

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA
APLICADAS A RETIFICADORES DE TRÊS NÍVEIS
OPERANDO COM FATOR DE POTÊNCIA
UNITÁRIO**

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

CÍCERO MARCOS TAVARES CRUZ

Florianópolis, Maio de 2002

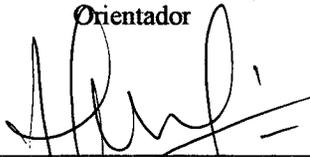
TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA APLICADAS A RETIFICADORES DE TRÊS NÍVEIS OPERANDO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

CÍCERO MARCOS TAVARES CRUZ

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



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

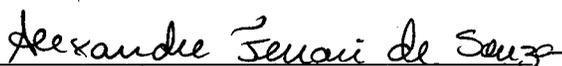


Prof. Edson Roberto de Pierri, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente



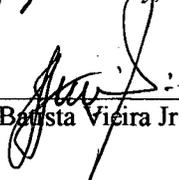
Prof. Alexandre Ferrari de Souza, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Ing.



Prof. Hólio Leães Hey, Dr.



Prof. João Batista Vieira Jr., Dr.

DEDICATÓRIA

*À minha querida e amada esposa Michelle,
Ao nosso primogênito Antonio Marcos que em breve estará entre nós,
Aos meus pais Laci e Zélia, que me deram a vida com tudo de bom...*

AGRADECIMENTOS

A Deus que nos deu o mundo e a vida.

À Michelle, esposa dedicada, compreensiva e incetivadora.

À minha família, Martinho, Marcelo, Helma, Marcondes, Ana, Vicente, Diolina, Zita, todos os cunhados, cunhadas e sobrinhos, pelo apoio, encorajamento e incentivo.

Ao prof. Ivo Barbi, orientador com segurança e disponibilidade, mestre com competência e conhecimento, amigo com franqueza e honestidade.

Aos professores do INEP, Alexandre, Arnaldo, Denizar, Fagundes, Hari e Kassick pela amizade, competência e esforços na tarefa de mestres, geradores e transmissores de conhecimentos.

À banca examinadora: prof. Alexandre Ferrari de Souza, prof. Denizar Cruz Martins, prof. Hélio Leães Hey e o prof. João Batista Vieira Jr. pelas colaborações técnicas e de formatação.

Ao pessoal técnico do INEP, sobretudo Luis Marcellus Coelho pela amizade e profissionalismo e dedicação à construção dos protótipos.

Às secretárias Patrícia e Dulcemar pela simpatia, cordialidade e disponibilidade.

Aos colegas da turma de doutorado Adriano, Fabiana, René e Ivan pelo companheirismo.

Aos colegas do INEP, bolsistas, mestrandos e doutorandos pelas discussões técnicas, brincadeiras e boa convivência.

À turma do Kernel, pelos momentos de alegria, descontração e discussões políticas econômicas, sociais e éticas, enriquecedoras da cultura e do conhecimento de Brasil.

À CAPES pelo apoio financeiro.

Aos meus colegas professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, pelo apoio incontestado ao meu afastamento para cursar doutorado, em especial aos professores Fernando Antunes e Ricardo Thé, colegas do GEPEC e militantes da Eletrônica de Potência.

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

TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA APLICADAS A RETIFICADORES DE TRÊS NÍVEIS OPERANDO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

Cícero Marcos Tavares Cruz

Maio/2002

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Retificador, fator de potência, três níveis, comutação.

Número de Páginas: 215

RESUMO: Este trabalho apresenta os retificadores monofásico e trifásico de três níveis, operando com fator de potência unitário e comutação não dissipativa nos interruptores. Inicialmente, os retificadores são analisados no que se refere à operação em regime permanente – princípio de funcionamento com fator de potência unitário, gráficos equações que descrevem corrente e tensão nos elementos passivos e nos semicondutores. São apresentadas as deduções das funções de transferência, os critérios e metodologias empregadas para os projetos dos sistemas de controle que impõem corrente com forma senoidal nas linhas do sistema de alimentação e tensão regulada nas saídas dos retificadores. Para os dois conversores são propostos e analisados circuitos de ajuda à comutação. São adotados circuitos snubbers não dissipativos e a técnica de comutação não dissipativa com grampeamento ativo de tensão nos semicondutores. Ao longo do trabalho são apresentados exemplos de projetos, resultados de simulações e de experimentações de protótipos de laboratório, dos retificadores estudados.

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

NON-DISSIPATIVE COMMUTATION TECHNIQUES APPLIED TO THREE-LEVEL RECTIFIERS OPERATING AT UNITY POWER FACTOR

Cícero Marcos Tavares Cruz

May/2002

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Power Systems (Power Electronics).

Keywords: Rectifier, power factor, three-level, commutation

Number of Pages: 215

ABSTRACT: This work deals with the operation of single-phase and three-phase, three-level rectifiers at unity power factor and non-dissipative commutation at their switches. First of all, the rectifiers are analyzed in relation to the steady state operation – principle of operation with unity power factor and are presented graphics and equations that describe current and voltages at the passive elements and semiconductors. Mathematical models for dynamic analysis, criteria and methodologies employed at the control systems design to force the rectifiers input current to follow a sinusoidal path and a regulated voltage at the rectifiers output are presented. Commutation circuits which use passive non-dissipative snubbers circuits and non-dissipative commutations techniques with active clamping at the semiconductors are also proposed and analyzed for the two converters. Along the work are presented some design examples, simulation and experimental results for two single-phase laboratory prototypes rated at 1.1 kW and 1.6 kW and for a three-phase 12 kW laboratory prototype.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA	xi
INTRODUÇÃO GERAL	1
CAPÍTULO I – RETIFICADORES COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA: CIRCUITOS, MODULAÇÃO E TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO	4
1.1. INTRODUÇÃO.....	4
1.2. CARGAS NÃO-LINEARES LIGADAS AO SISTEMA COMERCIAL DE FORNECIMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA.....	4
1.3. RETIFICADORES UTILIZADOS PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	7
1.4. MOTIVAÇÃO E DESCRIÇÃO DO TRABALHO DESENVOLVIDO.....	14
1.5. CONCLUSÕES.....	17
CAPÍTULO II – RETIFICADOR MONOFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM MODULAÇÃO POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS DA CORRENTE DE ENTRADA	18
2.1. INTRODUÇÃO.....	18
2.2. RETIFICADOR DE TRÊS NÍVEIS.....	20
2.3. ANÁLISE QUANTITATIVA DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA.....	25
2.3.1 – OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO.....	25
2.3.2 – VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA.....	28
2.3.3 – ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E DIMENSIONAMENTO DA INDUTÂNCIA BOOST.....	30
2.3.4 – ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E DIMENSIONAMENTO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA.....	32
2.3.5 – CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E ELEMENTOS PASSIVOS.....	38
2.3.5.1 Esforços de corrente nos semicondutores.....	38
2.4. TÉCNICA DE CONTROLE E DETERMINAÇÃO DE MODELOS PARA CÁLCULO DAS MALHAS DE CONTROLE.....	40
2.4.1 – MALHA DE CORRENTE.....	42
2.4.2 – MALHA DE REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA.....	47
2.4.3 – MALHA DIRETA DE CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA.....	51
2.5. REPRESENTAÇÃO POR DIAGRAMA DE BLOCOS.....	53
2.6. CONCLUSÕES.....	54
CAPÍTULO III – RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM MODULAÇÃO POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS DA CORRENTE DE ENTRADA	56
3.1. INTRODUÇÃO.....	56
3.2. RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS.....	56
3.3. DESCRIÇÃO E PRINCÍPIO BÁSICO DE OPERAÇÃO.....	57
3.4. OPERAÇÃO DO CONVERSOR EM REGIME PERMANENTE.....	58

