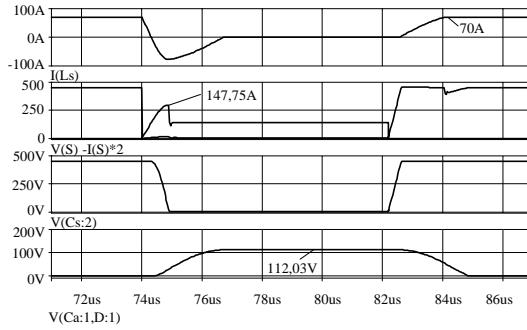


Fig. 3.5 – Combinação 3.

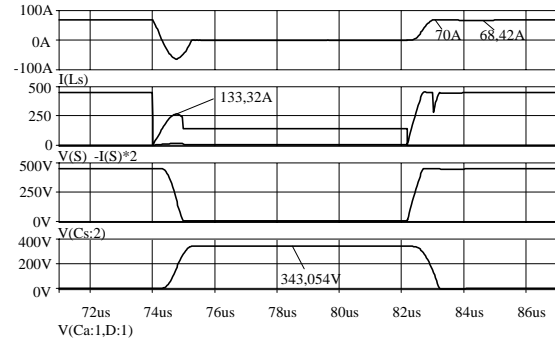


Fig. 3.6 – Combinação 4.

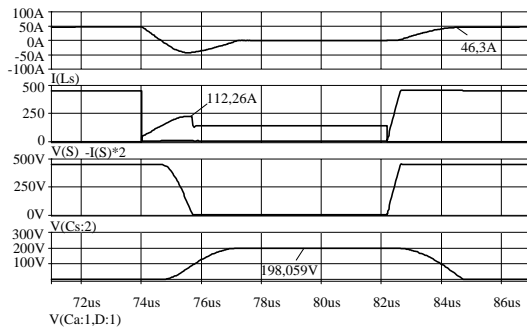


Fig. 3.7 – Combinação 5.

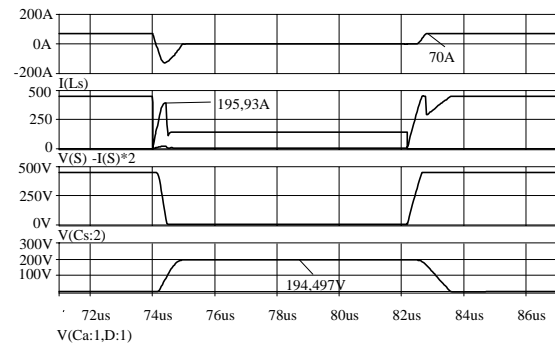


Fig. 3.8 – Combinação 6.

Através dos resultados obtidos por simulação, pode-se tirar algumas conclusões:

- As diferentes combinações de parâmetros simuladas refletiram diretamente no valor de pico da corrente no interruptor, na tensão máxima sobre o capacitor C_a , nos tempos de atuação do *snubber*, nas derivadas de corrente e tensão sobre o interruptor e no surgimento de novas etapas de operação;
- O surgimento de novas etapas de operação deve-se a não conclusão das etapas 7 (Fig. 3.3) e 8 (Fig. 3.4 e Fig. 3.7) de operação, descritas no capítulo 2;
- A não conclusão das etapas 7 e 8 de operação do *snubber* torna a entrada em condução do interruptor mais dissipativa do que o esperado;
- Há de existir critérios bem definidos para a escolha correta dos componentes passivos de modo que o *snubber* opere como previsto para uma dada faixa da corrente de entrada;
- Deve-se analisar quais as restrições de funcionamento das etapas 7 e 8.

3.2.1 RESTRIÇÃO DA SÉTIMA ETAPA

Nesta etapa, a tensão no capacitor C_{s11} deve atingir a tensão de saída V_{C1} antes, ou no mesmo instante, que a corrente no indutor L_{a1} atinja a corrente de entrada I_1 . Caso não ocorra, o *snubber* evolui da etapa 7 para a etapa 7_d, como mostrado na Fig. 3.9.

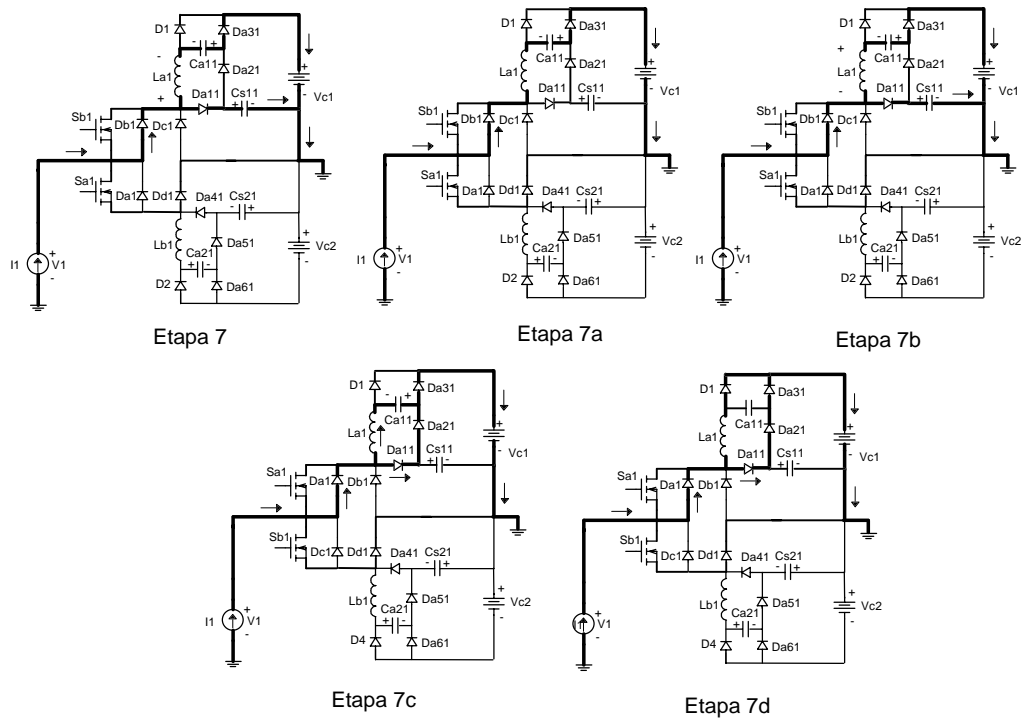


Fig. 3.9 - Etapas 7, 7a, 7b, 7c e 7d.

Durante a etapa 7_a, a corrente em L_{a1} é a própria corrente de entrada e o capacitor C_{a11} descarrega-se linearmente. No instante em que a tensão no capacitor C_{a11} somada à tensão no capacitor C_{s11} for menor do que a tensão de saída V_{c1} , o diodo D_{a11} entra em condução novamente e o capacitor C_{s11} volta a se carregar (etapa 7_b). Supondo-se que a tensão no capacitor C_{s11} atinja a tensão de saída antes que o capacitor C_{a11} se descarregue por completo, o *snubber* evolui para a etapa 7_c. No instante em que a tensão no capacitor C_{a11} atinge zero, o diodo D_1 entra em condução e o *snubber* evolui para a etapa 7_d.

Considerando-se diodos ideais, a tensão sobre o indutor L_{a1} é nula e a corrente que circula pelo mesmo será constante e igual à diferença entre a corrente de entrada e a corrente que circula pelos diodos D_{a11} , D_{a21} e D_{a31} , até o instante em que o interruptor S_{a1}

for comandado a conduzir. Neste instante, a parcela de corrente que circulava por estes diodos é instantaneamente desviada para o interruptor, já que não há nada que limite esta derivada de corrente, ocasionando maiores perdas de comutação. Na prática, como os diodos possuem uma queda de tensão em condução, a corrente no indutor continua a crescer, porém de forma muito lenta, minimizando um pouco o problema.

É importante deixar claro que, mesmo com o aparecimento destas etapas indevidas durante a operação do *snubber*, as perdas de comutação continuam bastante reduzidas e a recuperação reversa do diodo *Boost*, praticamente desprezível.

De modo a evitar o surgimento destas novas etapas, o intervalo de tempo (Δt_a) necessário para que a corrente no indutor L_{a1} atinja I_1 deve ser maior ou igual ao intervalo de tempo (Δt_b) necessário para que a tensão no capacitor C_{s11} atinja V_{C1} .

O intervalo de tempo Δt_b é a própria duração da sétima etapa, deduzida no capítulo 2 e apresentada novamente na equação (3.1).

$$\Delta t_b = \frac{-\sqrt{8 \cdot (1+x)}}{\omega} \cdot \cos \left(\left(\arccos \left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s} \right) + 4 \cdot \pi \right) / 3 \right) \quad (3.1)$$

A expressão que define a corrente no indutor L_{a1} durante esta etapa foi deduzida no capítulo 2 e é apresentada novamente na equação (3.2).

$$I_{L_{a1(7)}}(t) = I_1 \cdot \frac{C}{C_{s11}} \cdot (1 - \cos(\omega \cdot t)) \quad (3.2)$$

Substituindo-se $I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_a) = I_1$ na equação (3.2) tem-se:

$$\Delta t_a = \frac{\arccos(-x)}{\omega} \quad (3.3)$$

Fazendo-se $\Delta t_a \geq \Delta t_b$ tem-se:

$$\arccos(-x) \geq -\sqrt{8 \cdot (1+x)} \cdot \cos \left(\left(\arccos \left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s} \right) + 4 \cdot \pi \right) / 3 \right) \quad (3.4)$$

A corrente de entrada I_1 não é contínua dentro de um período da rede elétrica, mas possui um comportamento senoidal. A pior situação para a análise da restrição da sétima etapa ocorre para uma corrente mínima de entrada (I_{1min}), na qual ainda é desejável o correto funcionamento do *snubber*. Nesta situação, o capacitor C_{s11} leva mais tempo para

se carregar com a tensão de saída V_{C1} e o tempo necessário para que a corrente em L_{a1} atinja a corrente de entrada é o menor dentro da faixa de operação desejada. Substituindo-se $I_1=I_{1min}$ na equação (3.4) e isolando-se a impedância característica Z_s , com o auxílio do software *MathCad 7.0*, tem-se:

$$Z_s = \frac{3}{4} \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x} \cdot \frac{\sqrt{2}}{I_{1min} \cdot \cos(6 \cdot \text{atg}((\sqrt{2+2 \cdot x} \cdot \sqrt{3} + \sqrt{-\text{acos}(x)^2 - \pi^2 + 2 \cdot \pi \cdot \text{acos}(x) + 8 + 8 \cdot x})) \cdot \frac{(\pi - \text{acos}(x) - \sqrt{2+2 \cdot x})}{(2+2 \cdot x - \pi^2 + 2 \cdot \pi \cdot \text{acos}(x) - \text{acos}(x)^2)})} \quad (3.5)$$

A equação (3.5) garante que a sétima etapa de funcionamento ocorra de forma correta a partir do pior caso, quando $I_1=I_{1min}$.

3.2.2 RESTRIÇÃO DA OITAVA ETAPA

Nesta etapa, a corrente no indutor L_{a1} deve atingir a corrente de entrada I_1 antes, ou no mesmo instante, que a tensão no capacitor C_{a11} atinja zero. Caso esta restrição não seja obedecida, o *snubber* evolui da etapa 8 para a etapa 8_a como mostrado na Fig. 3.10.

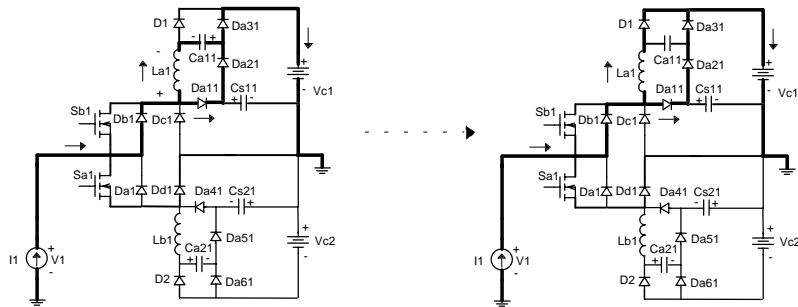


Fig. 3.10 - Etapas 8 e 8a.

As etapas 8 e 8_a são idênticas às etapas 7_c e 7_d, respectivamente. Logo, os mesmos problemas comentados anteriormente também são válidos para esta situação.

De modo a evitar o surgimento desta nova etapa, o tempo (Δt_c) para que a corrente no indutor L_{a1} atinja I_1 deve ser menor ou igual ao tempo (Δt_d) necessário à total descarga do capacitor C_{a11} .

O intervalo de tempo Δt_c é a própria duração da etapa 8, deduzida no capítulo 2 e apresentada novamente na equação (3.6).

$$\Delta t_c = \frac{\text{asen} \left(\frac{2 \cdot V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7) \cdot I_1}{Z_a} - 2 \cdot I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7) \cdot \sqrt{I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7)^2 + \frac{V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7)^2}{Z_a^2}} - I_1^2}{2 \cdot \left(I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7)^2 + \frac{V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7)^2}{Z_a^2} \right)} \right)}{\omega_a} \quad (3.6)$$

A expressão que define o comportamento da tensão no capacitor C_{a11} durante esta etapa foi deduzida no capítulo 2 e apresentada novamente na equação (3.7).

$$V_{C_{a11(8)}}(t) = -I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7) \cdot Z_a \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot t) + V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7) \cdot \text{cos}(\omega_a \cdot t) \quad (3.7)$$

Substituindo-se $V_{C_{a11(8)}}(\Delta t_d)=0$ na equação (3.7) obtém-se:

$$\Delta t_d = \frac{\text{atg} \left(\frac{V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7)}{I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7) \cdot Z_a} \right)}{\omega_a} \quad (3.8)$$

O pior caso para a análise da restrição da oitava etapa ocorre para $I_1=I_{1\text{max}}$, pois é nesta situação que C_{a11} se descarrega no menor tempo e a corrente no indutor L_{a1} tarda o maior tempo para atingir a corrente de entrada I_1 , dentro da faixa de operação desejada.

Fazendo-se $\Delta t_d=\Delta t_c$ e $I_1=I_{1\text{max}}$, pode-se isolar a impedância característica Z_a , com o auxílio do *software Mathcad 7.0*:

$$Z_a = V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7) \cdot \sqrt{\frac{1}{(-I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7) + I_{1\text{max}}) \cdot (I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7) + I_{1\text{max}})}} \quad (3.9)$$

A equação (3.9) garante que a oitava etapa de funcionamento ocorra de forma correta até o instante de pico da corrente de entrada.

As restrições da sétima e oitava etapa, descritas pelas equações (3.5) e (3.9), são de grande valor na busca de ábacos que auxiliem na escolha correta dos componentes passivos do *snubber*, dada uma especificação de projeto.

3.3 OBTENÇÃO DE ÁBACOS PARA A ESCOLHA DOS COMPONENTES PASSIVOS DO *SNUBBER*

As expressões que definem matematicamente os termos $V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7)$ e $I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7)$ foram deduzidas no capítulo 2 e são apresentadas novamente nas equações (3.10) e (3.11).

$$V_{C_{a1}(7)}(\Delta t_7) = \frac{I_{1\max} \cdot Z_s \cdot x}{\sqrt{(x+1)^3}} \left(\operatorname{sen}(-\sqrt{8 \cdot (1+x)}) \cdot \cos\left(\frac{\operatorname{acos}\left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_{1\max} \cdot Z_s}\right) + 4 \cdot \pi}{3}\right) + \sqrt{8 \cdot (1+x)} \cdot \cos\left(\frac{\operatorname{acos}\left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_{1\max} \cdot Z_s}\right) + 4 \cdot \pi}{3}\right) \right) + V_{C1} \cdot \sqrt{x} \quad (3.10)$$

$$I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) = \frac{I_{1\max}}{x+1} \cdot \left(1 - \cos(-\sqrt{8 \cdot (1+x)}) \cdot \cos\left(\frac{\operatorname{acos}\left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_{1\max} \cdot Z_s}\right) + 4 \cdot \pi}{3}\right) \right) \quad (3.11)$$

Sabendo-se que $Z_a = \sqrt{\frac{L_{a1}}{C_{a11}}}$, $Z_s = \sqrt{\frac{L_{s1}}{C_{s11}}}$ e $x = \frac{C_{s11}}{C_{a11}}$ tem-se a equação (3.12).

$$Z_a = Z_s \cdot \sqrt{x} \quad (3.12)$$

Substituindo-se as equações (3.10) e (3.11) na equação (3.9), obtém-se a função representada pela equação (3.13).

$$Z_a = f(I_{1\max}, x, V_{C1}, Z_s) \quad (3.13)$$

Substituindo-se a equação (3.5) na função representada pela equação (3.13), obtém-se a função representada pela equação (3.14).

$$Z_a = f(I_{1\max}, x, V_{C1}, I_{1\min}) \quad (3.14)$$

Logo, a equação (3.12) pode ser escrita como apresentado na equação (3.15).

$$Z_a(I_{1\max}, x, V_{C1}, I_{1\min}) - Z_s(x, V_{C1}, I_{1\min}) \cdot \sqrt{x} = 0 \quad (3.15)$$

A equação (3.15), escrita em sua forma algébrica, torna-se uma função somente de 'x' e 'k', onde 'k' é o fator que define a faixa da corrente de entrada na qual o *snubber* opera corretamente. Este fator é representado pela equação (3.16).

$$k = \frac{I_{1\min}}{I_{1\max}} \quad (3.16)$$

Com o auxílio do *software MathCad 7.0*, utilizando-se um método iterativo, onde se define um valor inicial para 'k' ($0 < k < 1$) e um intervalo de valores para 'x', encontram-se pares ordenados (k,x) que satisfazem a equação (3.15). Através destes pares, pode-se obter uma curva que define o fator 'k' em função de 'x', como representado na Fig. 3.11.

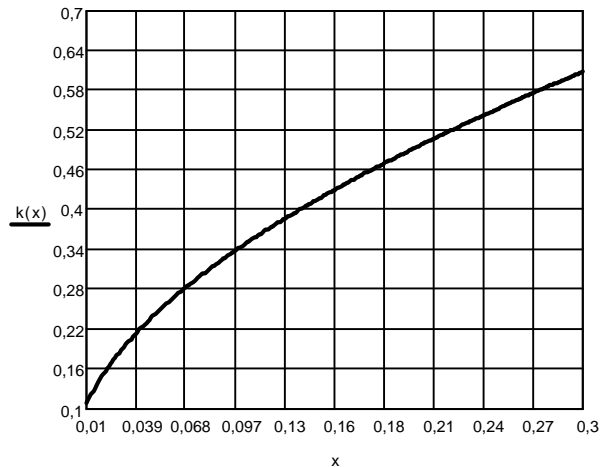


Fig. 3.11 - Fator 'k' em função de 'x'.

Sabendo-se que a corrente de entrada tem a forma senoidal, pode-se gerar um outro ábaco que melhor define a faixa de atuação correta do *snubber*. Ao invés de se ter como referência a corrente mínima, tem-se o instante elétrico referente a esta corrente, como mostrado na Fig. 3.12.

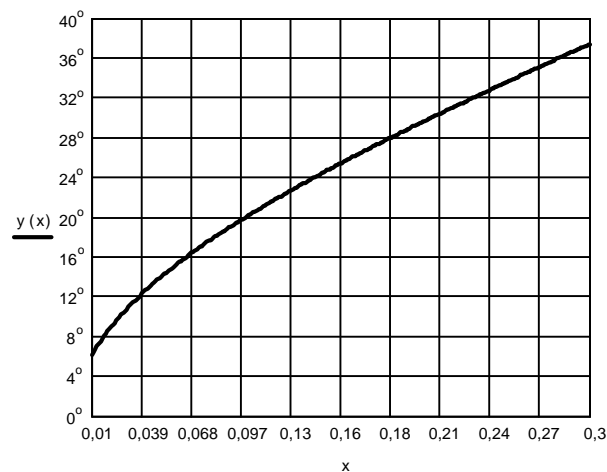


Fig. 3.12 - Instante elétrico a partir do qual o *snubber* começa a atuar corretamente.