3.5. ANÁLISE DA OPERAÇÃO DINÂMICA.....	69
3.6. CONCLUSÕES.....	73
CAPÍTULO IV – SNUBBER PASSIVO NÃO DISSIPATIVO ASSOCIADO AOS RETIFICADORES MONOFÁSICO E TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS: OPERAÇÃO E ANÁLISE QUANTITATIVA.....	75
4.1. INTRODUÇÃO.....	75
4.2. PROCESSO DE COMUTAÇÃO DOS SEMICONDUTORES.....	76
4.2.1 – RECUPERAÇÃO REVERSA DOS DIODOS E ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR.....	76
4.2.2 – BLOQUEIO DO INTERRUPTOR.....	81
4.2.3 – CIRCUITO SNUBBER COMPLETO.....	82
4.3. ETAPAS DE OPERAÇÃO E EQUAÇÕES CORRESPONDENTES.....	84
4.4. RESTRIÇÕES DE OPERAÇÃO.....	95
4.4.1 – ENERGIA ACUMULADA NO CAPACITOR C_{A1} NO INÍCIO DA ETAPA 8 – RESTRIÇÃO PARA COMUTAÇÃO SUAVE COM CORRENTE DE ENTRADA MÁXIMA.....	96
4.4.2 – TENSÃO FINAL NO CAPACITOR C_{S1} NA ETAPA 7 – RESTRIÇÃO PARA COMUTAÇÃO SUAVE COM CORRENTE DE ENTRADA MÍNIMA.....	97
4.5. DURAÇÃO DAS ETAPAS RELACIONADAS COM AS COMUTAÇÕES.....	100
4.5.1 – ETAPAS RELACIONADAS COM A ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR.....	100
4.5.2 – ETAPAS RELACIONADAS COM O BLOQUEIO DO INTERRUPTOR.....	101
4.6. ANÁLISE DA LIMITAÇÃO DO INTERVALO DE TEMPO DISPONÍVEL PARA AS ETAPAS RELACIONADAS COM A ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR.....	102
4.7. ANÁLISE DA LIMITAÇÃO DO INTERVALO DE TEMPO DISPONÍVEL PARA AS ETAPAS RELACIONADAS COM O BLOQUEIO DO INTERRUPTOR.....	104
4.8. EQUAÇÕES PARA O CÁLCULO DOS ELEMENTOS RESSONANTES.....	105
4.9. METODOLOGIA DE PROJETO VISANDO À ESPECIFICAÇÃO DOS ELEMENTOS RESSONANTES.....	106
4.10. ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E ELEMENTOS RESSONANTES.....	107
4.11. SNUBBER PASSIVO NÃO DISSIPATIVO ASSOCIADO AO RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS.....	110
4.12. CONCLUSÕES.....	111
CAPÍTULO V – RETIFICADORES MONOFÁSICO E TRIFÁSICO DE TRÊS-NÍVEIS COM SNUBBER PASSIVO NÃO DISSIPATIVO: PROJETOS, SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAÇÕES.....	113
5.1. INTRODUÇÃO.....	113
5.2. EXEMPLO DE PROJETO DE RETIFICADOR MONOFÁSICO.....	113
5.2.1 – CÁLCULOS INICIAIS.....	114
5.2.2 – INDUTÂNCIA BOOST.....	114
5.2.3 – CAPACITÂNCIA DE SAÍDA.....	115
5.2.4 – LIMITES MÁXIMO E MÍNIMO DA CORRENTE DE ENTRADA PARA OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE.....	115
5.2.5 – DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS X E K.....	115
5.2.6 – LIMITES DE RAZÃO CÍCLICA.....	116

5.2.7 – CÁLCULO DO PARÂMETRO α	116
5.2.8 – CÁLCULO DOS ELEMENTOS RESSONANTES.....	116
5.2.9 – ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E INDUTORES RESSONANTES.....	118
5.2.10 – CÁLCULO DOS ELEMENTOS DAS MALHAS DE CONTROLE.....	119
5.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EXPERIMENTAÇÃO	128
5.4. EXEMPLO DE PROJETO PARA O RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	135
5.4.1 – CÁLCULOS INICIAIS.....	136
5.4.2 – INDUTÂNCIA BOOST.....	136
5.4.3 – CAPACITÂNCIA DE SAÍDA.....	137
5.4.4 – LIMITES MÁXIMO E MÍNIMO DA CORRENTE DE ENTRADA PARA OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE.....	137
5.4.5 – DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS X E K.....	137
5.4.6 – LIMITES DE RAZÃO CÍCLICA.....	138
5.4.7 – CÁLCULO DO PARÂMETRO α	138
5.4.8 – CÁLCULO DOS ELEMENTOS RESSONANTES.....	138
5.4.9 – ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E INDUTORES RESSONANTES.....	139
5.5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EXPERIMENTAÇÃO PARA O RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	141
5.6. CONCLUSÕES.....	147
CAPÍTULO VI – RETIFICADOR MONOFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS OPERANDO COM GRAMPEAMENTO ATIVO DA TENSÃO NOS INTERRUPTORES COMANDÁVEIS: OPERAÇÃO, ESTUDO QUALITATIVO E QUANTITATIVO.....	148
6.1. INTRODUÇÃO.....	148
6.2. CÉLULAS FUNDAMENTAIS DE COMUTAÇÃO E GERAÇÃO DOS RETIFICADORES... ..	149
6.3. ANÁLISE E DESCRIÇÃO DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO.....	152
6.4. ANÁLISE SIMPLIFICADA DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR.....	161
6.5. TENSÃO DE GRAMPEAMENTO E PERDA DE RAZÃO CÍCLICA.....	166
6.6. GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR.....	168
6.7. ANÁLISE DA COMUTAÇÃO.....	169
6.7.1 – CONDIÇÃO NECESSÁRIA.....	169
6.7.2 – PERDA DE RAZÃO CÍCLICA.....	169
6.7.3 – INDUTÂNCIA DE COMUTAÇÃO.....	170
6.7.4 – CAPACITÂNCIA DE COMUTAÇÃO.....	170
6.8. OPERAÇÃO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO.....	170
6.8.1 – PERDA DA RAZÃO CÍCLICA.....	170
6.8.2 – RAZÃO CÍCLICA.....	171
6.8.3 – TENSÃO DE GRAMPEAMENTO.....	172
6.8.4 – FAIXA DE OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE.....	173
6.9. CAPACITÂNCIA DE GRAMPEAMENTO.....	175
6.10. ONDULAÇÃO DA CORRENTE NO INDUTOR BOOST.....	176

6.11. INVERSÃO DA CORRENTE DE ENTRADA NA PASSAGEM POR ZERO DA TENSÃO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO.....	178
6.12. ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E INDUTORES.....	179
6.12.1 – CORRENTE NO INTERRUPTOR PRINCIPAL.....	179
6.12.2 – CORRENTE NO INTERRUPTOR AUXILIAR.....	181
6.12.3 – CORRENTE NO DIODO DO INTERRUPTOR PRINCIPAL.....	182
6.12.4 – CORRENTE NO DIODO DO INTERRUPTOR AUXILIAR.....	182
6.12.5 – CORRENTE NO DIODO BOOST.....	182
6.12.6 – CORRENTE NO INDUTOR RESSONANTE.....	183
6.13. CONCLUSÕES.....	183
CAPÍTULO VII – RETIFICADOR MONOFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM GRAMPEAMENTO ATIVO DA TENSÃO NOS INTERRUPTORES COMANDÁVEIS: PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO.....	185
7.1. INTRODUÇÃO.....	185
7.2. EXEMPLO DE PROJETO	185
7.2.1 – CÁLCULOS INICIAIS.....	185
7.2.2 – INDUTÂNCIA DE COMUTAÇÃO.....	186
7.2.3 – CAPACITÂNCIA DE COMUTAÇÃO.....	186
7.2.4 – CAPACITÂNCIA DE GRAMPEAMENTO.....	186
7.2.5 – INDUTÂNCIA DE ENTRADA.....	187
7.2.6 – CAPACITÂNCIA DE SAÍDA.....	187
7.2.7 – ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA E INDUTOR RESSONANTE.....	187
7.3. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	189
7.4. RESULTADOS DE EXPERIMENTAÇÃO.....	194
7.5. CONCLUSÕES.....	202
CAPÍTULO VIII – RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM GRAMPEAMENTO ATIVO DA TENSÃO NOS INTERRUPTORES COMANDÁVEIS: PROJETO E SIMULAÇÃO.....	203
8.1. INTRODUÇÃO.....	203
8.2. APLICAÇÃO DAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO AO RETIFICADOR TRIFÁSICO.....	203
8.3. PROJETO E SIMULAÇÃO.....	205
8.3.1– CÁLCULOS INICIAIS.....	205
8.3.2– INDUTÂNCIA DE COMUTAÇÃO.....	206
8.3.3– CAPACITÂNCIA DE COMUTAÇÃO.....	206
8.3.4– CAPACITÂNCIA DE GRAMPEAMENTO.....	206
8.4. CONCLUSÕES.....	208
CONCLUSÃO GERAL.....	209
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	212

Simbologia

Símbolo	Significado	Unidade
A	Ampère – unidade de corrente	
a	Relação entre a frequência de comutação e ω_s	
C_{1ff} e C_{2ff}	Capacitores da malha de <i>feedforward</i>	F
C_{01} , C_{02}	Capacitores dos estágios de saída	F
C	Capacitância equivalente do estágio de saída	F
C_1 , C_2	Capacitores do compensador de corrente	F
C_v	Capacitor do compensador de tensão	F
C_{a1} , C_{a6}	Capacitores do circuito snubber	F
C_{s1} , C_{s6}	Capacitores do circuito snubber	F
D_{SA1} - D_{SA6}	Diodos dos interruptores auxiliares	
D_{SP1} - D_{SP6}	Diodos dos interruptores principais	
D_{B1} - D_{B6}	Diodos	
D	Ciclo de trabalho dos interruptores	
D'	Ciclo de trabalho complementar dos interruptores	
E	Valor médio da tensão de saída do retificador	V
f_z	Frequência do zero do compensador de tensão	Hz
f_s	Frequência de comutação dos interruptores	Hz
f_p	Fator de potência	
G_F	Ganho da malha de <i>feedforward</i>	
i_C	Corrente instantânea na capacitância de saída	A
i_{DB}	Corrente instantânea no diodo boost	A
I_e	Valor eficaz da corrente alternada	A
i_R	Corrente instantânea na resistência de carga	A
i_s	Corrente instantânea de saída	A

I_{RM}	Corrente reversa máxima do diodo	A
I_{pk}	Valor de pico da corrente alternada	A
I_{max}	Corrente máxima de entrada	A
I_{min}	Corrente mínima de entrada para operação com comutação suave	A
THD	Taxa de distorção harmônica da corrente de entrada	
β	Relação entre a tensão média de saída e a tensão de pico na entrada do retificador	
ϕ_1	Ângulo de defasagem entre tensão e componente fundamental da corrente de entrada	Graus
π	3,1415...	
ω_z	Frequência do zero do compensador de corrente	Rad/s
ω_{p2}	Frequência do pólo do compensador de corrente	Rad/s
ω_{p1}	Ganho do pólo do compensador de corrente	
ω	Frequência angular da rede	Rad/s
Δi_{LB}	Ondulação da corrente de entrada	A
Δt	Intervalo de tempo	S
$\Delta V_{C_{max}}$	Ondulação máxima da tensão de saída total do retificador	V
k_1 e k_2	Constantes de integração	
k_v	Ganho do compensador de tensão	
k_{o1} e k_{o2}	Ganho dos sensores de tensão	
L_B	Indutância de entrada ou boost	H
L_s	Indutância de comutação	H
L_T	Indutância de comutação	H
p_e	Potência instantânea de entrada	W
P_s	Potência instantânea de saída	W
Q_{rr}	Carga acumulada na junção do diodo	C