Desta forma, pode-se afirmar que o *snubber* atua corretamente de $y(x)$ a $180^\circ - y(x)$ da corrente de entrada.

3.3.1 TEMPO DE ATUAÇÃO DO *SNUBBER* DURANTE A ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR

A etapas 2, 3 e 4 de funcionamento do *snubber*, descritas no capítulo 2, são relacionadas à entrada em condução do interruptor. A duração de cada etapa foi deduzida no capítulo 2 e são mostradas novamente nas equações (3.17), (3.18) e (3.19).

$$\Delta t_2 = \frac{L_{a1} \cdot I_1}{V_{C1}} \quad (3.17)$$

$$\Delta t_3 = \frac{a \cos\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}\right)}{\omega} \quad (3.18)$$

$$\Delta t_4 = \frac{\text{atg}\left(\sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2}\right)}{\omega_a} \quad (3.19)$$

Sabendo-se que $\omega_a = 1/\sqrt{L_{a1} \cdot C_{a11}}$, $\omega_s = 1/\sqrt{L_{a1} \cdot C_{s11}}$, $\omega = 1/\sqrt{L_{a1} \cdot C}$ e $C = C_{a11} \cdot C_{s11}/C_{a11} + C_{s11}$, as equações (3.17), (3.18) e (3.19) podem ser escritas como apresentado nas equações (3.20), (3.21) e (3.22) respectivamente.

$$\Delta t_2 = \frac{Z_s \cdot I_1}{\omega_s \cdot V_{C1}} \quad (3.20)$$

$$\Delta t_3 = \frac{a \cos(-x)}{\omega_s \cdot \sqrt{x+1}} \quad (3.21)$$

$$\Delta t_4 = \frac{\text{atg}\left(\sqrt{\frac{1-x}{x}}\right)}{\omega_s \cdot \sqrt{x}} \quad (3.22)$$

Logo, o tempo de atuação do *snubber* durante a entrada em condução do interruptor S_{a1} é dado por:

$$\Delta t_{\text{on}} = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 \quad (3.23)$$

3.3.2 TEMPO DE ATUAÇÃO DO *SNUBBER* DURANTE O BLOQUEIO DO INTERRUPTOR

As etapas 6, 7, 8 e 9 de funcionamento do *snubber*, apresentadas no capítulo 2, são relacionadas ao bloqueio do interruptor. A duração de cada uma destas etapas foi deduzida no capítulo 2 e são apresentadas novamente nas equações (3.24) a (3.27).

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C1} \cdot C_{s11}}{I_1} \cdot \left(1 - \frac{\omega_a}{\omega_s}\right) \quad (3.24)$$

$$\Delta t_7 = \frac{-\sqrt{8 \cdot (1+x)}}{\omega} \cdot \cos \left(\arccos \left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s} \right) + 4 \cdot \pi / 3 \right) \quad (3.25)$$

$$\Delta t_8 = \frac{\text{asen} \left(\frac{2 \cdot V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) \cdot I_1 - 2 \cdot I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \cdot \sqrt{I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7)^2 + \frac{V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7)^2}{Z_a^2} - I_1^2}}{2 \cdot \left(I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7)^2 + \frac{V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7)^2}{Z_a^2} \right)} \right)}{\omega_a} \quad (3.26)$$

$$\Delta t_9 = \frac{C_{a11} \cdot V_{C_{a11}(8)}(\Delta t_8)}{I_1} \quad (3.27)$$

Deduziu-se, no capítulo 2, uma expressão para $V_{C_{a11}(8)}(\Delta t_8)$ apresentada novamente na equação (3.28).

$$V_{C_{a11}(8)}(\Delta t_8) = -Z_a \cdot I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot \Delta t_8) + V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) \cdot \cos(\omega_a \cdot \Delta t_8) \quad (3.28)$$

As equações (3.24) a (3.27) podem ser escritas como apresentado nas equações (3.29) a (3.32), respectivamente, assim como foi feito com as equações (3.17) a (3.19).

$$\Delta t_6 = \frac{V_{C1} \cdot (1 - \sqrt{x})}{\omega_s \cdot Z_s \cdot I_1} \quad (3.29)$$

$$\Delta t_7 = \frac{-\sqrt{8}}{\omega_s} \cdot \cos \left(\arccos \left(\frac{3 \cdot V_{C1} \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot I_1 \cdot Z_s} \right) + 4 \cdot \pi / 3 \right) \quad (3.30)$$

$$\Delta t_8 = \frac{\text{asen} \left(\frac{2 \cdot V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7) \cdot I_1 - 2 \cdot I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7) \cdot \sqrt{I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7)^2 + \frac{V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7)^2}{Z_a^2}} - I_1^2}{2 \cdot \left(I_{L_{a1}(7)}(\Delta t_7)^2 + \frac{V_{C_{a11}(7)}(\Delta t_7)^2}{Z_a^2} \right)} \right)}{\omega_s \cdot \sqrt{x}} \quad (3.31)$$

$$\Delta t_9 = \frac{V_{C_{a11}(8)}(\Delta t_8)}{I_1 \cdot \omega_s \cdot \sqrt{x} \cdot Z_a} \quad (3.32)$$

Logo, o tempo de atuação do *snubber* durante o bloqueio de S_{a1} é dado por:

$$\Delta t_{\text{off}} = \Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9 \quad (3.33)$$

3.3.3 TEMPO MÁXIMO DISPONÍVEL PARA A ATUAÇÃO DO *SNUBBER* DURANTE A ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR

No capítulo 1 foi deduzida a expressão que define o comportamento da razão cíclica do retificador em estudo, a qual é apresentada novamente na equação (3.34).

$$D(\theta) = 1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{1\text{pico}} \cdot \text{sen}(\theta)}{(2 \cdot V_{C_1})} \quad (3.34)$$

O tempo mínimo de condução do interruptor se dá para uma razão cíclica mínima $D_{\min} = D(\pi/2)$, instante no qual a corrente de entrada passa por seu valor de pico. Logo, o *snubber* deve concluir as etapas 2, 3 e 4 em um tempo Δt_{on} dado por:

$$\Delta t_{\text{on}} \leq T_{\text{ch}} \cdot D_{\min} \quad (3.35)$$

A impedância característica Z_s , apresentada na equação (3.5), é parametrizada da seguinte maneira:

$$Z_{\text{sp}}(x) = \frac{Z_s \cdot I_{\text{max}}}{V_{C_1}} = \frac{3}{4} \cdot \sqrt{x} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\cos(6 \cdot \text{atg}(\frac{\sqrt{2+2 \cdot x} \cdot \sqrt{3} + \sqrt{-\cos(x)^2 - \pi^2 + 2 \cdot \pi \cdot \cos(x) + 8 + 8 \cdot x}}) \cdot \frac{(\pi - \cos(x) - \sqrt{2+2 \cdot x})}{(2+2 \cdot x - \pi^2 + 2 \cdot \pi \cdot \cos(x) - \cos(x)^2)}))} \quad (3.36)$$

Logo, a equação (3.20) pode ser escrita da seguinte forma:

$$\Delta t_2 = \frac{Z_{sp}(x)}{\omega_s} \quad (3.37)$$

Da equação (3.35) tem-se:

$$\frac{1}{\omega_s} \cdot (\omega_s \cdot \Delta t_2(x) + \omega_s \cdot \Delta t_3(x) + \omega_s \cdot \Delta t_4(x)) \leq (1 - 0,75 \cdot \frac{V_{1pico}}{V_{C1}}) \cdot T_{ch} \quad (3.38)$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação (3.38) por $Z_s \cdot 2 \cdot \pi \cdot I_{1max} / V_{1pico}$ e fazendo-se as devidas manipulações matemáticas, tem-se:

$$\frac{I_{1max} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot L_{a1}}{V_{1pico}} \leq \frac{(1 - 0,75 \cdot \frac{V_{1pico}}{V_{C1}}) \cdot Z_s \cdot 2 \cdot \pi \cdot I_{1max}}{(\omega_s \cdot \Delta t_2(x) + \omega_s \cdot \Delta t_3(x) + \omega_s \cdot \Delta t_4(x)) \cdot V_{1pico}} \quad (3.39)$$

A partir da parametrização realizada na equação (3.36), defini-se a impedância indutiva parametrizada referente a L_{a1} da seguinte forma:

$$Z_{L_{a1p}}(x, \beta) = \frac{I_{1max} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot L_{a1}}{V_{1pico}} \leq \frac{(1 - \frac{0,75}{\beta}) \cdot Z_{sp}(x) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \beta}{(\omega_s \cdot \Delta t_2(x) + \omega_s \cdot \Delta t_3(x) + \omega_s \cdot \Delta t_4(x))} \quad (3.40)$$

onde β é definido como sendo:

$$\beta = \frac{V_{C1}}{V_{1pico}} \quad (3.41)$$

Com o auxílio do *software MathCad 7.0*, traçou-se um ábaco que define o comportamento da impedância indutiva parametrizada $Z_{L_{a1p}}(x, \beta)$ para distintos valores de β em função do parâmetro 'x', como mostrado na Fig. 3.13.

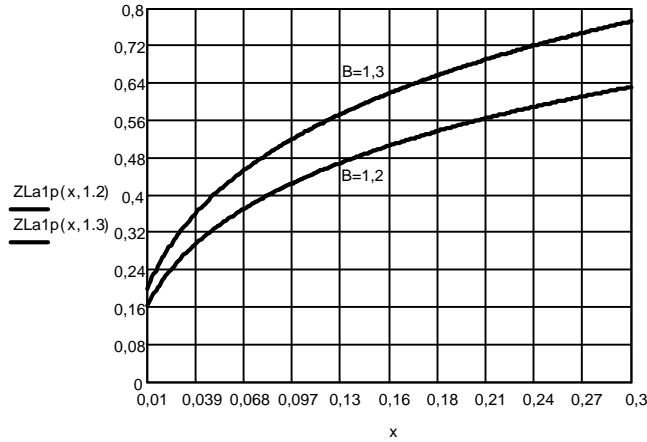


Fig. 3.13 - Impedância indutiva parametrizada em função de 'x'.

Verifica-se que a medida que β cresce, crescem também as curvas. Logo, para que as etapas 2, 3 e 4 de funcionamento do *snubber* ocorram de forma completa dentro do menor intervalo de tempo disponível, o valor de ZL_{a1p} escolhido deve estar abaixo ou pertencer a uma das curvas, conforme o valor de β adotado em projeto.

3.3.4 TEMPO MÁXIMO DISPONÍVEL PARA A ATUAÇÃO DO *SNUBBER* DURANTE O BLOQUEIO DO INTERRUPTOR

O menor intervalo de tempo no qual o interruptor permanece bloqueado se dá no instante em que $I_1=I_{1min}$. Nesta situação, a razão cíclica do conversor vale:

$$D_1 = 1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{1pico}}{(2 \cdot V_{C_1})} \cdot \frac{I_{1min}}{I_{1max}} \tag{3.42}$$

Logo, o *snubber* deve concluir as etapas 6, 7, 8 e 9 em um intervalo de tempo Δt_{off} dado por:

$$\Delta t_{off} \leq (1 - D_1) \cdot T_{ch} \tag{3.43}$$

A partir da parametrização realizada na equação (3.36), as equações (3.10) e (3.11) podem ser parametrizadas da seguinte maneira:

$$V_{c_{ai}(7)}(\Delta t_7)_p(x) = \frac{V_{c_{ai}(7)}(\Delta t_7)}{V_{C1}} = \frac{Z_{sp}(x) \cdot x}{\sqrt{(x+1)^2}} \left(\text{sen}(-\sqrt{8 \cdot (1+x)}) \cdot \cos \left(\frac{\text{acos} \left(\frac{3 \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot Z_{sp}(x)} \right) + 4 \cdot \pi}{3} \right) + \sqrt{8 \cdot (1+x)} \cdot \cos \left(\frac{\text{acos} \left(\frac{3 \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot Z_{sp}(x)} \right) + 4 \cdot \pi}{3} \right) \right) + \sqrt{x} \quad (3.44)$$

$$I_{L_{ai}(7)}(\Delta t_7)_p(x) = \frac{I_{L_{ai}(7)}(\Delta t_7)}{I_{1\max}} = \frac{1}{x+1} \left(1 - \cos(-\sqrt{8 \cdot (1+x)}) \cdot \cos \left(\frac{\text{acos} \left(\frac{3 \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot Z_{sp}(x)} \right) + 4 \cdot \pi}{3} \right) \right) \quad (3.45)$$

De acordo com as equações (3.44) e (3.45), a equação (3.9) pode ser parametrizada da seguinte maneira:

$$Z_{ap}(x) = \frac{Z_a \cdot I_{1\max}}{V_{C1}} = V_{Ca11(7)}(\Delta t_7)_p(x) \cdot \sqrt{\frac{-1}{((I_{La1(7)}(\Delta t_7)_p(x))^2 - 1)}} \quad (3.46)$$

A partir das equações (3.16), (3.44) e (3.45), a equação (3.28) é parametrizada como segue:

$$V_{c_{ai}(8)}(\Delta t_8)_p(x) = \frac{V_{c_{ai}(8)}(\Delta t_8)}{V_{C1}} = \quad (3.47)$$

$$-Z_{ap}(x) \cdot I_{L_{ai}(7)}(\Delta t_7)_p(x) \cdot \text{sen} \left(\text{asin} \left(\frac{\frac{2 \cdot V_{Ca11(7)}(\Delta t_7)_p(x) \cdot k(x)}{Z_{ap}(x)} - 2 \cdot I_{La1(7)}(\Delta t_7)_p(x) \cdot \sqrt{I_{La1(7)}(\Delta t_7)_p(x)^2 + \frac{V_{Ca11(7)}(\Delta t_7)_p(x)^2}{Z_{ap}(x)^2}} - K(x)^2}{2 \cdot (I_{La1(7)}(\Delta t_7)_p(x))^2 + \frac{V_{Ca11(7)}(\Delta t_7)_p(x)^2}{Z_{ap}(x)^2}} \right) \right) +$$

$$+ V_{Ca11(7)}(\Delta t_7)_p(x) \cdot \cos \left(\text{asin} \left(\frac{\frac{2 \cdot V_{Ca11(7)}(\Delta t_7)_p(x) \cdot k(x)}{Z_{ap}(x)} - 2 \cdot I_{La1(7)}(\Delta t_7)_p(x) \cdot \sqrt{I_{La1(7)}(\Delta t_7)_p(x)^2 + \frac{V_{Ca11(7)}(\Delta t_7)_p(x)^2}{Z_{ap}(x)^2}} - K(x)^2}{2 \cdot (I_{La1(7)}(\Delta t_7)_p(x))^2 + \frac{V_{Ca11(7)}(\Delta t_7)_p(x)^2}{Z_{ap}(x)^2}} \right) \right)$$

A partir das equações parametrizadas anteriormente, a duração das etapas de funcionamento do *snubber*, referentes ao bloqueio do interruptor, no pior dos casos ($I_1=I_{1\min}$), podem ser escritas como apresentado nas equações (3.48) a (3.51).

$$\Delta t_6 = \frac{(1 - \sqrt{x})}{Z_{sp}(x) \cdot k(x) \cdot \omega_s} \quad (3.48)$$

$$\Delta t_7 = \frac{-\sqrt{8}}{\omega_s} \cdot \cos \left(\text{acos} \left(\frac{3 \cdot \sqrt{x}}{\sqrt{8} \cdot k(x) \cdot Z_{sp}(x)} \right) + 4 \cdot \pi / 3 \right) \quad (3.49)$$

$$\Delta t_8 = \frac{\text{asen} \left(\frac{2 \cdot V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7)_p(x) \cdot k(x)}{Z_{ap}(x)} - 2 \cdot I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7)_p(x) \cdot \sqrt{I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7)_p(x)^2 + \frac{V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7)_p(x)^2}{Z_{ap}(x)^2}} - k(x)^2}{2 \cdot \left(I_{L_{a1(7)}}(\Delta t_7)_p(x)^2 + \frac{V_{C_{a11(7)}}(\Delta t_7)_p(x)^2}{Z_{ap}(x)^2} \right)} \right)}{\omega_s \cdot \sqrt{x}} \quad (3.50)$$

$$\Delta t_9 = \frac{V_{C_{a11(8)}}(\Delta t_8)_p(x)}{\omega_s \cdot \sqrt{x} \cdot Z_{ap}(x) \cdot k(x)} \quad (3.51)$$

Da equação (3.43) tem-se:

$$\frac{1}{\omega_s} \cdot (\omega_s \cdot \Delta t_6(x) + \omega_s \cdot \Delta t_7(x) + \omega_s \cdot \Delta t_8(x) + \omega_s \cdot \Delta t_9(x)) \leq \frac{0,75 \cdot V_{1pico} \cdot I_{1min} \cdot T_{ch}}{V_{C1} \cdot I_{1pico}} \quad (3.52)$$

Multiplicando-se ambos os lados da equação (3.52) por $Z_s \cdot 2 \cdot \pi \cdot I_{1max} / V_{1pico}$, pode-se obter uma nova restrição para a impedância indutiva parametrizada referente ao indutor L_{a1} , como apresentado na equação (3.53).

$$ZL_{a1p}(x) = \frac{I_{1max} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot L_{a1}}{V_{1pico}} \leq \frac{0,75 \cdot Z_{sp}(x) \cdot 2 \cdot \pi \cdot k(x)}{(\omega_s \cdot \Delta t_6(x) + \omega_s \cdot \Delta t_7(x) + \omega_s \cdot \Delta t_8(x) + \omega_s \cdot \Delta t_9(x))} \quad (3.53)$$

Com o auxílio do *software MathCad 7.0*, traçou-se outro ábaco que define o comportamento da impedância indutiva parametrizada $ZL_{a1p}(x)$ em função do parâmetro 'x', como mostrado na Fig. 3.14.

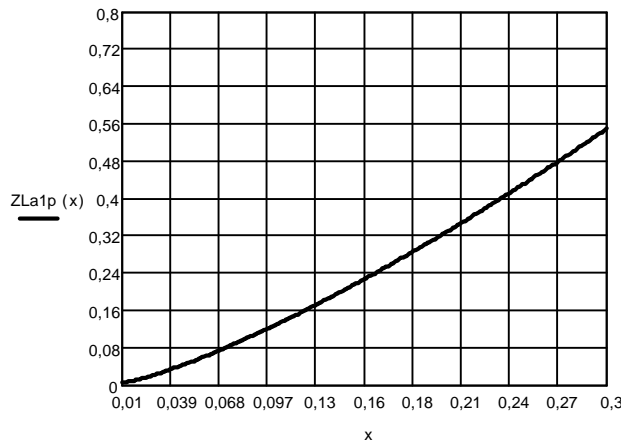


Fig. 3.14 - Impedância indutiva parametrizada em função de 'x'.

Logo, para que as etapas 6, 7, 8 e 9 de funcionamento do snubber ocorram de forma completa dentro do menor intervalo de tempo disponível, o valor de Z_{La1p} escolhido deve estar abaixo ou pertencer à curva.

Pode-se concluir, a partir dos ábacos das Fig. 3.13 e Fig. 3.14, que para valores de β maiores que 1,2 e para uma faixa de 'x' compreendida entre 0,01 e 0,3, a equação (3.53) satisfaz ambos os casos, sendo a escolhida para uso na escolha posterior dos componentes.