R_{ff} , R_{1ff} e R_{2ff}	Resistores da malha de <i>feedforward</i>	Ω
R_v , R_{1v}	Resistores do compensador de tensão	Ω
R_{o1} , R_{o2}	Resistores de carga	Ω
R_1 , R_2 , R_3	Resistores do compensador de corrente	Ω
S_{P1} - S_{P6}	Interruptores principais	
S_{A1} - S_{A6}	Interruptores auxiliares	
s	Variável complexa	
T_s	Período de comutação dos interruptores	s
t	Tempo	s
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa do diodo	s
V	Volts – unidade de tensão	
V_e	Valor eficaz da tensão de entrada	V
W	Watt - unidade de potência	
x	Relação entre C_s e C_a	
Z_s	Impedância característica	Ω

INTRODUÇÃO GERAL

A moderna sociedade de consumo apresenta crescente demanda por equipamentos que processam eletronicamente a energia elétrica. Seja em plantas industriais, equipamentos de uso doméstico e comercial, sistemas de transporte de massa e equipamentos para telecomunicações, a eletrônica de potência está cada vez mais presente.

Motivadas pela crescente demanda por equipamentos à base de eletrônica de potência, as pesquisas buscam a concepção de conversores estáticos que apresentem cada vez mais vantagens de ordem prática, baixo peso, pequeno volume, baixo custo e alta eficiência associada com elevada robustez e que interfiram de forma mínima em fontes de energia e em outros equipamentos.

A redução do peso e volume dos conversores estáticos é obtida pela elevação da frequência de comutação dos semicondutores. Tal elevação é possível em função da disponibilidade atual de semicondutores capazes de operar com altas frequências de comutação e de novas tecnologias de materiais magnéticos e capacitores especiais para operação em altas frequências.

Outro fator impulsionador do desenvolvimento da eletrônica de potência é a disponibilidade de circuitos eletrônicos dedicados ao controle e comando dos conversores estáticos.

Um problema inerente à elevação da frequência de comutação, em função da não idealidade dos semicondutores operando como interruptores, é o aumento das chamadas perdas de comutação, elevando a potência dissipada nos semicondutores. A dissipação de potência pelos semicondutores torna necessária a utilização de acentuado volume de dissipadores, contrapondo-se ao objetivo inicial da redução do volume total dos conversores.

A elevação da frequência de comutação é limitada em função da presença de elementos parasitas, tais como indutâncias de dispersão de transformadores e indutâncias de trilhas, recuperação reversa de diodos e capacitâncias de junção de semicondutores. Tais elementos proporcionam o aparecimento de oscilações indesejáveis e aumento dos níveis de interferência eletromagnética (EMI) dos conversores, esforços adicionais nos semicondutores e elevação das perdas de comutação.

Para viabilizar o aumento da frequência de comutação, minimizando seus efeitos indesejáveis, foram introduzidas técnicas de comutação suave aos conversores estáticos de potência. A introdução das técnicas de comutação suave possibilitou a redução do volume de elementos magnéticos, capacitores e dissipadores, que implica redução do volume total, elevação da eficiência, aumento da confiabilidade e redução dos níveis de interferência eletromagnética.

Circuitos de ajuda à comutação, associados aos conversores PWM convencionais, denominados circuitos snubbers [1] [2], têm sido utilizados para eliminar oscilações e reduzir esforços de tensão e corrente nos interruptores. Estes circuitos podem ser do tipo RC (resistor-capacitor), RCD (resistor-capacitor-diodo), que são dissipativos, ou do tipo LC (indutor-capacitor) que é do tipo não dissipativo.

A redução das perdas de comutação pode ser obtida com a utilização de técnicas que levam o interruptor a comutar sob corrente nula (*ZCS – Zero Current Switching*) ou tensão nula (*ZVS – Zero Voltage Switching*), através de circuitos, associados aos conversores PWM convencionais, utilizados para dar um formato senoidal às formas de onda de correntes e tensões nos interruptores.

Os conversores que inicialmente utilizaram estas técnicas foram denominados conversores ressonantes que podem ser do tipo série [3], paralelo [4] ou multi-elementos ressonantes [5]. Outras famílias de conversores que utilizam estas técnicas foram introduzidos, tais como os conversores quase-ressonantes [6] e os semi-ressonantes [7].

Todos os conversores que empregam a ressonância apresentam como desvantagens elevados esforços de tensão e corrente nos interruptores e a necessidade de manipular grande quantidade de energia reativa, implicando em elevação das chamadas perdas em condução. Desta forma, o aumento da frequência de comutação nestes conversores é limitado pela elevação das perdas em condução.

As chamadas técnicas de comutação não dissipativa [8] podem superar as desvantagens dos conversores ressonantes, viabilizando a comutação do tipo ZVS dos interruptores, sem aumento expressivo das perdas em condução. Portanto, os conversores que utilizam estas técnicas podem operar com elevadas frequências de comutação com a consequente redução de volume, apresentando ainda alta eficiência e baixo nível de EMI.

A utilização maciça de conversores estáticos conectados ao sistema comercial de fornecimento de energia elétrica introduz os problemas relacionados com o baixo fator de potência e correntes com elevado conteúdo harmônico. Em função de imposições de ordem legal e técnica, busca-se a concepção de conversores estáticos cuja operação interfira de forma mínima no sistema de fornecimento comercial de eletricidade e/ou na carga que alimentam.

A presente tese tem por objetivo o estudo de conversores estáticos CA-CC, com aplicação voltada para fontes de sistemas de telecomunicações, capazes de operar com elevado fator de potência, baixa distorção harmônica da corrente absorvida da fonte de alimentação, e apresentar elevado rendimento e alta confiabilidade com reduzido volume.

São estudados os retificadores monofásico e trifásico de três níveis, utilizando a técnica de controle denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada. Para possibilitar a operação com alta frequência de comutação e alta eficiência, são aplicadas a estes conversores, inicialmente, a técnica de comutação suave que utiliza circuitos snubbers passivos não dissipativos e, posteriormente, a técnica de comutação não dissipativa com grampeamento ativo de tensão nos interruptores.