A impedância característica Z_s é definida na equação (3.54).

$$Z_s = \sqrt{\frac{L_{a1}}{C_{s11}}} \quad (3.54)$$

Substituindo-se a equação (3.36) na equação (3.54), esta passa a ser escrita da seguinte forma:

$$\frac{Z_{sp}(x) \cdot V_{C1}}{I_{1\max}} = \sqrt{\frac{L_{a1}}{C_{s11}}} \quad (3.55)$$

Elevando-se ao quadrado ambos os lados da equação (3.55) e multiplicando-os por $2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot I_{1\max} / V_{1\text{pico}}$, obtém-se a equação (3.56), após algumas manipulações matemáticas. Esta expressão define a impedância capacitiva parametrizada referente ao capacitor C_{s11} .

$$ZC_{s11p}(x) = \frac{I_{1\max} \cdot V_{1\text{pico}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot C_{s11} \cdot V_{C1}^2} = \frac{Z_{sp}(x)}{ZL_{a1p}(x)} \quad (3.56)$$

Sabendo-se que $x = C_{s11} / C_{a11}$, pode-se, através da equação (3.56), obter a expressão que define a impedância capacitiva parametrizada referente ao capacitor C_{a11} , como apresentado na equação (3.57).

$$ZC_{a11p}(x) = \frac{I_{1\max} \cdot V_{1\text{pico}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot C_{a11} \cdot V_{C1}^2} = ZC_{s11}(x) \cdot x \quad (3.57)$$

A partir do *software MathCad 7.0*, pode-se gerar um ábaco que traduz graficamente as equações (3.56) e (3.57), como mostrado nas Fig. 3.15 e Fig. 3.16, respectivamente.

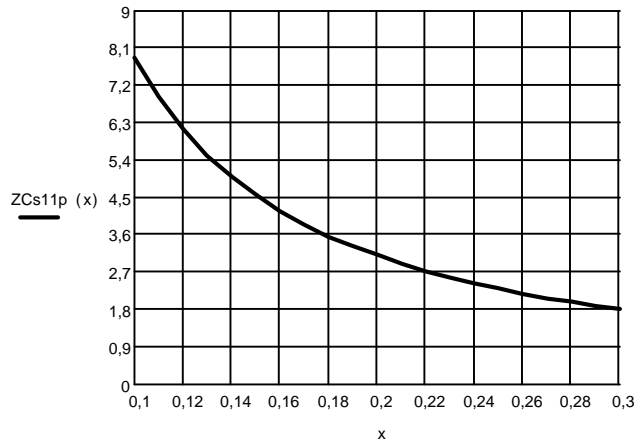


Fig. 3.15 - Impedância capacitiva em função de 'x' referente ao capacitor C_{s11} .

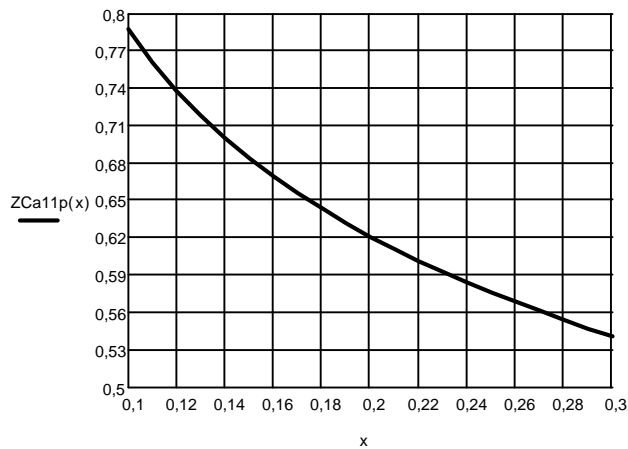


Fig. 3.16 - Impedância capacitiva em função de 'x' referente ao capacitor C_{a11} .

A partir dos ábacos apresentados, conclui-se que a escolha do parâmetro “x” leva ao valor de todos os componentes passivos do *snubber*, dada uma especificação de projeto.

3.3.5 FATORES QUE GUIAM A ESCOLHA DO PARÂMETRO “x”

Como pôde ser verificado na origem do *snubber*, o capacitor C_{s11} e o indutor L_{a11} possuem as seguintes funções principais:

- O capacitor C_{s11} controla a derivada de subida da tensão nos terminais do interruptor;

- O indutor L_{a1} controla a derivada de corrente durante a recuperação reversa do diodo *Boost*, reduzindo o valor de pico da corrente de recuperação reversa.

Pode-se concluir que, quanto maior o valor do indutor L_{a1} e do capacitor C_{s11} , mais próximas de ZCS (durante a entrada em condução) e ZVS (durante o bloqueio) são as comutações do interruptor. O valor de L_{a1} e de C_{s11} aumenta à proporção que aumenta o valor de “x”; porém, observando-se o ábaco da Fig. 3.12, quanto maior o valor de “x” menor é a faixa de comutação suave. Por outro lado, quanto maior a faixa de comutação suave, maiores são as derivadas de corrente e tensão sobre o interruptor.

Em aplicações nobres tal como “Telecomunicações”, o rendimento de uma fonte é de fundamental importância. Logo, é desejável a maior faixa de comutação suave possível. Isto implica em um valor de “x” que seja o menor possível. A escolha deste parâmetro deve ser limitada pelo máximo valor de di/dt e dv/dt permitido.

Tanto os interruptores do tipo *Mosfet* ou *IGBT* como os capacitores de polipropileno possuem limites operacionais no que diz respeito a dv/dt (informação contida no catálogo do fabricante). Este limite traduz-se em uma impedância capacitiva parametrizada máxima, como apresentado na equação (3.58), o que determina um valor mínimo de “x”.

$$ZC_{s11p\max} = \frac{I_{1pico} \cdot V_{1pico} \cdot \left(\frac{d_v}{d_t} \right)_{\max}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot I_{1pico} \cdot V_{C1}^2} \quad (3.58)$$

Com relação ao limite de di/dt , como o fenômeno da recuperação reversa do diodo *Boost* foi desconsiderado durante a análise do *snubber*, o mesmo deve ser escolhido de forma que o valor de pico da corrente de recuperação reversa seja bem menor que a corrente máxima direta que circula pelo componente. Este limite traduz-se em uma impedância indutiva parametrizada mínima, como apresentado na equação (3.59), o que determina um outro valor mínimo para ‘x’.

$$ZL_{a1p\min} = \frac{V_{C1} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot I_{1\max}}{V_{1pico} \cdot \left(\frac{d_i}{d_t} \right)_{\max}} \quad (3.59)$$

Conclui-se que o valor mínimo de ‘x’ a ser escolhido deve obedecer a ambos os limites. Escolhido o valor de ‘x’, os componentes passivos do *snubber* são calculados como indicam as equações (3.60), (3.61) e (3.62).

$$L_{a1}(x) = ZL_{a1p}(x) \cdot V_{1pico} / 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot (I_{1max} + \Delta I_1 / 2) \tag{3.60}$$

$$C_{s11}(x) = (I_{1max} + \Delta I_1 / 2) \cdot V_{1pico} / 2 \cdot \pi \cdot f_{ch} \cdot V_{C1}^2 \cdot ZC_{sp}(x) \tag{3.61}$$

$$C_{a11}(x) = C_{s11}(x) / x \tag{3.62}$$

Percebe-se que a ondulação de corrente devido à comutação foi inserida nas equações, já que durante as etapas referente ao bloqueio do interruptor, a corrente no indutor do *snubber* deve atingir a corrente de entrada acrescida desta ondulação.

3.4 OBTENÇÃO DE EQUAÇÕES PARA O DIMENSIONAMENTO DE TODOS OS COMPONENTES DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Com o intuito de se obter formas de onda ilustrativas de corrente e tensão em cada componente que se deseja dimensionar, simulou-se o circuito da Fig. 3.17.

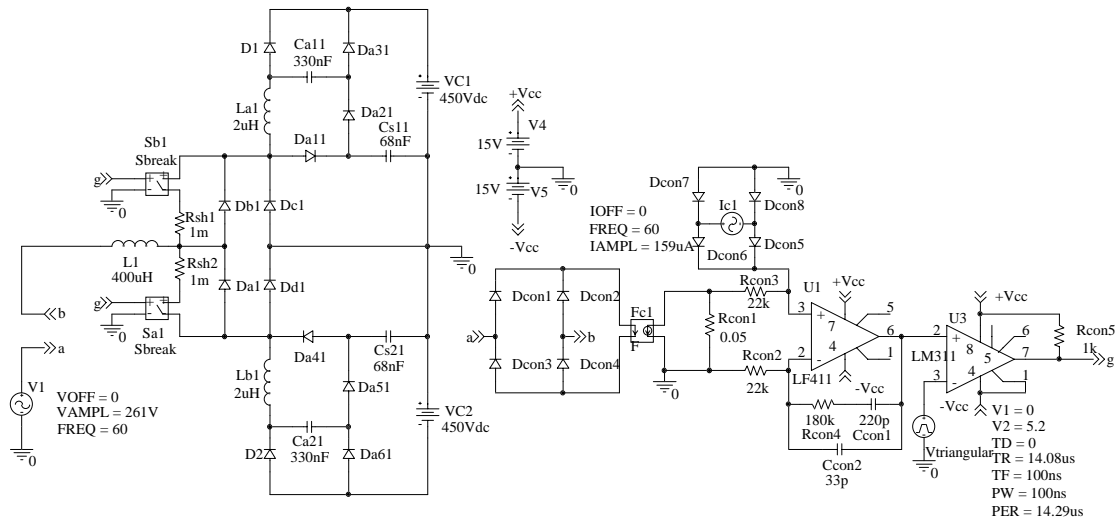


Fig. 3.17 – Circuito simulado para obtenção das principais formas de onda do estágio de potência.

3.4.1 INDUTOR BOOST (L₁)

A corrente no indutor *Boost* é apresentada na Fig. 3.18.

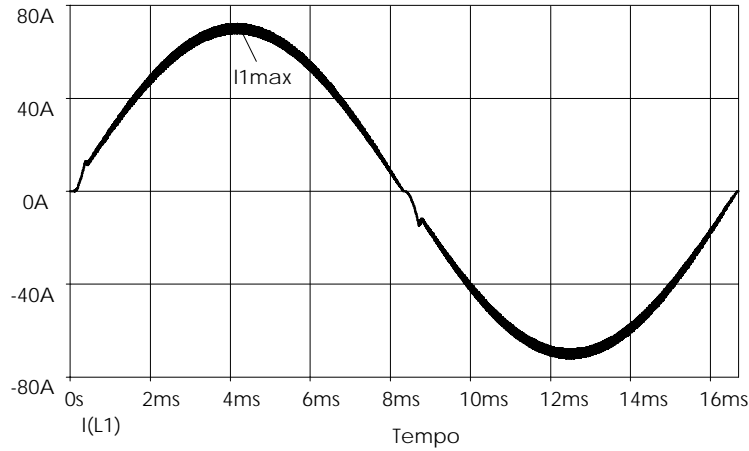


Fig. 3.18 – Corrente no indutor *Boost*.

Logo, os esforços de corrente são calculados através das equações (3.63) e (3.64).

$$\boxed{I_{L1max} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2} \tag{3.63}$$

$$\boxed{I_{L1ef} = \frac{I_{1max} + \Delta I_1 / 2}{\sqrt{2}}} \tag{3.64}$$

3.4.2 INDUTOR DO SNUBBER (L_{A1} E L_{B1})

As formas de onda da corrente no indutor L_{a1}, para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas na Fig. 3.19.

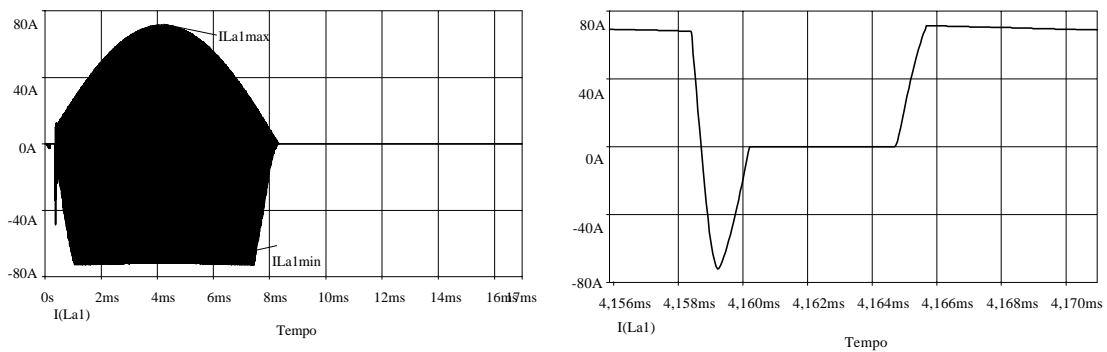


Fig. 3.19 – Corrente no indutor L_{a1}.

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no indutor L_{a1} durante as etapas 1, 2, 3, 4, 7, 8 e 9 de operação do snubber.

O valor eficaz da corrente neste indutor, para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.65). A corrente de entrada I_1 e a tensão de fase V_1 (intrínsecas à expressão (3.65)) devem ser representadas em função de θ .

$$I_{L_{a1}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D)T_{ch}} (i_{L_{a1}(1)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{a1}(2)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} (i_{L_{a1}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} (i_{L_{a1}(4)}(t))^2 dt + \int_0^{|\Delta t_7|} (i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} (i_{L_{a1}(8)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_9} (i_{L_{a1}(9)}(t))^2 dt \right) \right] d\theta} \quad (3.65)$$

O valor máximo da corrente no indutor L_{a1} é o próprio valor de pico da corrente de entrada, como apresentado na equação (3.66).

$$I_{L_{a1}max} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 \quad (3.66)$$

O valor mínimo da corrente em L_{a1} é dado pela equação que define a corrente neste indutor ao final da etapa 3 de operação do *snubber*, apresentado na equação (3.67).

$$I_{L_{a1}min} = -\frac{V_{C1}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (3.67)$$

3.4.3 INTERRUPTOR *BOOST* (S_{A1} E S_{B1}) E SEUS DIODOS EM ANTIPARALELO (D_{A1} E D_{B1})

As formas de onda da corrente e tensão no interruptor *Boost* S_{a1} e no seu diodo em antiparalelo D_{a1} , para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas nas Fig. 3.20 e Fig. 3.21.

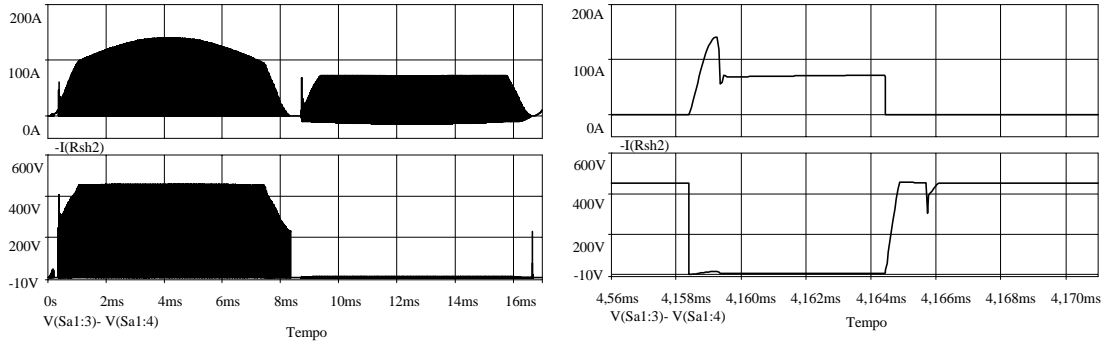


Fig. 3.20 – Corrente e tensão sobre o interruptor S_{a1} .

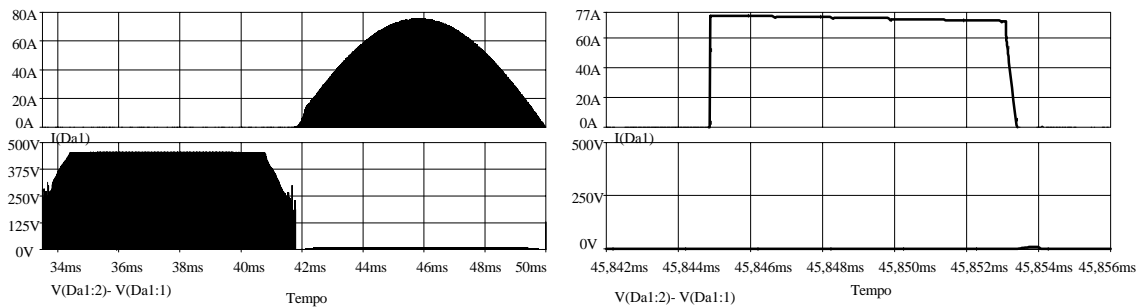


Fig. 3.21 – Corrente e tensão sobre o diodo intrínseco D_{a1} .

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no interruptor S_{a1} durante as etapas 2, 3, 4, e 5 para o semiciclo positivo e durante a etapa 3 para o semiciclo negativo de operação do *snubber*. Já para o diodo em antiparalelo, há circulação de corrente durante as etapas 1, 2, 6, 7, 8 e 9 para o semiciclo negativo de operação do *snubber*.

Os valores médios das correntes no interruptor e no diodo, para um período da rede elétrica, são calculados pelas equações (3.68) e (3.69).

$$I_{S_{a1}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(2)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(3)}(t)) dt + \int_0^{D \cdot T_{ch} - \Delta t_2 - \Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) \right) d\theta + \int_\pi^{2\pi} \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a2}(3)}(t)) dt \right) d\theta \quad (3.68)$$

$$I_{D_{al}med} = I_{D_{bl}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (i_{L_{al}(1)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{al}(2)}(t)) dt \right) + \int_0^{\Delta t_6 + |\Delta t_7| + \Delta t_8 + \Delta t_9} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) d\theta \right) \quad (3.69)$$

Os valores eficazes das correntes no interruptor e no diodo, para um período da rede elétrica, são calculados pelas equações (3.70) e (3.71).

$$I_{S_{al}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_2} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(2)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{al}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{D \cdot T_{ch} - \Delta t_2 - \Delta t_3} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) + \int_\pi^{2\pi} \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{al}(3)}(t))^2 dt \right) d\theta \right) d\theta \right)} \quad (3.70)$$

$$I_{D_{al}ef} = I_{D_{bl}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (i_{L_{al}(1)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{al}(2)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_6 + |\Delta t_7| + \Delta t_8 + \Delta t_9} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) \right) d\theta \right)} \quad (3.71)$$

O valor de pico da corrente neste interruptor é a soma da corrente máxima de entrada com o módulo da corrente no indutor L_{al} ao final da etapa 3 de operação do *snubber*, como apresentado na equação (3.72). Já para o diodo, é o próprio valor de pico máximo da corrente de entrada, como apresentado na equação (3.73).

$$I_{S_{al}max} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 + \frac{V_{C1}}{\omega_s^2 \cdot L_{al}} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (3.72)$$

$$I_{D_{al}max} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 \quad (3.73)$$

A tensão máxima sobre o interruptor e sobre o diodo é a metade da tensão total do barramento de saída, como apresentado nas equações (3.74) e (3.75).

$$V_{S_{al}max} = \frac{V_o}{2} = V_{C1} \quad (3.74)$$

$$V_{D_{al}max} = \frac{V_o}{2} = V_{C1} \quad (3.75)$$

3.4.4 DIODO BOOST (D₁ E D₂)

As formas de onda da corrente e da tensão no diodo *Boost* D₁, para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas na Fig. 3.22.

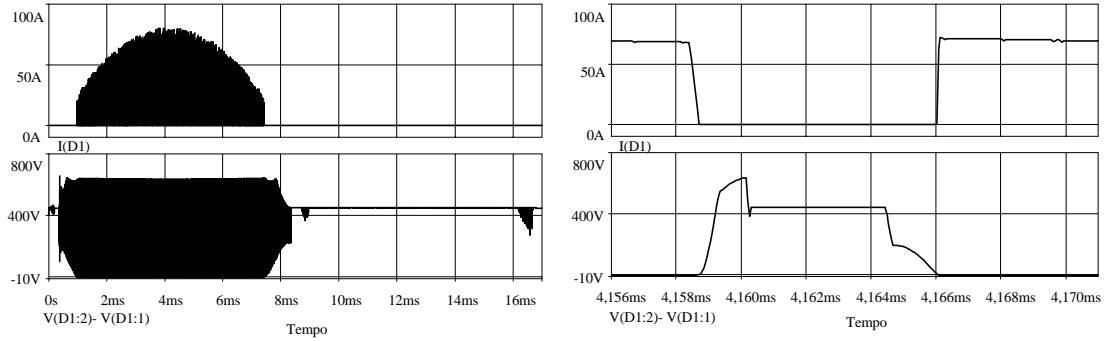


Fig. 3.22 – Corrente e tensão no diodo *Boost* D₁.

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no diodo D₁ durante as etapas 1 e 2 de operação do *snubber*.

O valor médio da corrente neste diodo, para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.76).

$$I_{D_{1,med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{al}(2)}(t)) dt \right) d\theta \right) \quad (3.76)$$

O valor eficaz da corrente no diodo D₁, para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.77).

$$I_{D_{1,ef}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{(1-D) \cdot T_{ch}} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta))^2 dt \right) + \int_0^{\Delta t_2} (i_{L_{al}(2)}(t))^2 dt \right) d\theta \right)} \quad (3.77)$$

O valor de pico da corrente neste diodo é o próprio valor máximo da corrente de entrada, como apresentado na equação (3.78).

$$I_{D_{1,max}} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 \quad (3.78)$$

A tensão reversa máxima sobre este diodo é a soma da metade da tensão do barramento total de saída e a tensão no capacitor C_{a11} ao final da etapa 4 de operação do *snubber*, como apresentado na equação (3.79).

$$V_{D_{1max}} = V_{C1} \cdot \left(1 + \frac{\omega_a}{\omega_s} \right) \quad (3.79)$$

3.4.5 DIODO AUXILIAR DO *SNUBBER* (D_{a11} E D_{A41})

As formas de onda da corrente e tensão no diodo auxiliar do *snubber* D_{a11} , para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas na Fig. 3.23.

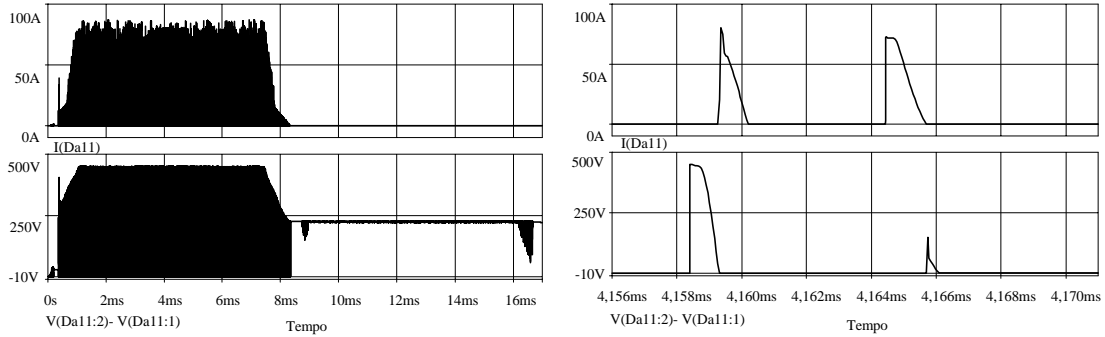


Fig. 3.23 – Corrente e tensão no diodo auxiliar do *snubber* D_{a11} .

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no diodo D_{a11} durante as etapas 4, 6, 7 e 8 de operação do *snubber*.

O valor médio da corrente neste diodo, para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.80).

$$I_{D_{a11,med}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{I_{max}} \cdot \text{sen}(\theta)) dt \right) + \int_0^{\Delta t_7} (I_{I_{max}} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(7)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_{I_{max}} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(8)}(t)) dt \right) d\theta \quad (3.80)$$

O valor eficaz da corrente no diodo D_{a11} , para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.81).

$$I_{D_{a11}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left[\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_6} (I_{1max} \cdot sen(\theta))^2 dt \right) + \int_0^{|\Delta t_7|} (I_{1max} \cdot sen(\theta) - i_{L_{a1}(7)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot sen(\theta) - i_{L_{a1}(8)}(t))^2 dt \right] d\theta} \quad (3.81)$$

O valor de pico da corrente neste diodo depende dos parâmetros do *snubber*, sendo o maior valor entre os dados pelas equações (3.82) e (3.83).

$$I_{D_{a11}pico} = I_{1max} + \Delta I_1 / 2 \quad (3.82)$$

$$I_{D_{a11}pico} = \frac{V_{C1} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \quad (3.83)$$

A tensão reversa máxima sobre este diodo é a metade da tensão do barramento total de saída, como apresentado na equação (3.84).

$$V_{D_{a11}max} = V_{C1} \quad (3.84)$$

3.4.6 DIODO AUXILIAR DO *SNUBBER* (D_{A21} E D_{A51})

As formas de onda da corrente e da tensão no diodo auxiliar do *snubber* D_{a21} , para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas na Fig. 3.24.

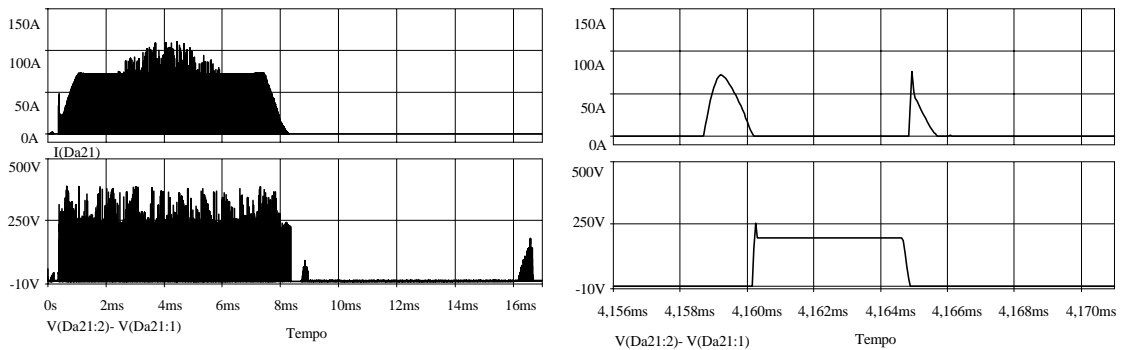


Fig. 3.24 - Corrente e tensão no diodo auxiliar do *snubber* D_{a21} .

Como apresentado no capítulo 2, durante um período de comutação, há circulação de corrente no diodo D_{a21} durante as etapas 3, 4 e 8 de operação do *snubber*.

O valor médio da corrente neste diodo, para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.85).

$$I_{D_{a21}med} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a1}(3)}(t)) dt + \int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t)) dt \right) + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(8)}(t)) dt \right) d\theta \right) \quad (3.85)$$

O valor eficaz da corrente no diodo D_{a21} , para um período da rede elétrica, é calculado pela equação (3.86).

$$I_{D_{a21}ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\int_0^\pi \left(\frac{1}{T_{ch}} \cdot \left(\int_0^{\Delta t_3} (-i_{L_{a1}(3)}(t))^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} (-i_{L_{a1}(4)}(t))^2 dt \right) + \int_0^{\Delta t_8} (I_{1max} \cdot \text{sen}(\theta) - i_{L_{a1}(8)}(t))^2 dt \right) d\theta \right)} \quad (3.86)$$

O valor de pico da corrente neste diodo é igual ao valor da corrente no indutor L_{a1} ao final da etapa 3 de operação do *snubber*, como apresentado na equação (3.87).

$$I_{D_{a21}pico} = \frac{V_{C1} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2}}{\omega_s^2 \cdot L_{a1}} \quad (3.87)$$

A tensão reversa máxima sobre este diodo é igual à tensão no capacitor C_{a11} ao final da etapa 4 de operação do *snubber*, como apresentado na equação (3.88).

$$V_{D_{a21}max} = \frac{V_{C1} \cdot \omega_a}{\omega_s} \quad (3.88)$$

3.4.7 DIODO AUXILIAR DO SNUBBER (D_{A31} E D_{A61})

As formas de onda da corrente e da tensão no diodo auxiliar do *snubber* D_{a31} , para um período da rede e para um período de comutação, são apresentadas na Fig. 3.25.

A função de transferência da planta pode ser definida como mostrado na equação (4.167) (levando-se em conta a função obtida no capítulo 1).

$$G_{pvt}(f) = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_1}(f) \cdot \left(\frac{K_{HA} \cdot R_{4sht}}{R_{2sht}} \right) \cdot \left(\frac{K_{H1}}{R_{1sht}} \right) \cdot (R_{15cil}) \cdot \left(\frac{N_{ss} \cdot V_{1pico}}{N_{sp} \cdot R_{5cil}} \right) \cdot \left(\frac{N_{ps}}{N_{ss} \cdot V_{1pico} \cdot 0,9} \right)^2 \quad (4.167)$$

Os diagramas de módulo e fase da função apresentada na equação (4.167), para os parâmetros já definidos anteriormente, são mostrados na Fig. 4.16.

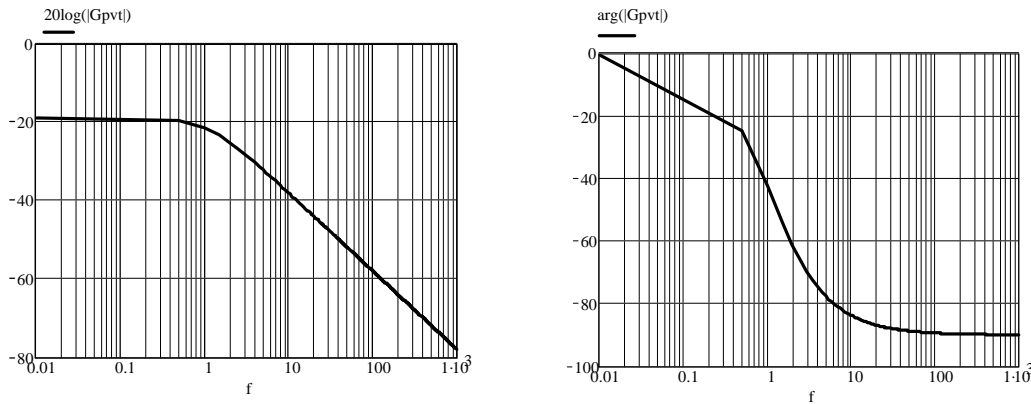


Fig. 4.16 – Diagrama de módulo e fase de $G_{pvt}(f)$.

Os componentes do compensador foram ajustados através de simulações e em laboratório, de forma a buscar o melhor desempenho da malha e reduzir ao máximo os ruídos existentes. Os valores adotados foram: $R_{8cil}=2,2k\Omega$, $R_{9cil}=82k\Omega$, $C_{6cil}=1\mu F$ e $C_{7cil}=1\mu F$. Os diagramas de módulo e fase da função de laço aberto, do compensador e da planta são apresentados na Fig. 4.17 para os componentes adotados.

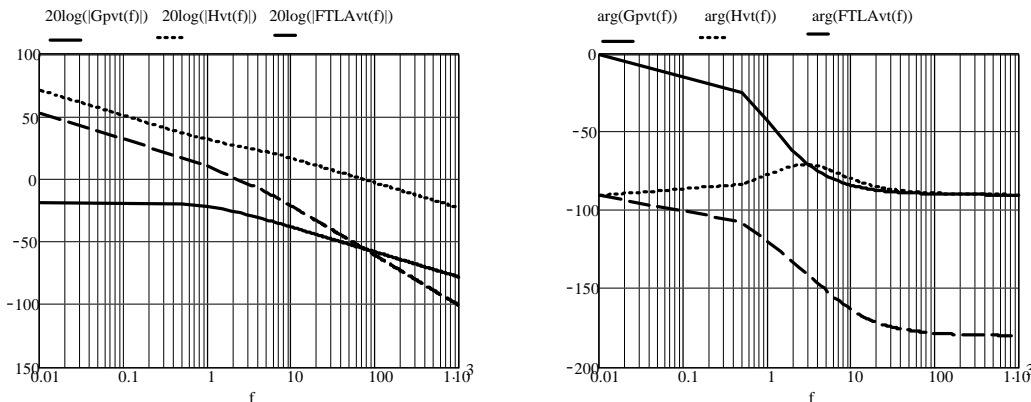


Fig. 4.17 – Diagrama de módulo e fase das funções que fazem parte da malha de corrente.

Verifica-se, através da Fig. 4.17, que a função de transferência de laço aberto cruza 0dB com uma inclinação bem próxima a -40dB/década , porém com uma margem de fase de 47° . Pode-se afirmar que a malha de tensão é estável.

g) Pino 8 (VRMS) – Amostra do valor médio da tensão da rede retificada

A este pino estão conectados os componentes R_{2ci1} , R_{3ci1} , R_{4ci1} , C_{1ci1} e C_{2ci1} , os quais formam um filtro de pólo duplo. Segundo o catálogo do fabricante, a tensão neste pino deve estar na faixa de 1,414V a 3,5V. Para a tensão mínima neste pino, a qual se dá quando a tensão de entrada é mínima, ajusta-se a tensão no capacitor C_{1ci1} em torno de 3V. Para a tensão mínima da rede, sua forma de onda amostrada e retificada possui o seguinte valor médio:

$$V_{F_{\min ret}^* med} = \frac{V_{L\min}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{N_{ss}}{N_{ps}} \cdot 0,9 = \frac{320 \cdot \sqrt{2} \cdot 66 \cdot 0,9}{\sqrt{3} \cdot 31244} = 4,97V \quad (4.168)$$

A componente média da corrente que circula por R_{2ci1} é a mesma que circula por R_{3ci1} e R_{4ci1} , já que o pino 8 possui alta impedância de entrada, logo:

$$\frac{V_{F_{\min ret}^* med} - 3}{R_{2ci1}} = \frac{3 - 1,414}{R_{3ci1}} \quad (4.169)$$

$$1,414 = \frac{3 \cdot R_{4ci1}}{R_{3ci1} + R_{4ci1}} \quad (4.170)$$

Adotando-se $R_{2ci1} = 3,9k\Omega$, calcula-se R_{3ci1} e R_{4ci1} através das equações (4.169) e (4.170).

$$R_{3ci1} = \frac{(3 - 1,414) \cdot 3,9k}{4,97 - 3} = 3,1k\Omega \Rightarrow 2,7k\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.171)$$

$$R_{4ci1} = \frac{1,414 \cdot 2,7k}{3 - 1,414} = 2,4k\Omega \Rightarrow 2,7k\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.172)$$

A tensão de entrada do filtro é uma senóide retificada na frequência de 120Hz. Como se deseja atenuar ao máximo esta componente alternada, de modo a obter-se somente a componente média desta tensão no pino 8, projetam-se os pares RC ($R_{3ci1}C_{1ci1}$ e $R_{4ci1}C_{2ci1}$)

de modo a terem uma frequência de corte uma década abaixo da frequência que se quer atenuar, logo:

$$f_{corte} = \frac{120Hz}{10} = 12Hz \quad (4.173)$$

$$C_{1ci1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{corte} \cdot R_{3ci1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 2,7k} = 4,9\mu F \Rightarrow 3,3k\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.174)$$

$$C_{2ci1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{corte} \cdot R_{4ci1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 2,7k} = 4,9\mu F \Rightarrow 3,3\mu F \text{ valor adotado} \quad (4.175)$$

h) Pino 9 (VREF) – Tensão de referência

Como já foi mencionado anteriormente, neste pino há uma tensão regulada de 7,5V. A este pino também está conectado um capacitor $C_{3ci1}=100nF$ para filtrar ruídos de alta frequência.

i) Pino 10 (ENA) –Enable

Este pino tem a finalidade de habilitar as seguintes funções do circuito integrado: Saída do circuito PWM, tensão de referência e o oscilador. Através dos resistores R_{10ci1} e R_{11ci1} , este pino é conectado ao pino 8 (ERR) do *Driver* (apresentado posteriormente), o qual está em nível lógico alto (+15V) durante seu funcionamento normal. O CI é habilitado com uma tensão mínima neste pino de 2,8V, segundo o catálogo. Adotando-se uma tensão de 3,8V neste pino e $R_{11ci1}=22k\Omega$, calcula-se o resistor R_{10ci1} como indicado na equação (4.176).

$$R_{10ci1} = \frac{R_{11ci1} \cdot (15 - 3,8)}{3,8} = \frac{22k \cdot (15 - 3,8)}{3,8} = 64,8k\Omega \Rightarrow 68k\Omega \text{ valor adotado} \quad (4.176)$$

j) Pino 12 (RSET) e Pino 14 (CT) – Ajuste da frequência de comutação

Através dos componentes R_{12ci1} e C_{10ci1} determina-se a frequência de comutação dos interruptores. Como R_{12ci1} já foi calculado anteriormente, C_{10ci1} é escolhido segundo o

ábaco que apresenta ($f_{ch} \times R_{12ci1}$) para diferentes valores de C_{10ci1} . Este ábaco está presente no catálogo do componente.. Logo, $C_{10ci1}=1nF$.

k) Pino 13 (SS) – “Soft Start”

Através deste pino conecta-se o capacitor C_{5ci1} . Este capacitor determina o tempo em que a tensão de comparação da malha de tensão atinge seu valor nominal (3V); desta forma, a razão cíclica cresce progressivamente. Para o dimensionamento deste capacitor, utiliza-se a equação (4.177) onde $t_{softstart}=600ms$ (a partir do instante em que o CI é habilitado) foi ajustado por simulação durante a avaliação das condições de partida direta do conversor.

$$C_{5ci1} = \frac{14 \cdot 10^{-6} \cdot t_{softstart}}{V_{comp}} = \frac{14 \cdot 10^{-6} \cdot 600m}{3} = 2,8\mu F \approx 3,3\mu F \text{ valor adotado} \quad (4.177)$$

l) Pino 15 (Vcc)

A este pino conecta-se uma fonte auxiliar com tensão de +15V (uma grande vantagem em relação à versão UC3854, alimentada em +18V). Também se conectam os capacitores $C_{8ci1}=100nF$ e $C_{9ci1}=1\mu F$ de modo a filtrar ruídos em alta frequência e ajudar a manter a tensão no seu valor nominal.

m) Pino 16 (GT Drv)

Através deste pino, geram-se os pulsos de comando que, após o *Driver*, são enviados aos interruptores.

Os componentes D_{1s2} , D_{2s2} , D_{1s3} , D_{2s3} , C_{1s2} e C_{1s3} formam o circuito que, através dos pulsos de comando G_1 , sincroniza a forma de onda triangular gerada pelos CI's escravos com a mesma gerada pelo CI mestre.

4.3.4.2 Controlador da malha de balanceamento da tensão nos capacitores de saída

Os componentes do controlador proporcional integral desta malha foram ajustados em laboratório, resultando-se em: $R_{1cmd}=100\Omega$, $R_{4cmd}=10k\Omega$ e $C_{3cmd}=1\mu F$. Verificou-se que a dinâmica desta malha é superior à da malha de tensão total do barramento. No laboratório, isto pôde ser observado através do monitoramento das tensões de saída, onde a tensão do capacitor de saída inferior atinge 450V e mantém-se regulada bem antes do que a do capacitor superior. O resistor $R_{2cmd}=10k\Omega$ e o potenciômetro $R_{3cmd}=5k\Omega$, garantem uma tensão de 1,5V na entrada não-inversora do controlador. Já o resistor $R_{5cmd}=15k\Omega$ e o potenciômetro $R_{6cmd}=1k\Omega$ garantem que, com o controlador saturado, a máxima tensão a ser somada com a amostra da tensão da rede vale 1V.

4.3.4.3 Retificadores de precisão, Somadores, Amplificadores Não-Inversor, Amplificadores Inversor e Seguidores de Tensão

Os retificadores de precisão são utilizados para retificar os sinais amostrados da tensão da rede e da corrente de entrada, podendo desprezar-se as quedas de tensão dos diodos que o formam. O circuito elétrico, juntamente com os valores especificados dos componentes, que representa cada um destes blocos é mostrado na Fig. 4.18.

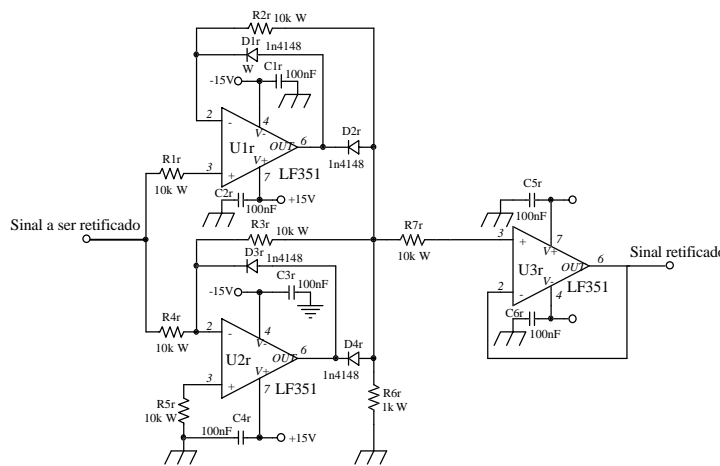


Fig. 4.18 – Circuito elétrico dos retificadores de precisão.