CAPÍTULO I

RETICADORES COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA: CIRCUITOS, MODULAÇÃO E TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo trata do fator de potência em retificadores, mostrando os circuitos mais empregados, a utilização da técnica de controle denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada e as técnicas de comutação utilizadas.

Os retificadores de três níveis são apresentados como opções para correção do fator de potência, por apresentarem como características relevantes reduzido número de semicondutores e baixas perdas por condução.

Os problemas relacionados com a comutação, inerente aos retificadores baseados no conversor boost, tais como os retificadores de três níveis, podem ser solucionados com o emprego de snubbers passivos não dissipativos e circuitos que proporcionam comutação não dissipativa e grampeamento ativo.

Neste capítulo são descritos o objetivo central, a motivação e os temas desenvolvidos ao longo deste trabalho.

1.2 CARGAS NÃO LINEARES LIGADAS AO SISTEMA COMERCIAL DE FORNECIMENTO DE ENERGIA ELÉTRICA

Uma carga é dita não linear quando, ligada a uma fonte de tensão senoidal, drena uma corrente distorcida contendo uma componente fundamental e uma série de harmônicas.

A Fig. 1.1 ilustra um exemplo típico de carga não linear - o retificador monofásico constituído por uma ponte de diodos alimentando uma carga com filtro capacitivo.

Em razão da presença do capacitor com elevado valor de capacitância, necessário para reduzir a ondulação da tensão contínua de saída, a corrente de entrada apresenta um valor de pico elevado e circula durante um pequeno intervalo do período da tensão da fonte de alimentação senoidal. Este conversor apresenta baixo fator de potência e elevado nível de distorção harmônica da corrente drenada da fonte de alimentação.

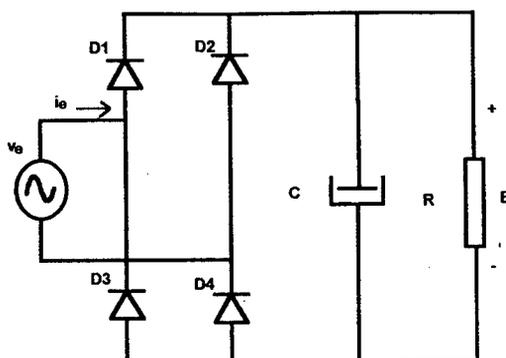


Fig. 1.1 - Carga não linear típica.

As formas de ondas e grandezas pertinentes ao fator de potência são apresentadas na Fig. 1.2.

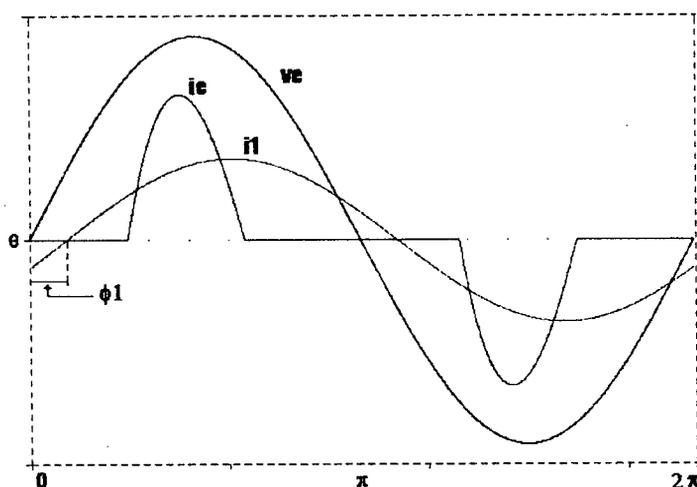


Fig. 1.2 - Formas de onda de tensão e corrente para carga não linear.

O fator de potência que representa a relação entre a potência ativa fornecida à carga e a potência aparente total é dado por (1.1).

$$fp = \frac{\cos(\Phi_1)}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (1.1)$$

Em (1.1) THD representa a taxa de distorção harmônica total da corrente e Φ_1 o ângulo de defasagem entre a tensão e a componente fundamental de corrente.

A presença de componentes harmônicas na corrente, drenada por uma carga não linear, pode causar os seguintes problemas ao sistema de alimentação:

- distorção da tensão no ponto de conexão da carga não linear, causando:

- excesso de ruído audível e sobreaquecimento em transformadores, motores e geradores;
- oscilações mecânicas em motores;
- mal funcionamento de equipamentos conectados à rede.
- redução do fator de potência, implicando redução da capacidade de fornecimento de potência útil;
- interferências em sistemas de comunicação;
- elevação das perdas ôhmicas nos condutores das linhas de transmissão, linhas de distribuição e transformadores.

A redução do conteúdo harmônico e a elevação do fator de potência em conversores estáticos, podem ser obtidas através das técnicas de correção passiva e técnicas de correção ativa do fator de potência.

As técnicas de correção passiva utilizam apenas elementos passivos, indutores e capacitores, associados como filtros que eliminam ou atenuam componentes harmônicas específicas, geralmente de baixa ordem. Também podem ser utilizados transformadores com conexões especiais para a eliminação de componentes harmônicas. Em geral, as técnicas passivas são simples e de alta robustez, porém resultam em conversores que apresentam elevado peso e volume. A corrente drenada da fonte de alimentação apresenta componentes harmônicas de baixa ordem e/ou a componente fundamental defasada relativamente à tensão da fonte de alimentação.

As técnicas de correção ativa utilizam conversores que impõem à corrente drenada, através de um circuito de controle apropriado, forma senoidal e defasagem nula com relação à tensão da fonte de alimentação. As técnicas de correção ativa apresentam melhor qualidade na forma de onda da corrente, melhor resposta dinâmica, menor peso e volume, quando comparadas às técnicas de correção passivas, apresentando no entanto maior índice de interferência eletromagnética e complexidade de circuito. A confiabilidade é diminuída em função do aumento da complexidade.

1.3 RETIFICADORES UTILIZADOS PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

O retificador monofásico do tipo ponte completa a diodos, associado ao conversor boost, é amplamente utilizado em correção ativa de fator de potência [12], utilizando para tanto a técnica de imposição da corrente de entrada e regulação da tensão de saída, denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

O emprego desta técnica de correção ativa é justificado por apresentar as seguintes características, desejáveis em correção de fator de potência:

- baixo nível de interferência eletromagnética, comparado a outras técnicas e conversores, visto que a corrente de entrada é contínua;
- a posição do interruptor em relação à referência simplifica a concepção do circuito de acionamento desta.