Os somadores possuem duas funções no circuito de controle: somar um nível contínuo de tensão (saída do controlador da malha de balanceamento) a cada sinal amostrado da tensão de fase da rede e somar ambas as tensões amostradas dos capacitores de saída do retificador, gerando assim o sinal de entrada do controlador da malha de tensão do barramento. O circuito elétrico que representa cada um destes blocos, juntamente com os valores especificados dos componentes, é mostrado na Fig. 4.19.

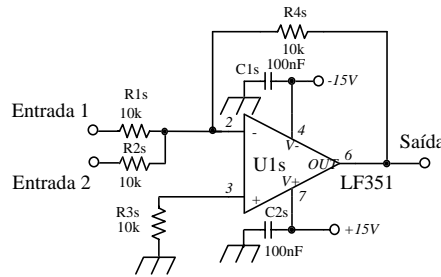


Fig. 4.19 – Circuito elétrico dos somadores.

Os amplificadores não-inversores têm a função de realizar um ajuste fino dos valores amostrados da tensão de saída, garantindo que para a tensão nominal de saída, cada valor amostrado seja de 1,5V. O circuito elétrico que representa cada um destes blocos, juntamente com os valores especificados dos componentes, é mostrado na Fig. 4.20.

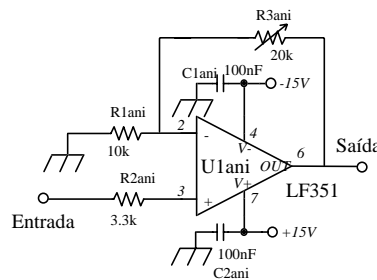


Fig. 4.20 – Circuito elétrico dos amplificadores não-inversor.

O amplificador inversor é utilizado antes da entrada do controlador da malha de tensão, pois como os somadores utilizados invertem o resultado da soma, a ausência deste faz com que um valor igual a $-3V$ entre no controlador, fazendo com que a saída do mesmo esteja continuamente saturada. O circuito elétrico que representa este bloco, juntamente com os valores especificados dos componentes, é mostrado na Fig. 4.21.

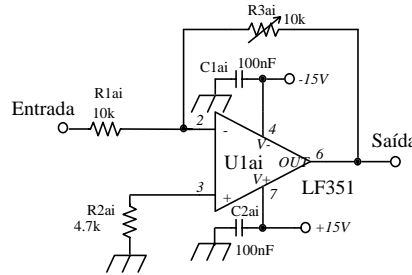


Fig. 4.21 – Circuito elétrico do amplificador inversor.

Por último, o seguidor de tensão envia o sinal da saída do controlador da malha de tensão do barramento ao pino 7 dos demais UC3854B. O circuito elétrico que representa este bloco, juntamente com os valores dos componentes, é mostrado na Fig. 4.22.

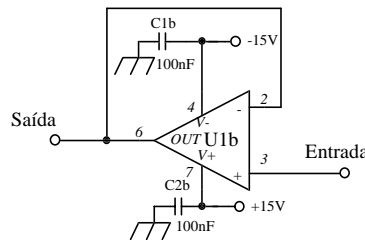


Fig. 4.22 – Circuito elétrico do seguidor de tensão.

4.3.5 PROJETO DO CIRCUITO DE PRÉ-CARGA DOS CAPACITORES DE SAÍDA E DO DRIVER

O circuito de pré-carga dos capacitores de saída, juntamente com o circuito lógico de acionamento do relé, é apresentado na Fig. 4.23.

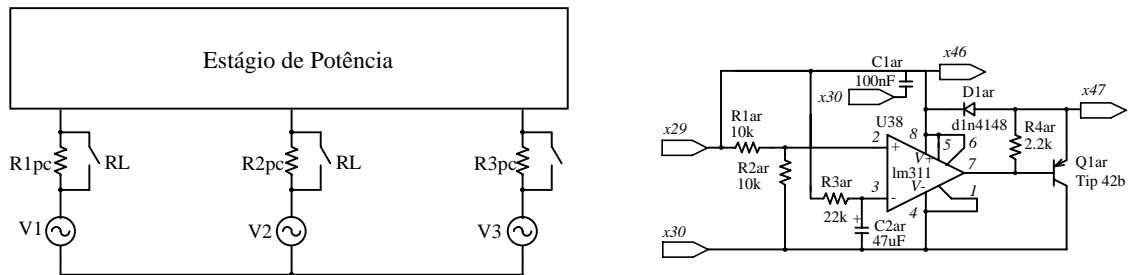


Fig. 4.23 – Circuito de pré-carga dos capacitores de saída.

Em função da corrente eficaz máxima de entrada e da tensão eficaz máxima de cada fase, especificou-se o contator tripolar (relê) mostrado na Tabela 4.16.

Tabela 4.16 – Especificação do contator tripolar.

Componente	Quantidade	Especificação
RL	1	Contator Tripolar, Código: CW27, Fabricante: <i>Siemens</i> Dados para cada fase: 440V/20kW/40A

Este contator tripolar tem a finalidade de curto-circuitar os resistores de limitação de corrente (R_{1pc} , R_{2pc} e R_{3pc}) após um intervalo de tempo de 650ms (tempo obtido através de simulações). O par R_{3ar} e C_{2ar} foram escolhidos de forma a se ter uma tensão de 12V na entrada não-inversora do comparador após um tempo de 650ms, instante no qual o transistor Q_{1ar} é comandado a conduzir e o relê é acionado através das saídas X_{46} e X_{47} . Os resistores de limitação de corrente são especificados na Tabela 4.17.

Tabela 4.17 – Especificação dos resistores de limitação de corrente.

Componente	Quantidade	Especificação
R_{1pc} , R_{2pc} , R_{3pc}	3	Resistores com encapsulamento de alumínio Código: HS100 100W / 4,7 Ω

O valor da resistência foi determinado através de simulação de modo a limitar o pico de corrente em cada fase, durante a partida do conversor, em aproximadamente 95A.

O *Driver*, juntamente com o circuito de habilitação do UC3854B, é apresentado na Fig. 4.24.

Antes de especificar este circuito, é importante que fique claro o porquê da necessidade de um *Driver*. Toma-se a fase 1 do retificador para análise. Os interruptores S_{a1} e S_{b1} têm seus emissores conectados em pontos distintos, logo a tensão de comando V_{G1} não pode ser a mesma para ambos os interruptores, já que possuem referenciais diferentes. O *Driver* tem a função de isolar o sinal de comando disponibilizado pelo

circuito de controle, gerando um novo sinal de comando (mesmas características) isolado do original. E é este novo sinal quem comanda o interruptor.

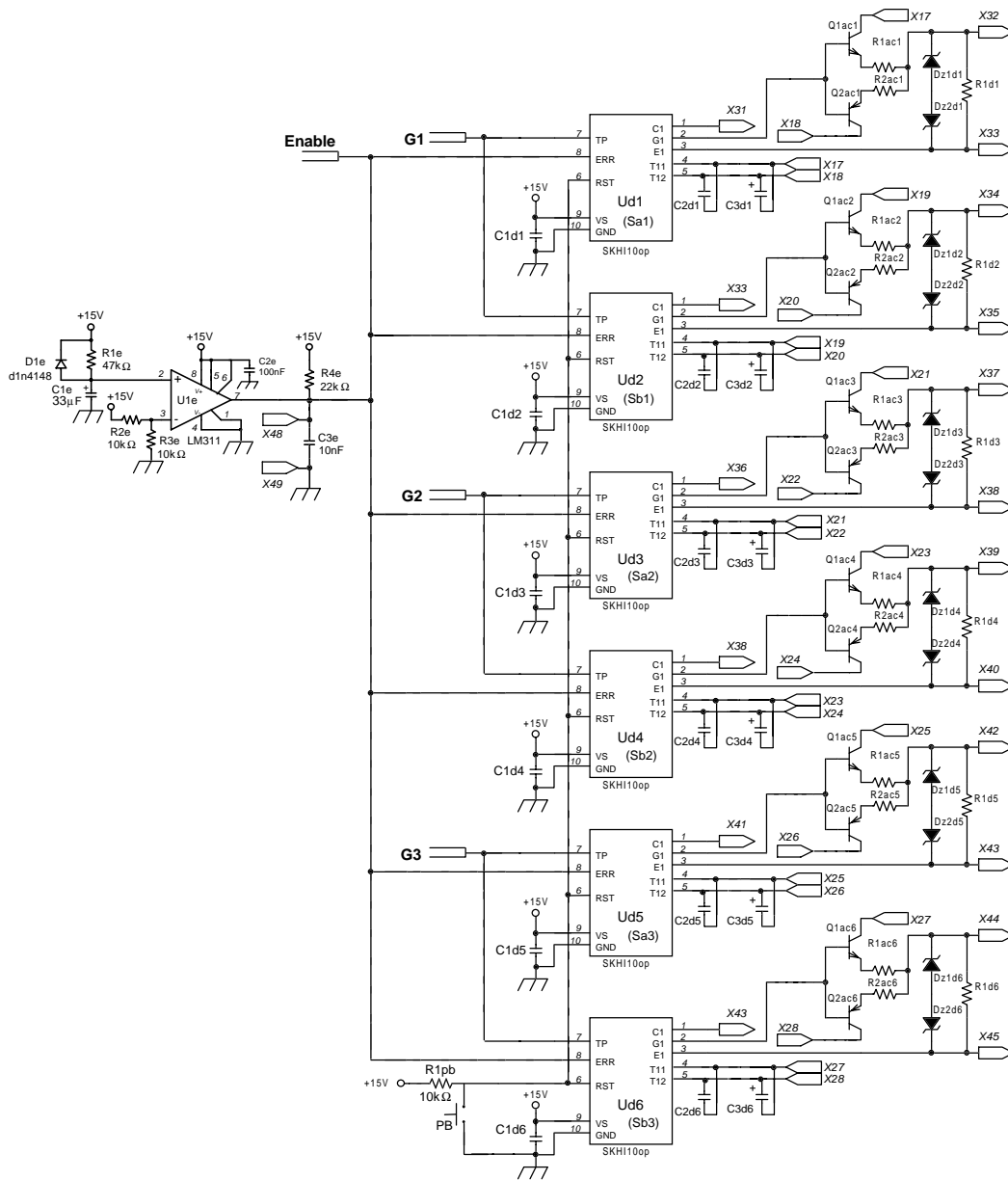


Fig. 4.24 – Driver e habilitação do UC3854B.

O Driver especificado é o SKHI 10op da Semikron. Seu esquema simplificado é mostrado na Fig. 4.25.

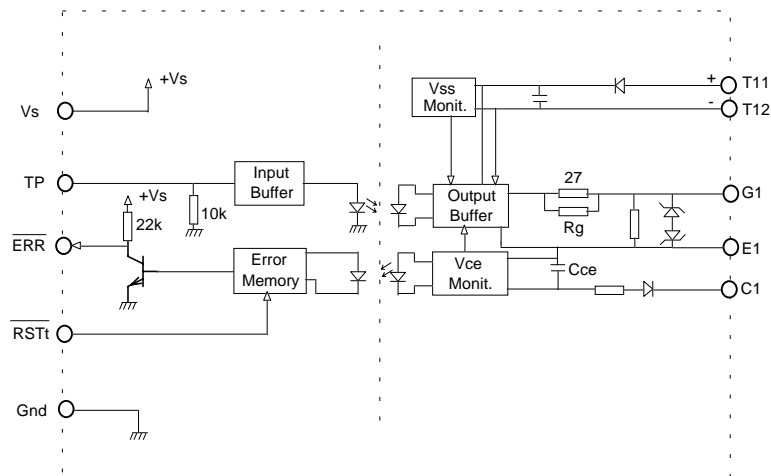


Fig. 4.25 – Esquema simplificado do Driver SKHI 10op.

As principais características elétricas do driver são:

$V_{spd} = +15V$ – Tensão de alimentação do lado primário do *driver*;

$V_{ssd} = +24V$ – Tensão de alimentação do lado secundário do *driver*;

$V_{g(on)d} = +15V$ – Tensão no gate do interruptor enquanto o mesmo conduz;

$V_{g(off)d} = -8,3V$ – Tensão no gate do interruptor enquanto o mesmo está bloqueado;

$R_{gmin} = 12\Omega$ – Resistência mínima a ser colocada em paralelo com o resistor de 27Ω ;

Uma breve descrição de cada pino é dada a seguir:

- Pino 1 (C₁) – conectado ao coletor do interruptor;
- Pino 2 (G₁) – conectado ao gate do interruptor;
- Pino 3 (E₁) – conectado ao emissor do interruptor;
- Pino 4 (T₁₁) – conectado no positivo da fonte de 24V;
- Pino 5 (T₁₂) – conectado no negativo da fonte de 24V;
- Pino 6 (RST) – Um sinal baixo neste pino reinicializa o driver. Em situação normal, conectar o mesmo à fonte de 15V através de um resistor de $10k\Omega$;
- Pino 7 (TP) – Entrada do sinal de comando disponibilizado pelo circuito de controle;
- Pino 8 (ERR) – Um sinal baixo neste pino indica que um erro ocorreu durante o funcionamento do driver;
- Pino 9 (V_s) – Positivo da fonte de 15V;

- Pino 10 (Gnd) – Negativo da fonte de 15V;

É única a situação em que o *driver* acusa um erro através do pino 8: caso a tensão entre coletor e emissor ultrapasse 7V, o driver interpreta que houve algum problema no interruptor (ex.: curto-circuito), desabilitando o comando de forma gradativa. Os capacitores $C_{1d1}=100nF$, $C_{2d1}=100nF$ e $C_{3d1}=100\mu F$ têm a função de filtrar ruídos.

Cada interruptor (S_{a1} , S_{b1} , S_{a2} , S_{b2} , S_{a3} e S_{b3}) é comandado por um *driver* SKHI 10op. No entanto, cada interruptor é composto por 4 *Mosfets* (IXFX44N60) em paralelo, totalizando uma capacitância de entrada de aproximadamente 36nF. De modo a verificar o tempo de carga desta capacitância equivalente, levando-se em conta a capacidade máxima de corrente que pode ser fornecida pelo *driver*, simulou-se o circuito da Fig. 4.26.

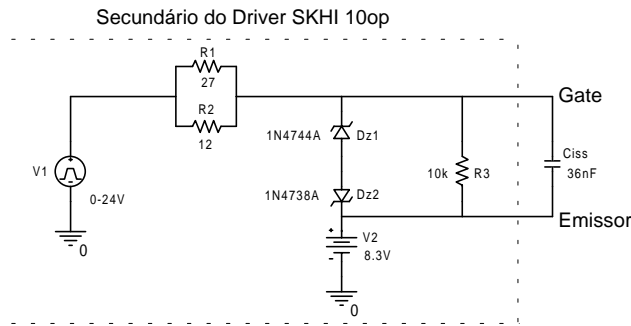


Fig. 4.26 – Circuito equivalente do *Driver* emulando o comando de um interruptor.

Os resultados de simulação são mostrados na Fig. 4.27.

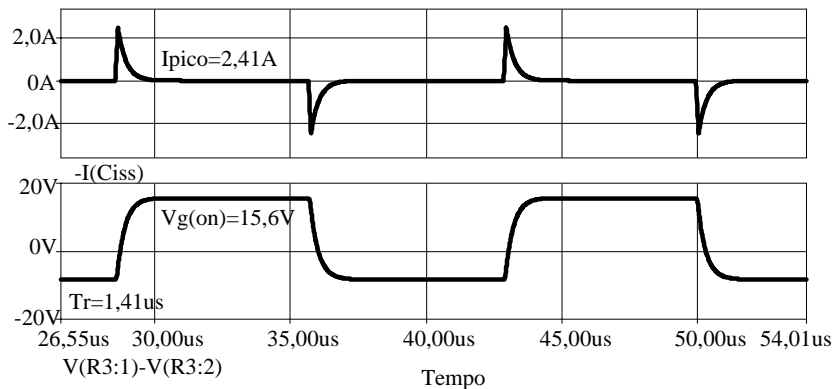


Fig. 4.27 – Corrente no gate do interruptor e tensão entre gate e emissor.

Percebe-se que a máxima corrente de pico que pode ser drenada do Driver é de 2,4A, levando 1,41µs para que o capacitor de entrada seja carregado por completo. Este tempo é bastante elevado e contribui bastante com a elevação das perdas em comutação e perda de razão cíclica efetiva. Através de simulação, verificou-se que $T_r=320ns$ seria um tempo ótimo para a carga do capacitor equivalente de entrada. Para conseguir este tempo, é necessário um pico de corrente no gate bem maior do que o disponibilizado pelo *driver*. Logo, se faz necessária a inclusão de um amplificador de corrente na saída do mesmo, como ilustrado na Fig. 4.28.

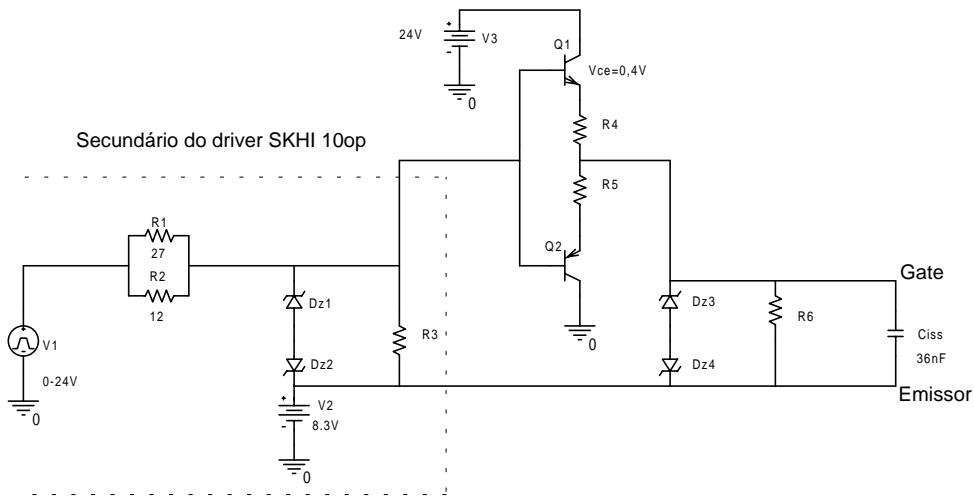


Fig. 4.28 – Driver com amplificador de corrente.

A resistência de gate R_4 e R_5 , designadas por R_{1ac1} e R_{2ac1} no circuito da Fig. 4.24, podem ser calculadas como indicado na equação (4.178).

$$R_{1ac1} = R_{2ac1} = \frac{Tr}{5 \cdot C_{iss}} = \frac{320ns}{5 \cdot 36nF} = 1,8\Omega / 3W \tag{4.178}$$

A corrente de pico no gate necessária à carga do capacitor de entrada é calculada como indicado na equação (4.179).

$$I_{gate} = \frac{V_3 - V_{ce} - V_2}{R_{1ac1}} = \frac{24 - 0,4 - 8,3}{1,8} = 8,5A \tag{4.179}$$

De forma a suportar esta corrente de pico, especificou-se os transistores de potência apresentados na Tabela 4.18 para formar o par PNP/NPN de cada amplificador de corrente.

Tabela 4.18 – Especificação dos transistores do amplificador de corrente.

Comp.	Qde.	Especificação
Q _{1ac1} , Q _{1ac2} , Q _{1ac3} , Q _{1ac4} , Q _{1ac5} , Q _{1ac6}	6	Transistor de potência NPN Código: MJD44H11 Fabricante: Motorola $I_{tpico}=8A$ – Corrente de pico máxima $V_{tpce}=80V$ – Tensão máxima entre coletor e emissor $V_{tpcesat}=0,4V$ – Tensão de saturação entre coletor e emissor $\beta_{tp}=20$ – Ganho forçado
Q _{2ac1} , Q _{2ac2} , Q _{2ac3} , Q _{2ac4} , Q _{2ac5} , Q _{2ac6}	6	Transistor de potência PNP Código: MJD45H11 Fabricante: Motorola

O catálogo do fabricante do optoacoplador HCPL-316J (interno ao *driver*) recomenda usar $R_g/27\Omega=10\Omega$ caso seja utilizado um amplificador na sua saída, o que implica em $R_g=18\Omega$. Os diodos zener Dz_{1d1} (1N4744 / 15V / 1W) e Dz_{2d1} (1N4738 / 8,3V / 1W) são utilizados com o intuito de limitar as tensões de comando em +15V durante a condução do interruptor e -8,3V durante o bloqueio do mesmo, já o resistor $R_{1d1}=10k\Omega$ é utilizado com o intuito de proporcionar um caminho de descarga do capacitor entre gate e emissor caso o amplificador de corrente seja danificado. Especificados os componentes do amplificador de corrente, simulou-se o circuito da Fig. 4.28 para comprovar o funcionamento do mesmo.

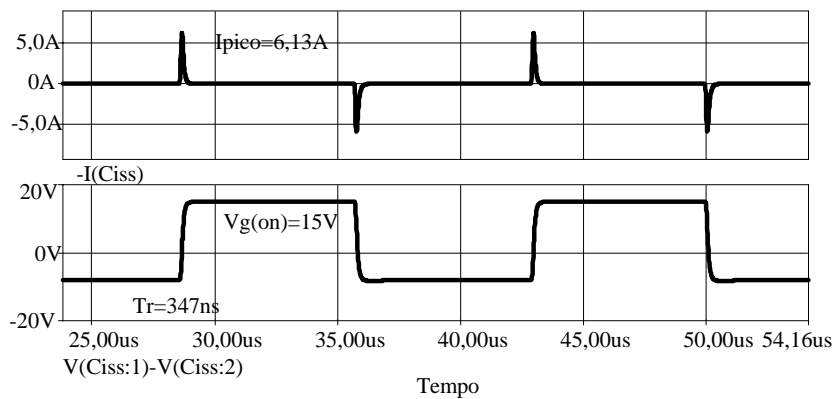


Fig. 4.29 – Corrente no gate e tensão entre gate e emissor com o amplificador de corrente.

O circuito de *reset* do *driver* é realizado através do *push bottom* PB. Um nível lógico baixo no pino 6 reinicializa os *drivers*.

O circuito de habilitação do UC3854B é realizado através do comparador U_{1e} e do contato NF (X_{48} e X_{49}) do relê. Através do par R_{1e} e C_{1e} , especifica-se um tempo de 1,2s para que a tensão na entrada não-inversora do comparador atinja 7,5V, abrindo o contato NF e possibilitando um nível lógico alto no pino de *enable* dos três UC3854B. Caso ocorra um erro no *driver*, o sinal de *enable* é colocado em nível lógico baixo e o circuito de comando é desabilitado.

Os tempos de habilitação do relê, habilitação dos UC3854B e *soft start* foram especificados, levando-se em consideração a corrente de pico máxima na entrada (em torno de 95A) e a tensão máxima nos capacitores de saída (em torno de 500V) durante o transitório de partida.

4.4 CONCLUSÃO

Do projeto realizado neste capítulo, pôde-se tirar as seguintes conclusões:

- A representação em diagrama de blocos do sistema projetado deu uma visão mais clara do papel desempenhado por todos os circuito, sendo bastante eficaz durante o projeto;
- A metodologia de projeto foi apresentada juntamente com o projeto, seguindo-se uma seqüência lógica;
- Todos os semicondutores especificados, assim como os núcleos magnéticos, foram criteriosamente escolhidos com o intuito de reduzir ao máximo as perdas do conversor;
- O rendimento calculado na teoria (96,7%) está um pouco abaixo do esperado (98% → especificado pelo cliente);
- A grande vantagem de se utilizar um núcleo do tipo toroidal com as características da família *Kool M μ Powder Core* para a construção dos indutores *Boost* é a eliminação do ruído audível devido à componente de 60Hz;
- Verificou-se que o valor da indutância do *snubber* está no limiar de construção física. Acredita-se que um valor em torno de 1 μ H já se torna de difícil obtenção

na prática. Conclui-se então que este *snubber* tem um limite de potência a ser utilizado;

- Para redução do efeito de proximidade nos condutores do indutor do *snubber*, utilizou-se fio *Litz* e o uso de uma camada única;
- A corrente eficaz nos capacitores do *snubber* foi um dado de suma importância para a especificação dos mesmos;
- Devido à frequência elevada de comutação, utilizaram-se interruptores do tipo *Mosfet*;
- Utilizaram-se *Mosfets* em paralelo para reduzir as perdas em condução;
- A temperatura de junção de todos os semicondutores, para o dissipador escolhido, ficou abaixo do valor máximo permitido pelo fabricante;
- O controlador da malha de balanceamento teve seus componentes escolhidos por simulação. O ajuste por simulação e em bancada foi bastante simples, não fazendo falta um estudo mais aprofundado desta malha;

CAPÍTULO 5

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Para comprovar a veracidade dos estudos realizados nos capítulos anteriores, foram feitas simulações e montou-se um protótipo em laboratório de 26kW. Os resultados são apresentados a seguir, assim como algumas dificuldades enfrentadas na prática.

5.2 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO SIMULADO E DO PROTÓTIPO MONTADO EM LABORATÓRIO

O circuito simulado é apresentado na Fig. 5.1. Algumas observações sobre o circuito simulado são dadas a seguir:

- As simulações são realizadas utilizando-se o *software Orcad 9.0*;
- O circuito inclui o retificador trifásico de três níveis com *snubber* e as malhas de controle da corrente de entrada;
- Os modelos dos semicondutores são reais e buscou-se utilizar os que foram especificados em projeto. Os diodos HFA30PB120 foram substituídos por HFA25TB60, pois não se encontrou modelo para simulação dos mesmos. Os 4 *Mosfets* IXFX44N60 que formam um grupo de interruptores foram substituídos por 12 *Mosfets* do tipo IRFP460, com o intuito de alcançar a mesma capacitância de entrada, já que também não se encontrou modelo dos mesmos;
- Os capacitores, indutores e as fontes de tensão alternada, contínua e controlada são ideais;
- Os retificadores de precisão foram representados por blocos matemáticos;
- Os valores dos componentes são os mesmos projetados no capítulo 4;

- Foram geradas 3 correntes de referência de forma a impor correntes na entrada proporcional a uma carga de 18kW, já que foi esta a potência processada em laboratório até o término deste trabalho.
- Considerou-se tensão mínima de linha.

O protótipo de 26kW, montado em laboratório, é apresentado nas Foto 5.1, Foto 5.2 e Foto 5.3. Na Foto 5.1 identifica-se claramente os indutores do *Boost*, os capacitores de saída, as cargas, a fonte auxiliar, o circuito de controle e comando, os indutores e os capacitores do *Snubber*. Já na Foto 5.2 observam-se novamente os capacitores e indutores do *snubber*, estando todos os semicondutores por debaixo da PCI e presos ao dissipador. Por último, na Foto 5.3 pode-se observar os circuitos de controle e comando, juntamente com os *drivers*.

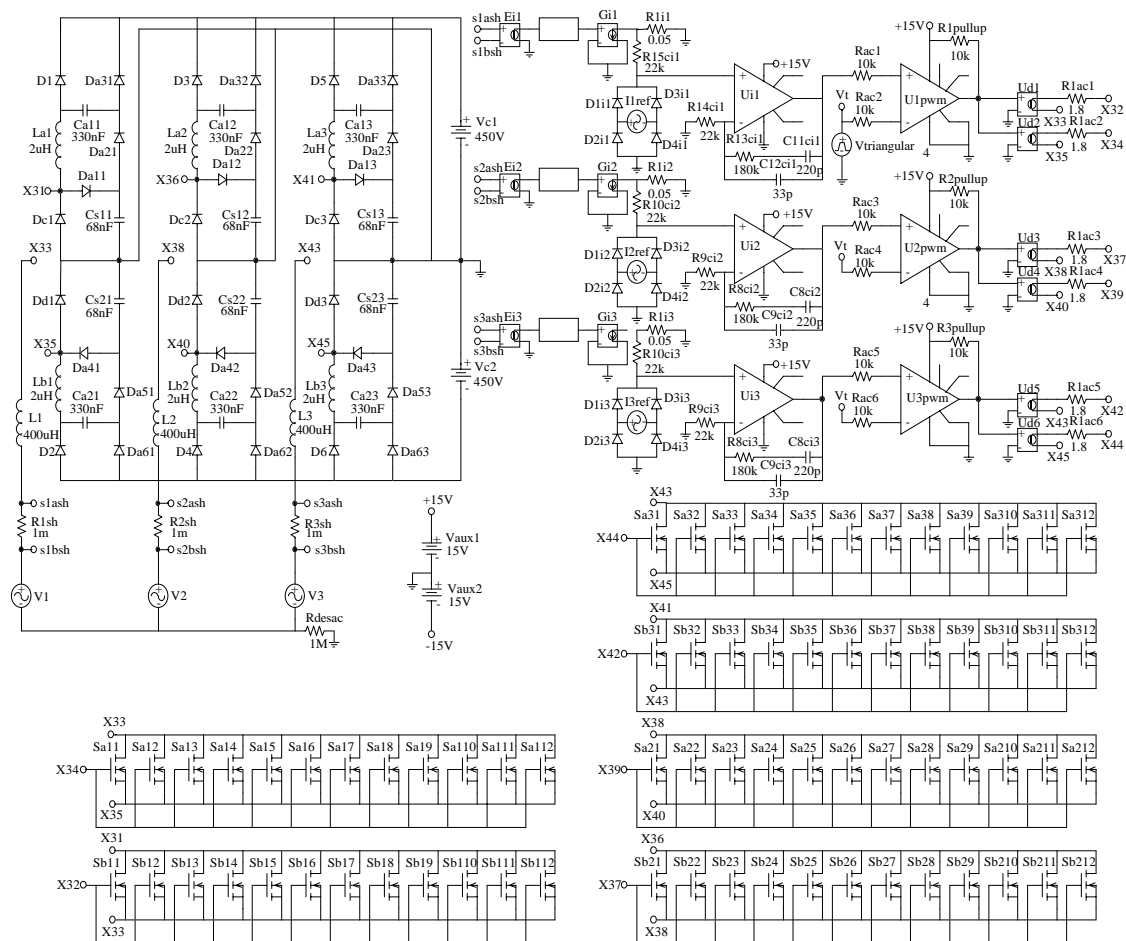


Fig. 5.1 – Retificador com *snubber* e as malhas de controle da corrente de entrada.

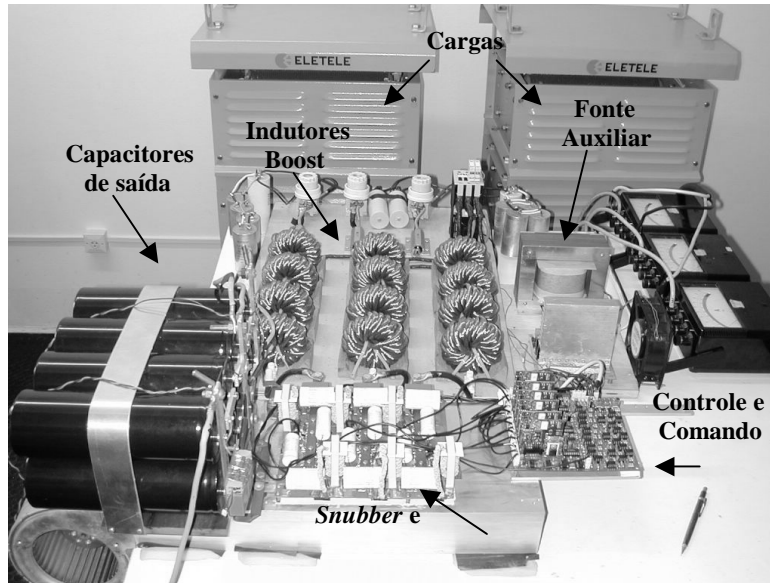


Foto 5.1 – Vista geral do protótipo montado em laboratório.

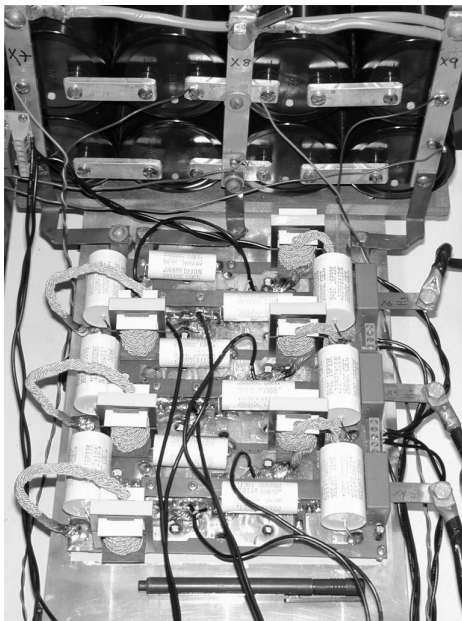


Foto 5.2 – Vista geral do estágio de potência sem os indutores *Boost*.

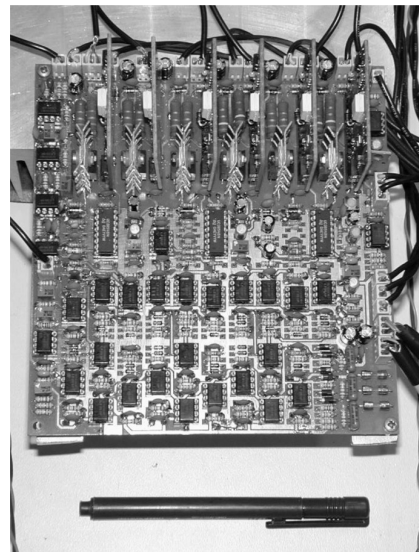


Foto 5.3 – Vista geral do estágio de comando e controle.

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

Os resultados de simulação e experimental, ambos para uma potência de 18kW, são apresentados lado a lado, de forma comparativa.

Devido à simetria do circuito no que se refere às três fases e ao semiciclo da tensão da rede, apresentam-se resultados apenas da fase 2 durante o semiciclo positivo da tensão desta fase.

A tensão da fase 1 e a corrente nas três fases, são mostradas na Fig. 5.2.

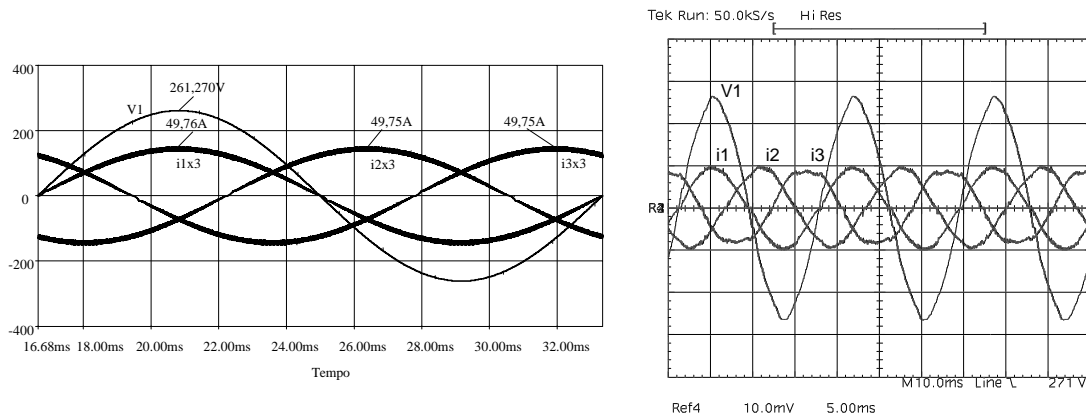


Fig. 5.2 – Tensão na fase 1 e corrente nas três fases (100V/div e 50A/div).

Verifica-se que os valores de pico da tensão e corrente obtidos em laboratório estão bem próximos dos resultados de simulação, e as correntes nas três fases estão balanceadas.

Na Fig. 5.3 são apresentadas tensão e corrente na fase 1. A análise harmônica destas formas de onda são apresentadas na Fig. 5.4.

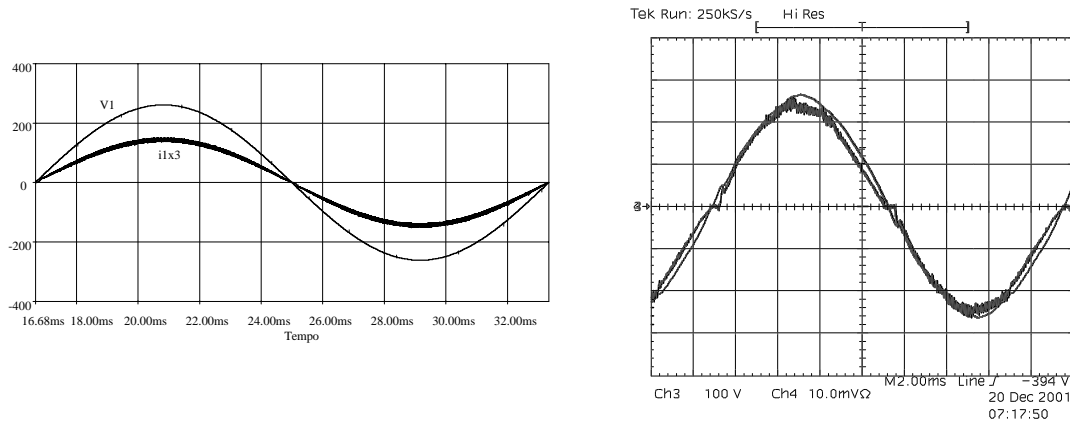


Fig. 5.3 – Tensão e corrente na fase 1 (100V/div e 20A/div).

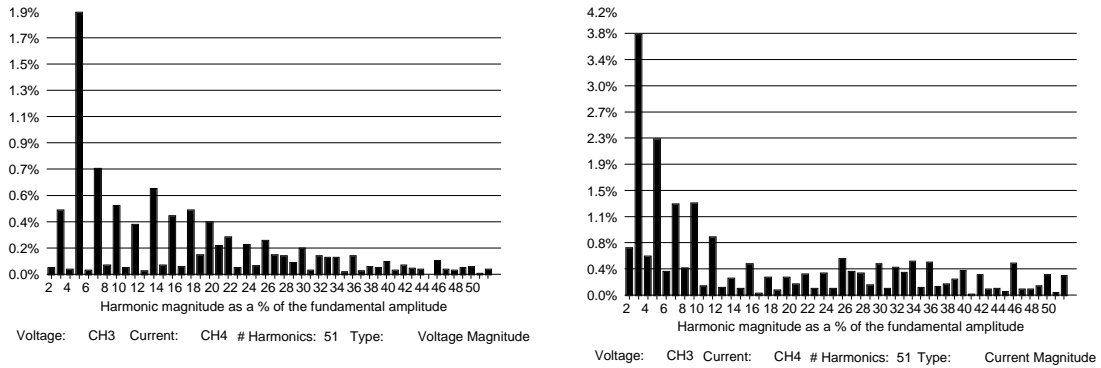


Fig. 5.4 – Análise harmônica da tensão e corrente na fase 1.

Através dos resultados da análise harmônica verifica-se que na prática, a tensão da fase 1 não é isenta de harmônicas, sendo o mesmo observado na corrente desta fase. Esta mesma observação também vale para as demais fases, como se pode observar nas Fig. 5.5, Fig. 5.6, Fig. 5.7 e Fig. 5.8.