O diagrama esquemático apresentado na Fig. 1.3 mostra o retificador do tipo ponte completa a diodos, associado ao conversor boost com controle por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

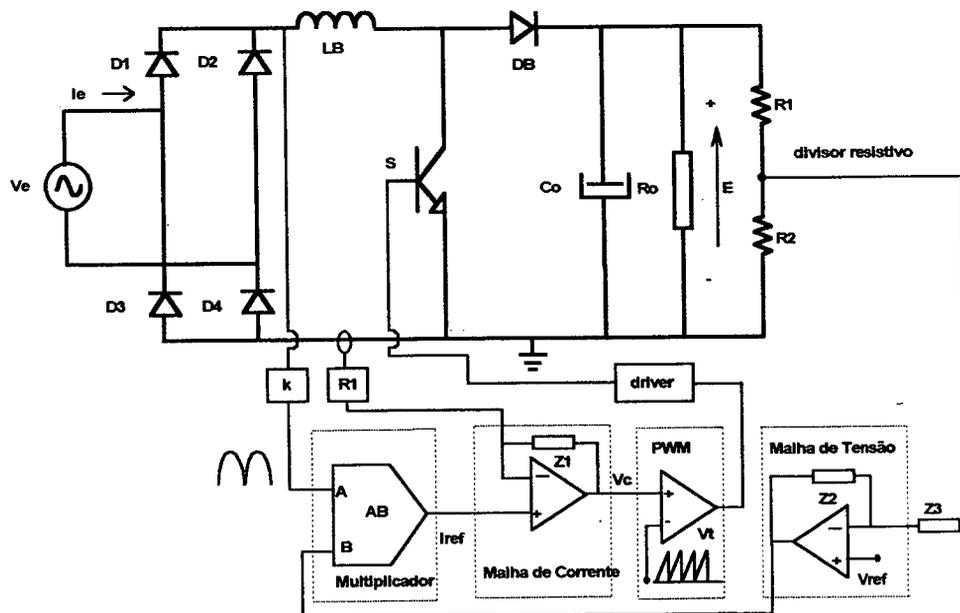


Fig. 1.3 - Retificador associado ao conversor boost com controle por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

No diagrama da Fig. 1.3, a corrente em L_B e por conseguinte na entrada do conversor, segue, por imposição da malha de corrente, uma referência senoidal cuja forma

é obtida da amostragem da tensão da fonte de alimentação retificada e a amplitude é determinada pela malha de tensão que regula o valor médio da tensão de saída do conversor.

Diversas técnicas de comutação suave podem ser aplicadas ao retificador com correção do fator de potência [13], [14], [15], valendo-se da utilização de circuitos que normalmente empregam interruptores auxiliares e elementos que armazenam energia, possibilitando a operação com altas frequências de comutação, que implica redução do volume do conversor, mantendo elevado rendimento, aumentando, no entanto, a complexidade do circuito de controle e do conversor por completo.

As perdas em condução, para o conversor mostrado na Fig. 1.3, são reflexos da circulação simultânea de corrente em três semicondutores, tanto na etapa de acumulação de energia, através de dois diodos da ponte retificadora e do interruptor, como durante a etapa de transferência de energia, através de dois diodos da ponte retificadora e do diodo boost. Este conversor apresenta perdas por condução em níveis considerados elevados.

A operação com baixas perdas de condução é obtida através da integração do conversor boost ao retificador que resulta no conversor apresentado em [16]. Neste conversor, a corrente flui simultaneamente apenas em dois semicondutores em quaisquer das etapas de operação. O diagrama esquemático do conversor é apresentado na Fig. 1.4.

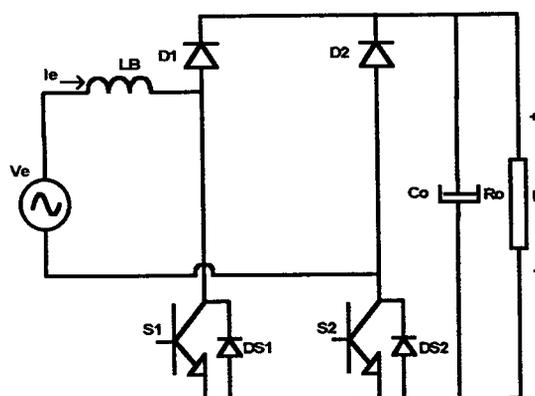


Fig. 1.4 – Retificador monofásico com baixas perdas em condução.

As técnicas de comutação suave empregadas em conversores CC-CC e no retificador do tipo ponte a diodos associado ao conversor boost, mostrado na Fig. 1.3, podem ser aplicadas a este conversor, reduzindo as perdas de comutação e aumentando a eficiência global do conversor.

Em [17], diversas técnicas de comutação suave incorporadas a este conversor são apresentadas. O trabalho apresenta também a operação do conversor com modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

Em se tratando de correção ativa do fator de potência para fontes com alimentação trifásica, são apresentadas na literatura diversas topologias que utilizam o retificador do tipo ponte a diodos associado ao conversor boost, que resultam em conversores denominados retificadores Boost-PWM não isolados. Estes conversores são capazes de operar com distorção harmônica da corrente de entrada menor que 5%, conforme as restrições estabelecidas por normas internacionais, tais como IEEE 519, IEC-1000-3-2/4.

As diversas configurações de conversores trifásicos podem apresentar dois ou três níveis para tensão aplicada a cada indutor boost, ou indutor de filtragem da corrente de entrada, que por sua vez podem ser localizados no lado CA ou CC da ponte retificadora.

Em geral, as características desejáveis nos retificadores Boost-PWM que os tornam atrativos para correção do fator de potência são: topologias que minimizem os esforços de corrente nos interruptores, perdas reduzidas, baixas tensões de bloqueio para os interruptores e baixos valores de corrente de recuperação reversa para os diodos, que confere aos conversores alta confiabilidade. Outras características desejáveis são reduzido número de semicondutores e boa qualidade da corrente absorvida da fonte de alimentação, implicando baixo custo e reduzido volume de filtro.

A referência [18] descreve topologias de retificadores trifásicos do tipo Boost-PWM que fornecem tensão contínua não isolada. Algumas destas topologias são apresentadas a seguir.

O retificador de seis pulsos, constituído por uma ponte completa de interruptores, é mostrado na Fig. 1.5. Este conversor permite fluxo bidirecional de potência, porém os interruptores são submetidos a correntes com valores eficazes elevados, quando comparados aos de outras topologias, além de necessitar de elevadas frequências de comutação para redução do filtro de entrada. O conversor é portanto caro e de baixa confiabilidade e eficiência.