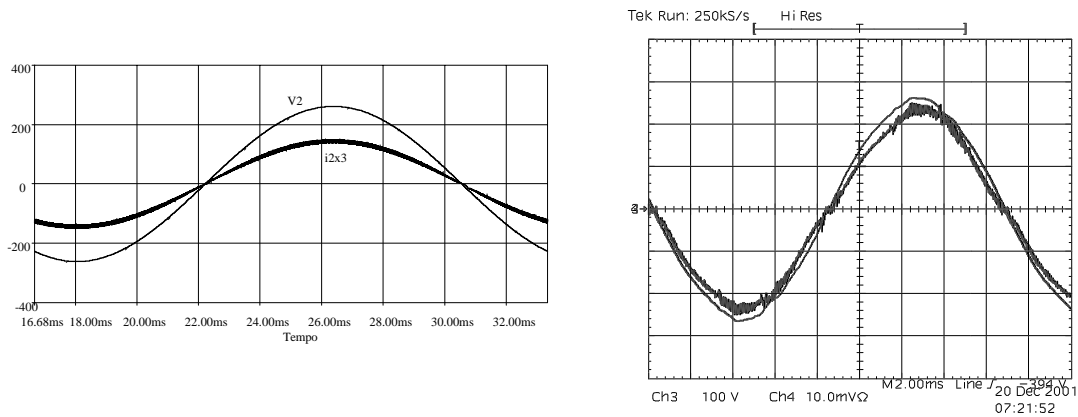


Fig. 5.5 – Tensão e corrente na fase 2 (100V/div e 20A/div).

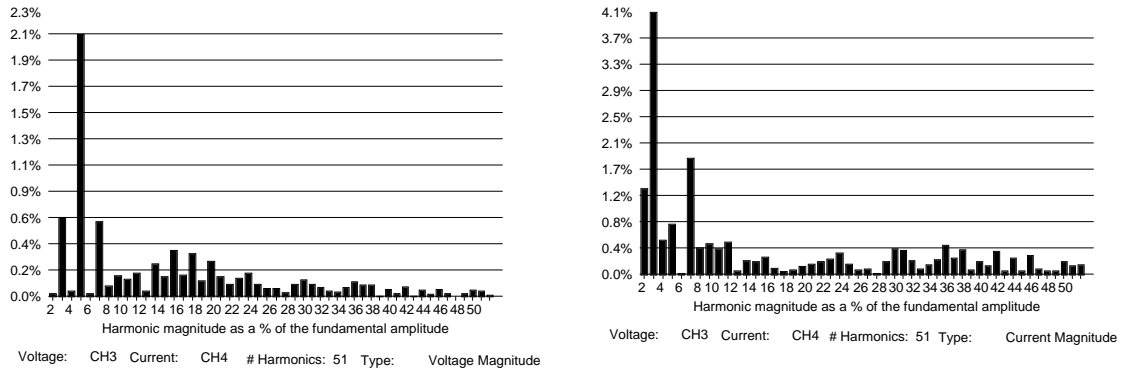


Fig. 5.6 – Análise harmônica da tensão e corrente na fase 2.

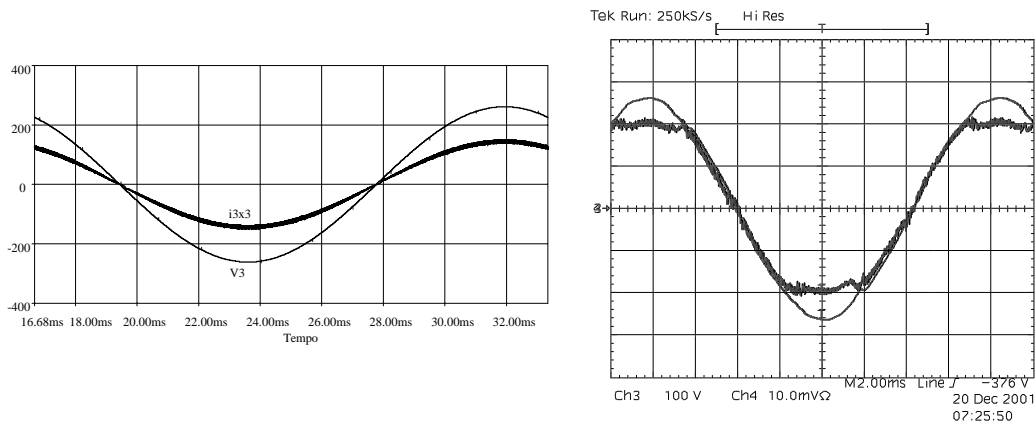


Fig. 5.7 – Tensão e corrente na fase 3 (100V/div e 20A/div).

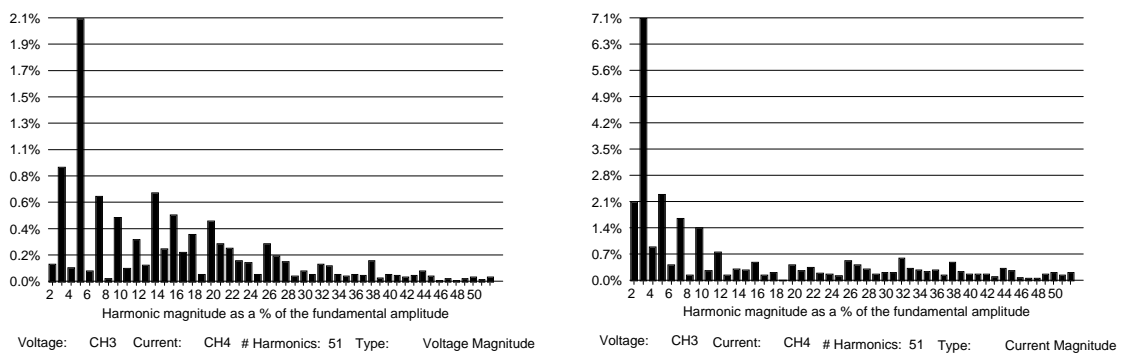
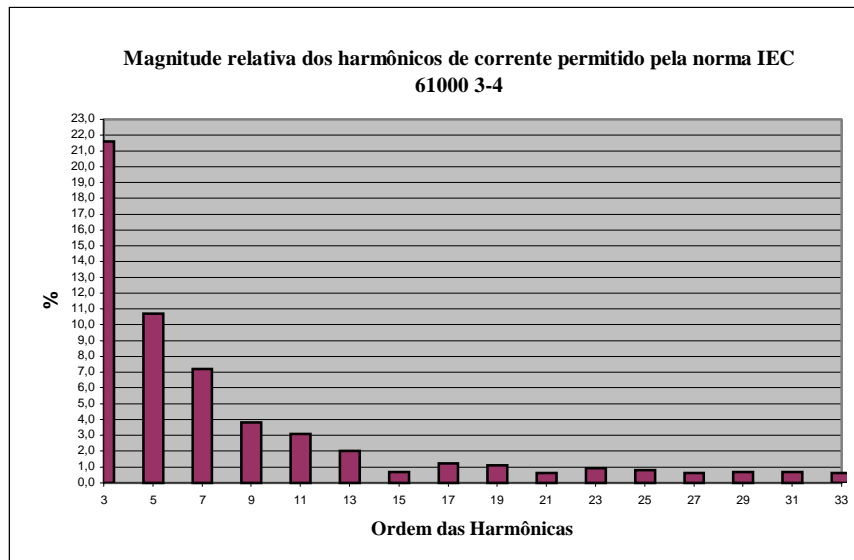


Fig. 5.8 – Análise harmônica da tensão e corrente na fase 3.

Na Tabela 5.1 apresenta-se a magnitude dos harmônicos de corrente permitidos pela norma IEC 61000 3-4, a qual abrange equipamentos com corrente eficaz de fase maior do que 16A

Tabela 5.1 – Dados da norma IEC 61000 3-4.



Percebe-se que mesmo a corrente da fase 3, que contém o maior conteúdo harmônico, está dentro dos limites da norma.

Na Tabela 5.2 mostra-se um resumo quantitativo da análise harmônica realizada na tensão e corrente de cada fase, obtidas em laboratório:

Tabela 5.2 – Resumo quantitativo da análise harmônica de V e I de cada fase.

Parâmetros	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Definição
V_{rms}	182V	180V	181V	Tensão eficaz de fase
I_{rms}	33,35A	32,7A	31,65A	Corrente eficaz de entrada
TDH_v	2,45%	2,5%	2,85%	Taxa de distorção harmônica da tensão
TDH_i	5,33%	5,12%	8,36%	Taxa de distorção harmônica da corrente
P	6,05kW	5,9kW	5,75kW	Potência ativa em cada fase de entrada
FP	0,992	0,988	0,995	Fator de potência de cada fase

Dos resultados obtidos em laboratório, pode-se tirar algumas conclusões:

- As malhas de controle da corrente de entrada estão operando adequadamente, apesar de se notar que as correntes das fases 2 e 3 não seguem fielmente suas respectivas tensões;
- A corrente da fase 3 apresentou-se com maior conteúdo harmônico;
- O fator de potência de cada fase é praticamente unitário.

No que diz respeito à primeira conclusão, um esclarecimento deve ser feito: Observou-se em laboratório, através da análise harmônica das tensões da rede, que as mesmas eram desbalanceadas e com taxa de distorção harmônica não nula, implicando em uma somatória destas tensões diferentes de zero. Porém, como o retificador estudado não possui ponto neutro, a somatória das correntes de entrada é obrigatoriamente zero. Logo, os controladores da malha de corrente não conseguem impor uma corrente na entrada que siga fielmente a forma de onda da sua respectiva tensão. Isto explica as distorções observadas nas correntes das fases 2 e 3. A solução para este problema é a geração de 3 correntes de referência senoidais e balanceadas através de um microprocessador, ao invés do uso do transformador de sincronismo.

Na Fig. 5.9 apresentam-se ambas as tensões de saída. Verifica-se que as mesmas estão balanceadas e nos valores esperados, o que indica o correto funcionamento das malhas de tensão.

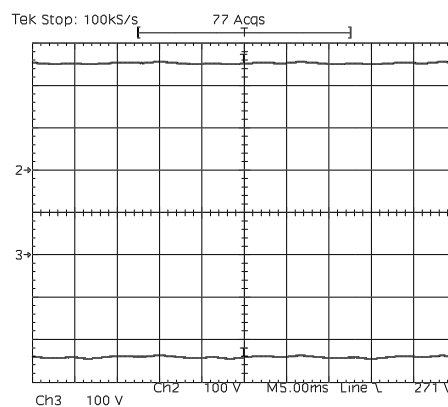


Fig. 5.9 – Tensão em ambos os capacitores de saída (100V/div).

Na Fig. 5.10 é mostrada em detalhe a corrente no indutor L_{a2} do *snubber*. A partir da relação entre os capacitores do *snubber*, calculada no capítulo 4, a corrente mínima teórica a partir da qual o *snubber* opera dentro das etapas de operação previstas, vale 36,6A. De

acordo com a forma de onda obtida em laboratório, para este nível de corrente, realmente há o aparecimento de novas etapas de operação, como discutidas no capítulo 3. Para níveis de corrente superiores, o *snubber* opera dentro do esperado, como pode ser visto na Fig. 5.11.

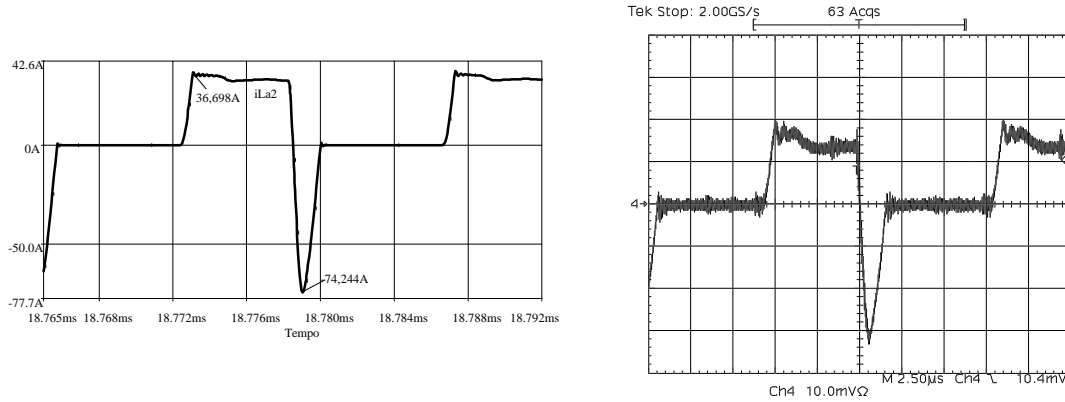


Fig. 5.10 – Detalhe da corrente no indutor L_{a2} (20A/div).

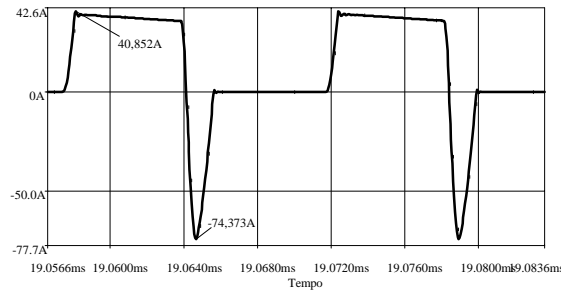


Fig. 5.11 – Detalhe da corrente no indutor L_{a2} .

O valor mínimo de corrente neste indutor também está dentro do esperado, em torno de $-72,15A$.

Na Fig. 5.12 é mostrado, em detalhe, a tensão sobre o interruptor S_{a2} . No resultado de simulação também se mostra a corrente no mesmo. Verifica-se, através do resultado de simulação, que ambas as comutações neste interruptor são praticamente suaves. Através da operação do *snubber*, confirmada em laboratório pelas Fig. 5.10, Fig. 5.12, Fig. 5.13, Fig. 5.14 e Fig. 5.15, também pode-se afirmar que, na prática, estas comutações são praticamente suaves. Em laboratório verificou-se que no instante do bloqueio do interruptor, enquanto o diodo D_{a12} não entra em condução, a derivada de crescimento da tensão é função exclusiva da corrente de entrada e do capacitor intrínseco do *Mosfet*, sendo mais elevada, como observado na Fig. 5.12.

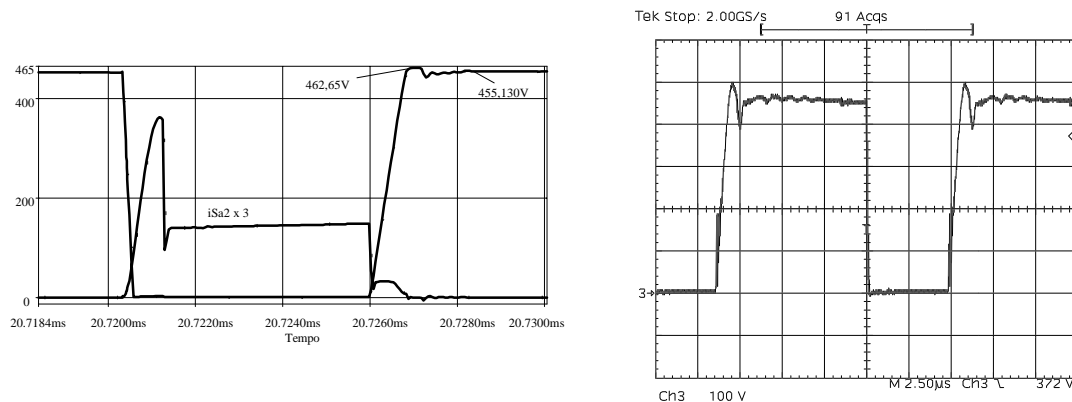


Fig. 5.12 - Detalhe da tensão sobre o interruptor S_{a2} (100V/div).

Nas Fig. 5.13 é mostrado, em detalhe, a tensão sobre o diodo D_3 . No resultado de simulação também se mostra a corrente no mesmo. Verifica-se, através do resultado de simulação, que ambas as comutações neste diodo são suaves, sendo desprezível a corrente de recuperação reversa. A tensão máxima neste diodo está dentro do previsto, em torno de 654,27V.

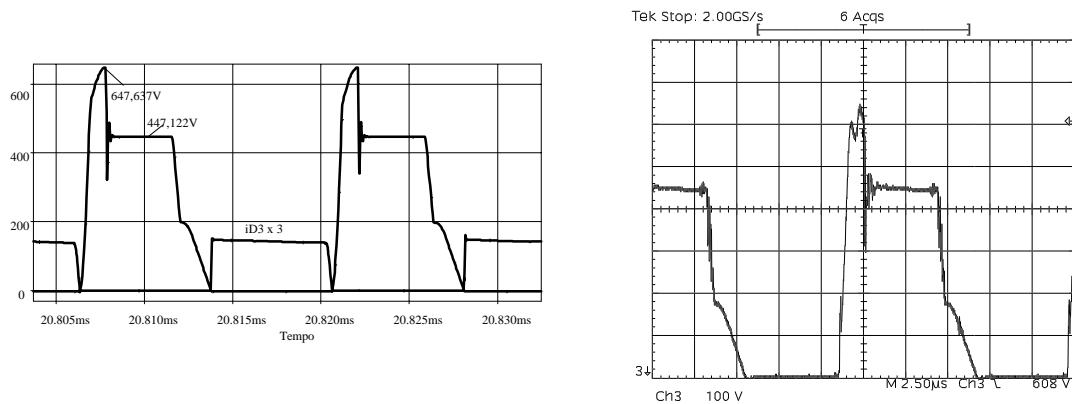


Fig. 5.13 – Detalhe da tensão sobre o diodo D_3 (100V/div).

Na Fig. 5.14 é mostrada a tensão no capacitor C_{a12} do *snubber*. O valor máximo da tensão neste capacitor está dentro do previsto, em torno de 204,27V.

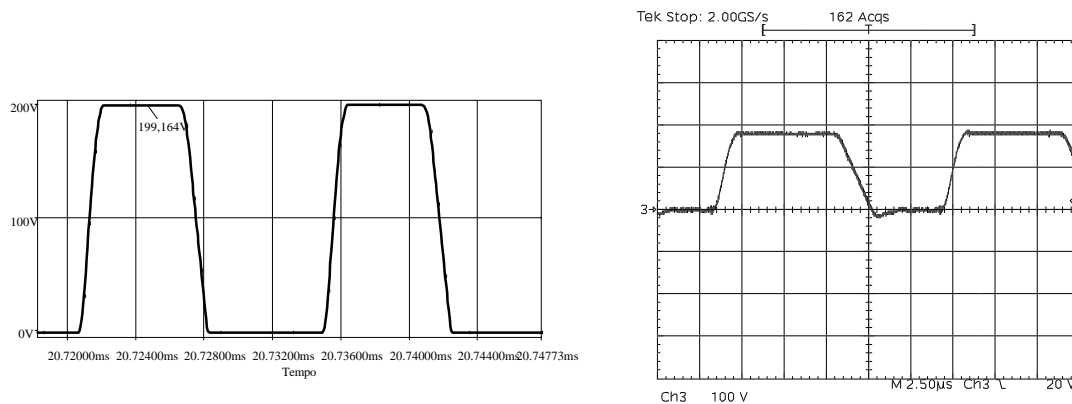


Fig. 5.14 - Detalhe da tensão sobre o capacitor C_{a12} (100V/div).

Na Fig. 5.15 é mostrada a tensão no capacitor C_{s12} do *snubber*. O valor máximo da tensão neste capacitor está dentro do previsto, em torno de 450V.

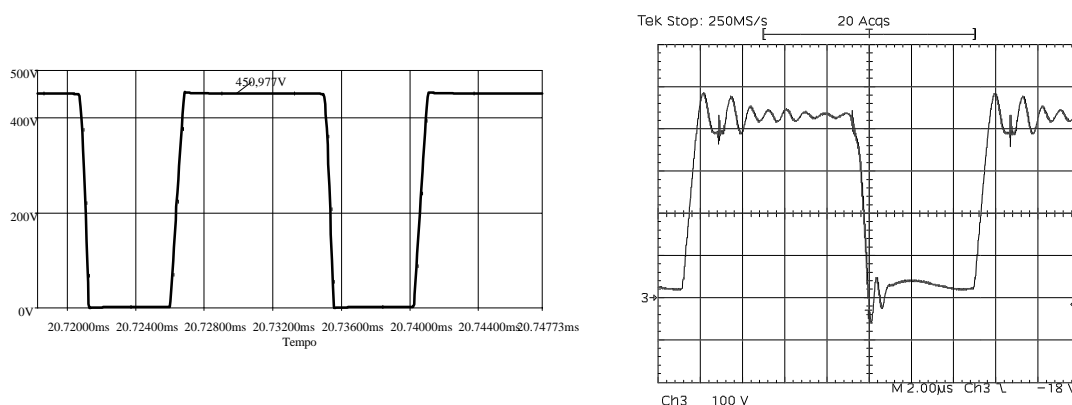


Fig. 5.15 – Detalhe da tensão sobre o capacitor C_{s12} (100V/div).

Por fim, realizou-se um ensaio térmico do circuito. Deixou-se o circuito ligado durante 1h. Ao final deste tempo, fez-se uma leitura dos principais parâmetros, como apresentado nas Tabela 5.3, Tabela 5.4 e Tabela 5.5.

Tabela 5.3 – Resultados de entrada após ensaio térmico de 1h.

Parâmetros	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Definição
V_{nrms}	182,27V	180,72V	182,7V	Tensão eficaz de fase
I_{nrms}	25,508A	29,079A	28,419A	Corrente eficaz de entrada
TDH_{nv}	2,52%	2,84%	3,17%	Taxa de distorção harmônica da tensão

Parâmetros	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Definição
TDH_{ni}	5,94%	6,98%	7,62%	Taxa de distorção harmônica da corrente
P_n	5,174kW	5,192kW	5,119kW	Potência ativa em cada fase de entrada
FP_n	0,996	0,990	0,986	Fator de potência de cada fase

Tabela 5.4 – Resultados de saída após ensaio térmico de 1h.

Parâmetros	Saída 1	Saída 2	Definição
V_{Cn}	436,1V	426,9V	Tensão média na saída de cada capacitor
I_{on}	17,42A	17,13A	Corrente média em cada carga
P_{on}	7,59kW	7,31kW	Potência média em cada saída

Tabela 5.5 – Temperatura nos principais pontos do circuito.

Regiões	Temperatura
Indutor boost	55 ⁰ C
Indutor snubber	60 ⁰ C
Capacitor C_s	50,5 ⁰ C
Capacitor C_a	52 ⁰ C
Interruptor	52 ⁰ C
Dissipador	69 ⁰ C
Capacitor de saída	43 ⁰ C

Dos resultados obtidos, pode-se concluir:

- A taxa de distorção harmônica das correntes, tornou-se mais equilibrada;
- O fator de potência nas três fases continuou praticamente unitário;
- A potência de saída foi reduzida devido a uma queda nas tensões de saída. Isto se deve a mudanças paramétricas do CI UC3854B com a temperatura, provavelmente a tensão de comparação de 3V reduziu-se para algo em torno de 2,8V, fazendo com que as malhas de tensão regulassem a tensão de saída em um valor menor do que 450V. Este desbalanço não é desejado, porém pode ser minimizado com ventilação forçada sobre a PCI de comando e controle.

- A temperatura nos pontos mais críticos estabilizou em valores seguros de operação.

5.4 ASPECTOS CONSTRUTIVOS

Durante os ensaios realizados no protótipo, diversos problemas foram detectados e soluções foram tomadas com o intuito de obter bons resultados. Os principais problemas e o que foi feito para minimizá-los é apresentado a seguir:

- Os primeiros indutores do *snubber* foram construídos com condutores de cobre elementar, obedecendo-se apenas o diâmetro máximo permitido devido ao efeito *skin*. Porém, devido à elevada frequência de comutação e potência processada, as perdas por efeito de proximidade tornaram-se bastante significativas. A solução foi utilizar fio *Litz* ao invés de condutores elementares de cobre;
- A princípio, os capacitores do *snubber* foram especificados apenas pela corrente de pico que os mesmos deveriam suportar. Porém, como o valor eficaz da corrente que circulava pelos mesmos era elevado, o mesmo atingiu altas temperaturas. A solução foi especificar capacitores por valor eficaz de corrente, e não por valores de pico;
- No primeiro *layout* da placa de controle e comando, os componentes ficaram bastante espaçados, havia um número excessivo de ligações do lado superior para o inferior da placa e a malha de terra estava bastante precária. Isto resultou em um ambiente bastante susceptível a ruídos, dificultando bastante o desempenho eficaz das malhas de controle. A solução foi fazer uma nova placa de controle e comando, bastante compacta, com uma excelente malha de terra e diversos capacitores de desacoplamento;
- O *layout* da placa de potência foi estudado e elaborado criteriosamente, pois devido à elevada frequência de comutação e potência processada, qualquer indutância parasita poderia levar a sobretensões destrutivas aos semicondutores. Além disto, buscou-se também um *layout* que proporcionasse uma perfeita simetria entre os *Mosfets* conectados em paralelo e o menor caminho entre os componentes do *snubber* e da célula de comutação;

- A princípio utilizou-se a proteção V_{Cesat} proporcionada pelo *Driver* SKH110op, porém na medida que se aumentou a potência processada, esta proteção começou a atuar inadequadamente, devido à sensibilidade do optoacoplador do driver frente a interferência eletromagnética. Logo, a mesma teve que ser desabilitada para conseguir dar continuidade aos ensaios em potências mais elevadas;
- Alguns ajustes foram realizados em bancada no que se refere às malhas de controle da tensão de barramento e desbalanço, já que os modelos deduzidos na teoria são bastante simplificados e não consideram a presença de ruídos indevidos na entrada dos controladores;

5.5 CONCLUSÃO

Dos resultados obtidos neste capítulo, pode-se destacar os pontos principais:

- As simulações foram realizadas para comprovar o funcionamento adequado de todo o circuito, inclusive das malhas de controle;
- Montou-se em laboratório um protótipo de 26kW, apesar da potência processada até o término deste trabalho ter sido de 18kW;
- Os resultados obtidos na prática condizem com os obtidos por simulação;
- Conseguiu-se um fator de potência bem próximo a unidade, em torno de 0,99;
- A taxa de distorção harmônica das correntes de entrada pode ser melhorada caso a forma de onda da referência de corrente seja gerada através de um microprocessador, ao invés de ser uma amostra da forma de onda da tensão da rede;
- O *snubber* atuou corretamente, assim como todas as malhas de controle;
- O rendimento, após 1h de funcionamento do circuito, ficou em torno de 96,2% para uma potência de saída em torno de 15kW (devido à queda das tensões de saída);
- A temperatura nos componentes mais críticos estabilizou-se em valores seguros de operação;
- Alguns problemas de ordem prática foram encontrados e solucionados durante os experimentos.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho realizou-se o estudo teórico e prático de um retificador trifásico de 26kW, três níveis, unidirecional, com fator de potência unitário e alto rendimento. Uma nova topologia de retificador foi apresentada, assim como um circuito *snubber* para limitar as derivadas de tensão e corrente sobre os interruptores durante as comutações.

No capítulo 1 realizou-se o estudo sobre uma nova topologia de retificador trifásico de três níveis, e as seguintes conclusões puderam ser tiradas:

- O retificador é originado a partir do conversor *Boost* monofásico tradicional, o que lhe confere a característica de elevador de tensão. Logo, a tensão total de saída deve ser maior que o máximo valor de pico da tensão de linha de entrada.
- O retificador tem característica de três níveis na saída, portanto, a tensão máxima sobre os interruptores e diodos é limitada pela metade da tensão total de saída.
- O conversor opera com frequência de comutação fixa.
- Cada fase possui 2 interruptores e 6 diodos. Os interruptores são comandados simultaneamente e dois destes diodos, para *Mosfet*, são diodos intrínsecos.
- Através do estudo das derivadas de corrente para cada combinação de estado dos interruptores, verificou-se a possibilidade de se aplicar a mesma técnica de controle da corrente de entrada utilizada nos retificadores monofásicos, já dominadas pelo mercado. Esta técnica é denominada: *Valores Médios e Instantâneos da Corrente*.
- Obteve-se uma expressão para o cálculo dos indutores *boost*.
- Para a escolha correta dos controladores de cada malha de controle, levantaram-se as funções de transferências da planta de cada malha, dentre elas: malha de corrente, malha da tensão total de saída e malha de balanceamento.
- A malha de corrente possui uma dinâmica bastante rápida, na ordem da frequência de comutação. A função de transferência obtida para esta malha só se aproxima da função real para altas frequências, já que se desprezou a ondulação em 360Hz da tensão de saída. Esta simplificação é corrigida com a presença de um controlador que tenha um pólo na origem.

- A malha da tensão total de saída possui uma dinâmica bem mais lenta do que a malha de corrente, já que esta é sensível somente a variações no valor médio da tensão de saída. Sua função de transferência também foi obtida desprezando-se a ondulação de tensão. Esta simplificação pode levar a ajustes em bancada dos componentes do controlador.
- A malha de balanceamento possui uma dinâmica um pouco superior à malha de tensão total de saída. Não foi realizado um estudo aprofundado desta malha, porém sabe-se que a presença de um *offset* na corrente de referência, faz com que haja uma corrente média positiva ou negativa no ponto central dos capacitores de saída, podendo-se buscar o equilíbrio entre ambas as respectivas tensões.
- Apresentou-se, na forma de diagrama de blocos, a interação existente entre as três malhas de controle.

No capítulo 2 realizou-se o estudo sobre os fenômenos que ocorrem durante uma comutação e apresentou-se um circuito *snubber*. Seguem as conclusões tiradas:

- Estudaram-se, em detalhes, os principais fenômenos que ocorrem durante a entrada em condução e o bloqueio de um interruptor, assim como o efeito da recuperação reversa do diodo na comutação do interruptor.
- Propõe-se um circuito *snubber* que atuasse tanto na entrada em condução quanto no bloqueio do interruptor, reduzindo-se as perdas de comutação.
- As principais características do *snubber* são: proporciona derivadas de corrente e tensão controladas sobre o interruptor, reduz bastante o valor de pico da corrente de recuperação reversa, não apresenta semicondutores ativos e é não-dissipativo.
- O *snubber* proposto foi inserido na célula de comutação do retificador trifásico e suas etapas de funcionamento foram apresentadas e equacionadas.
- Através do equacionamento realizado, observou-se o comportamento dinâmico das principais variáveis, assim como se pôde ter informações sobre a influência do *snubber* nos esforços máximos dos semicondutores do retificador.
- Com a presença do *snubber*, há um aumento na corrente de pico do interruptor e na tensão reversa máxima do diodo *boost*.

No capítulo 3 realizou-se um estudo sobre as restrições de operação do *snubber* e obtiveram-se ábacos e equações que auxiliam no projeto do retificador com o *snubber*. As seguintes conclusões puderam ser tiradas:

- Estudou-se a influência dos componentes passivos do *snubber* nas etapas de operação do mesmo.
- Verificou-se que uma combinação não criteriosa destes componentes provoca o aparecimento de novas etapas de operação, comprometendo principalmente a comutação durante a entrada em condução do interruptor.
- Obtiveram-se ábacos, a partir das restrições de operação detectadas, que permitem uma escolha adequada de componentes que garanta o correto funcionamento do *snubber* a partir de uma corrente mínima de entrada até o seu valor de pico.
- Para uma corrente de entrada menor do que o valor mínimo calculado, o *snubber* não opera de forma apropriada, porém as perdas de comutação ainda são bem menores do que com a ausência do mesmo.
- Através dos ábacos pôde-se concluir que a viabilidade do uso do *snubber* é função da potência, já que existem valores mínimos de indutância que tornem possível a construção física do indutor.
- A partir das equações obtidas e com o auxílio do *software* MathCad 7.0, pode-se calcular os esforços de corrente e tensão em todos os componentes do estágio de potência do retificador.

No capítulo 4 realizou-se o projeto de um retificador de 26kW, abordando as seguintes partes: estágio de potência, circuitos de amostragem, circuitos de controle e comando, *Driver*, circuito de pré-carga dos capacitores de saída e circuitos lógicos. As seguintes conclusões puderam ser tiradas:

- A representação em diagrama de blocos do sistema projetado deu uma visão mais clara do papel desempenhado pelos circuitos individualmente, sendo bastante eficaz durante o projeto;
- Todos os semicondutores especificados, assim como os núcleos magnéticos, foram criteriosamente escolhidos para reduzir ao máximo as perdas do conversor;

- O rendimento calculado na teoria (96,7%) está um pouco abaixo do esperado (98%);
- A grande vantagem de se utilizar um núcleo do tipo toroidal para a construção dos indutores boost é a eliminação do ruído audível devido à componente de 60Hz;
- Verificou-se que o valor da indutância do *snubber* está no limiar de construção física. Acredita-se que um valor em torno de 1 μ H já se torna de difícil obtenção na prática. Conclui-se novamente que este *snubber* tem um limite de potência a ser utilizado;
- Para redução do efeito de proximidade nos condutores do indutor do *snubber*, utilizou-se fio *Litz* e o uso de uma camada única;
- Devido à frequência elevada de comutação, utilizaram-se *Mosfet*;
- Utilizaram-se *Mosfets* em paralelo para reduzir as perdas em condução;
- A temperatura de junção de todos os semicondutores, para o dissipador escolhido, ficou abaixo do valor máximo permitido pelo fabricante;
- O controlador da malha de balanceamento teve seus componentes escolhidos por simulação, já que a função de transferência que define a variação da corrente no ponto central dos capacitores em função da corrente de entrada não foi obtida, não sendo possível a obtenção da função de transferência de laço aberta desta malha;

No capítulo 5 apresentaram-se os resultados de simulação e prático de um protótipo de 26kW montado em laboratório. As seguintes conclusões puderam ser tiradas:

- Apesar do protótipo ter sido projetado para 26kW, a potência conseguida em laboratório, até o prazo de conclusão deste trabalho, foi de 18kW.
- Os resultados obtidos na prática condizem com os obtidos por simulação;
- As malhas de controle da corrente de entrada operaram adequadamente, apesar de se notar que as correntes das fases 2 e 3 não seguiram fielmente suas respectivas tensões.
- Observou-se em laboratório, através da análise harmônica das tensões da rede, que as mesmas eram desbalanceadas e com taxa de distorção harmônica não nula, implicando em uma somatória destas tensões diferentes de zero. Porém, como o retificador estudado não possui ponto neutro, a somatória das correntes de entrada

é obrigatoriamente zero. Logo, os controladores da malha de corrente não conseguiram impor uma corrente na entrada que seguisse fielmente a forma de onda da sua respectiva tensão. Isto explica as distorções observadas nas correntes das fases 2 e 3.

- Tanto a malha da tensão total de saída quanto à de balanceamento operaram corretamente. Na prática, apesar de não ter sido apresentado no trabalho, fizeram-se alguns pequenos degraus de carga no capacitor C_2 e a malha de balanceamento respondeu adequadamente, mantendo regulada a tensão.
- Conseguiu-se um fator de potência bem próximo a unidade, em torno de 0,99, para as três fases de entrada.
- A distorção harmônica das correntes de entrada pode ser melhorada gerando-se a forma de onda da referência de corrente através de microprocessador, ao invés de ser uma amostra da forma de onda da tensão da rede;
- O snubber atuou corretamente, assim como todas as malhas de controle;
- O rendimento, após 1h de funcionamento do circuito, ficou em torno de 96,2% para uma potência de saída em torno de 15kW;
- A temperatura nos componentes mais críticos estabilizou-se em valores seguros de operação;
- Alguns problemas de ordem prática foram encontrados e solucionados durante os experimentos.

Como conclusão final, este trabalho foi de grande aprendizado devido às dificuldades em implementar e operar um protótipo de 26kW, com elevada densidade de potência, operando a uma frequência de 70kHz e submetido a níveis elevados de tensão.

Desde o estudo teórico, simulações, especificação e compra de componentes, elaboração de layout mecânico e elétrico, concepção de placas de circuito impresso, construção de um laboratório para testes, uso de aparelhos para medição, busca de soluções constantes para os problemas que apareciam e o uso de procedimentos de segurança tornou este trabalho uma experiência fantástica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BARBI, Ivo. *Projetos de Fontes Chaveadas*. Primeira Edição. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.
- [2] ARAGÃO FILHO, Wilson Correia Pinto de, *Fonte de Alimentação Trifásica de Alto Fator de Potência e Estágio Único, Utilizando Transformador de Interfase de Linha e Conversor CC-CC, Isolado e de Alta Frequência*. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [3] GULES, Roger; MARTINS, Alexandre S.; BARBI, Ivo. A Switched-Mode Three-Phase Three-Level Telecommunications Rectifier. *INTELEC – International Telecommunications Energy Conference*, 1999.
- [4] CRUZ, Cícero Marcus Tavares. *Estudo de Retificadores Monofásicos e Trifásicos Não Reversíveis de Três Níveis, Operando com Fator de Potência Unitário: Comutação, Modulação e Controle*. Florianópolis, 1999. Exame de Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [5] KUTKUT, Nasser H. Investigation of Soft Switched IGBT Based Boost Converters for High Power Applications. *32nd IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Volume 2, p. 1616-1623, Oct. 1997.
- [6] SMITH, K. Mark Jr; SMEDLEY, K. M. Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters with Minimum Voltage Stress Circuit Cells. *13th Annual Applied Power Electronics Conference and Expositions*, Volume 2, p. 1055-1062, 1998.
- [7] TSENG, Ching-Jung; CHEN, Chern-Lin. Passive Lossless Snubbers for DC/DC Converters. *13th Annual Applied Power Electronics Conference and Expositions*, Volume 2, p. 1049-1054, 1998.

-
- [8] LEVY, Hanan; ZAFRANY, Isaac; IVENSKY, Gregory et al. Analysis and Evaluation of a Lossless Turn-On Snubber. *Proceedings APEC*, p. 757-763, 1997.
- [9] CHEHAB, Anis C.; BARBI, Ivo. A Design Procedure for a Non-Dissipative Turn-On Turn-Off Snubber Applied to the AC-DC Boost Converter. *COBEP – Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Florianópolis, Volume 2, p. 692-697, 2001.
- [10] BEN-YAAKOV, Sam; IVENSKY, Gregory. Passive Lossless Snubber for High Frequency PWM Converters. *PESC – Power Electronics Specialists Conference*, Local Seminar, 1997.
- [11] HELDWEIN, Marcelo Lobo. *Unidade Retificadora Trifásica de Alta Potência e Alto Desempenho para Aplicação em Centrais de Telecomunicações*. Florianópolis, 1999. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – INEP, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [12] SOUZA, Alexandre Ferrari de. *Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas em Condução e Comutação Suave*. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – INEP, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [13] BARBI, Ivo; SOUZA, Alexandre Ferrari. *Apostila da disciplina: Retificadores de Alto Fator de Potência*. INEP, UFSC, Florianópolis: 1996.
- [14] BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar Cruz. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Primeira Edição. Florianópolis: Edição dos Autores, 2000.
- [15] BALOGH, Laszlo. Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits. In: *Power Supply Design Seminar, 2001 Series*. Unitrode Products from Texas Instruments. p.2-1 a 2-39.
- [16] BASCOPE, René P. Torrisco; PERIN, Arnaldo José. *O Transistor IGBT Aplicado Em Eletrônica de Potência*. Primeira Edição. Porto Alegre: Sagra Luzzatto, 1997.

-
- [17] BARBI, Ivo. *Eletrônica de Potência*. Terceira Edição. Florianópolis: Edição do Autor, 2000.
- [18] BARBI, Ivo; SOUZA, Fabiana Pöttker de. *Conversores CC-CC Isolados de Alta Freqüência com Comutação Suave*. Primeira Edição. Florianópolis: Edição dos Autores, 1999;
- [19] SPIEGEL, Murray R. *Manual de Fórmulas, Métodos e Tabelas de Matemática*. Segunda Edição. São Paulo: Makron Books, 1992.
- [20] MAGNETICS. *Kool $M\mu$ Powder Cores*. USA, 2001.
- [21] MAGNETICS. *Magnetics Ferrite 2001*. USA, 2001.
- [22] MARTIGNONE, Alfonso. *Transformadores*. Sétima Edição. Rio de Janeiro: Editora Globo, 1987.