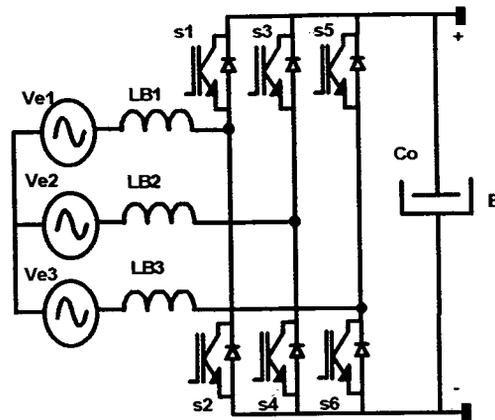


Fig. 1.5 - Retificador tipo ponte completa.

O conversor apresentado por [19] e mostrado na Fig. 1.6 é simples e de baixo custo, porém opera em condução descontínua, gerando elevados níveis de interferência eletromagnética.

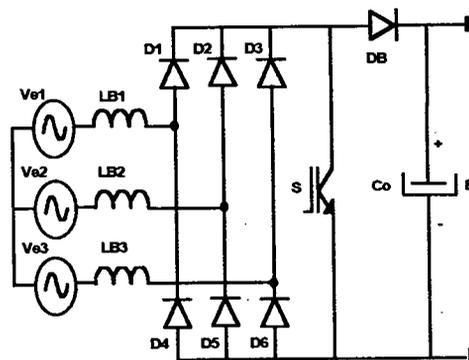


Fig. 1.6 - Retificador associado ao conversor boost operando em condução descontínua.

Os conversores apresentados nas figuras 1.7, 1.8 e 1.9 podem operar com fator de potência unitário e com pequena parcela da corrente de entrada, circulando através dos interruptores. A maior parcela da corrente de entrada circula através dos diodos da ponte retificadora. Desta forma, são conferidas a tais conversores as características relevantes de baixo custo, perdas reduzidas e alta confiabilidade. Apresentam como limitação a capacidade de só operarem com fluxo unidirecional de potência.

Conectando os interruptores do conversor mostrado na Fig. 1.7 ao ponto central da associação de dois capacitores de filtragem da tensão de saída, como mostra a Fig. 1.10, resulta no retificador trifásico de três níveis, apresentado em [20].

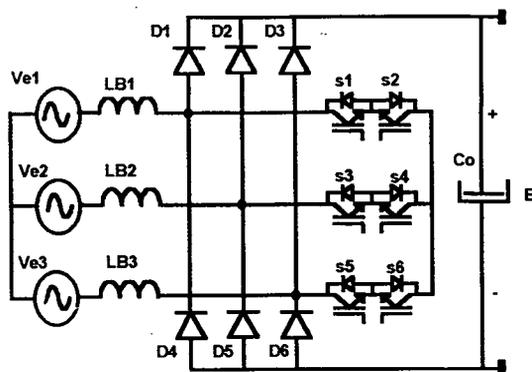


Fig. 1.7 - Retificador tipo Boost-PWM empregando sub-topologia em conexão estrela.

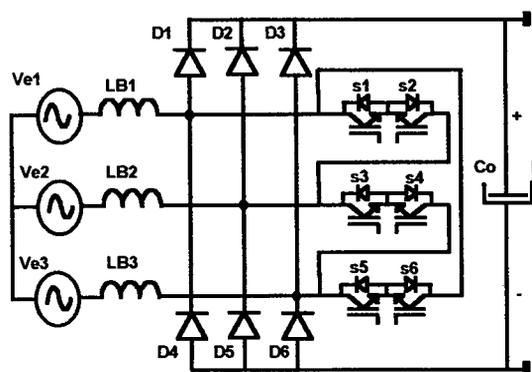


Fig. 1.8 - Retificador tipo Boost-PWM empregando sub-topologia em conexão delta.

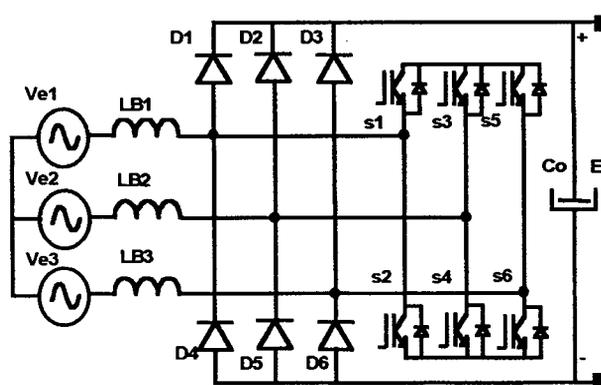


Fig. 1.9 - Retificador tipo Boost-PWM empregando sub-topologia auxiliar do tipo inversor em ponte completa.

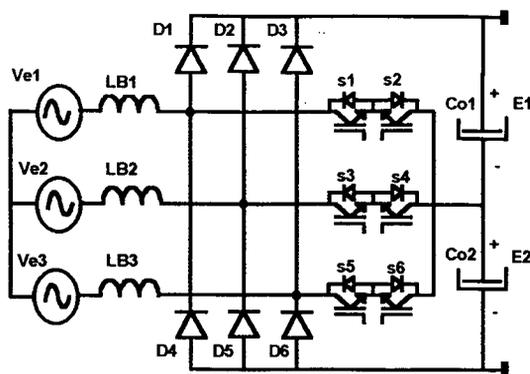


Fig. 1.10 - Retificador trifásico de três níveis.

Segundo a análise comparativa feita em [21], o retificador trifásico de três níveis pode operar com metade das perdas, quando comparado à operação dos conversores mostrados nas figuras 1.7, 1.8 e 1.9. Apresenta ainda melhor performance para corrente de entrada, implicando menor custo e volume dos indutores de filtragem. Outro mérito deste conversor é o fato de a tensão de bloqueio dos interruptores ser a metade da tensão de saída total. Como desvantagem, é citada a necessidade de uma malha de controle capaz de anular possíveis desequilíbrios entre as tensões de cada saída.

Os problemas relativos à comutação de interruptores em conversores estáticos podem ser minimizados com o emprego de circuitos que limitam as derivadas de corrente, $\left(\frac{di}{dt}\right)$, durante a entrada em condução, e derivadas de tensão, $\left(\frac{dv}{dt}\right)$, durante o bloqueio, reduzindo a dissipação de energia e a geração de ruídos eletromagnéticos.

Para o conversor boost perdas substanciais ocorrem no interruptor durante a entrada em condução já que este é submetido simultaneamente a uma corrente crescente e a tensão total de saída. O mecanismo de recuperação reversa do diodo deste conversor produz elevado valor de derivada de corrente, $\left(\frac{di}{dt}\right)$, e picos acentuados de corrente através do interruptor. Durante a recuperação reversa do diodo ocorrem oscilações de altíssimas frequências as quais contribuem de forma significativa para a elevação do nível de interferência eletromagnética.

Dentre vários circuitos, destinados a proporcionar comutação suave nos interruptores dos conversores estáticos, propostos e analisados na literatura, o snubber de Undeland, apresentado em [22], é simples e adequado à utilização em inversores.

O snubber de Undeland apresenta, no entanto, em seu princípio de funcionamento, perdas de energia através de um resistor, proporcionais à frequência de comutação, tornando-o não recomendado para conversores que operam em altas frequências e com requisito de alta eficiência.

Snubbers do tipo passivo não dissipativo podem operar com perdas praticamente nulas, apresentando alta eficiência e portanto são indicados para conversores cujo requisito de alta eficiência seja desejável. Estes circuitos não requerem a utilização de semicondutores comandados, apresentando, desta forma, menor custo com maior simplicidade e confiabilidade, quando comparados com as técnicas de comutação ativas.

A referência [23] apresenta um sumário e a descrição de circuitos snubbers utilizados em inversores.

Em [24] um circuito snubber é aplicado ao conversor CC-CC abaixador a GTO's, onde a presença do circuito de ajuda à comutação possibilita a elevação da eficiência do conversor e a redução no volume de dissipadores.

Especificamente para o conversor boost, variações topológicas de snubbers passivos não dissipativos são apresentadas e analisadas nas referências [25] e [26]. Os conversores propostos operam com a comutação suave no bloqueio e na entrada em condução do interruptor, dentro de uma larga faixa de variação de carga.

A justificativa para utilização de snubber passivo não dissipativo em conversores de alta potência é apresentada em [27], baseada na comparação de eficiência entre dois conversores do tipo boost, um operando com circuito de comutação ativa e outro com um circuito snubber passivo não dissipativo. O estudo mostrou que o método passivo apresenta maior eficiência em regiões de operação com altas potências.

A técnica de comutação não dissipativa denominada grampeamento ativo, utilizada em conversores com comando assimétrico foi proposta inicialmente em [28], onde a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador do conversor Flyback é transferida para um capacitor de armazenamento, através de um interruptor dito auxiliar, acionado de forma complementar ao interruptor, denominado principal, do conversor Flyback. Esta técnica permite comutação ZVS sem esforços adicionais de tensão nos interruptores comandáveis do conversor, com grampeamento da tensão sob o interruptor principal.

Em [29], foram propostas diversas topologias para os conversores CC-CC básicos e conversores CC-CC isolados, com modulação PWM, comutação não dissipativa com grameamento ativo de tensão. Um estágio pré-regulador, constituído por um retificador monofásico associado ao conversor boost, utilizando a técnica de comutação não dissipativa com grameamento ativo, foi também proposto, abrindo a possibilidade para aplicação desta técnica a outras topologias de estágios pré-reguladores baseados no conversor boost, tais como os retificadores monofásico e trifásico de três níveis.

1.4 MOTIVAÇÃO E DESCRIÇÃO DO TRABALHO DESENVOLVIDO

As fontes de energia para alimentar sistemas de telecomunicações apresentam normalmente a estrutura mostrada na Fig. 1.11, sendo um estágio retificador com correção do fator de potência e um estágio CC-CC isolado com regulação da tensão de saída.

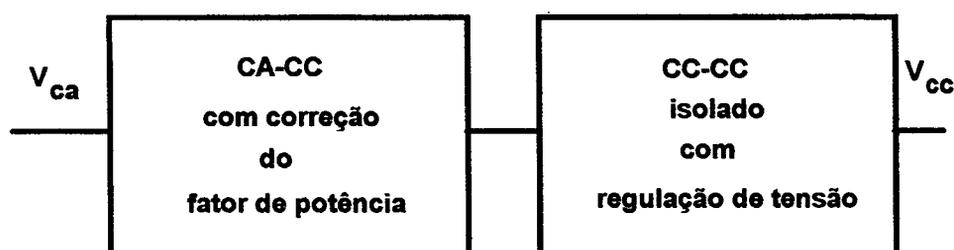


Fig. 1.11 – Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação para sistemas de telecomunicações.

Algumas características relacionadas com qualidade de energia são requisitos exigidos em fontes para telecomunicações, as quais podem orientar e direcionar pesquisas na área de conversores empregados nessas fontes. Estas características são descritas em [30] e citadas abaixo:

→ operação com altos níveis de potência, constituindo grande parcela da potência drenada de um determinado ponto de fornecimento de energia elétrica, e contribuindo portanto, de forma decisiva, com os problemas causados por cargas não lineares;

→ as fontes devem proporcionar alta continuidade de serviço, diminuindo a necessidade de fontes ininterruptas de energia, item obrigatório em telecomunicações;

→ apresentar alta eficiência, visto que têm operação contínua e com praticamente plena capacidade.

Diante do antes exposto, os retificadores com uso previsto em fontes para telecomunicações devem apresentar elevado fator de potência, baixa distorção harmônica para corrente drenada da fonte de alimentação, baixo nível de interferência eletromagnética, alta eficiência e robustez.

Este trabalho tem como proposta a concepção de estágios retificadores monofásico e trifásico, com utilização em fontes para telecomunicações. Os conversores devem apresentar alto fator de potência, baixa taxa de distorção harmônica, baixo nível de interferência eletromagnética, robustez, rendimento elevado e volume reduzido.

A proposta é baseada na utilização do retificador monofásico de três níveis e sua extensão para o caso trifásico. A correção do fator de potência é obtida utilizando-se a técnica de controle denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada. O trabalho trata a questão da comutação, empregando snubbers passivos não dissipativos e circuitos que proporcionam comutação não dissipativa com grameamento ativo de tensão nos interruptores dos retificadores.

Quando se trata de correção ativa do fator de potência, o retificador monofásico de três níveis tem sido objeto de grande interesse em aplicações práticas por apresentar as seguintes características, descritas em [31] e [32]:

→ reduzido número de semicondutores em virtude da integração do retificador e conversor boost;

→ baixas perdas por condução;

→ a tensão de bloqueio dos interruptores é metade da tensão de saída, culminado na especificação de semicondutores com baixa tensão de bloqueio e conseqüente reduzida resistência de condução;

→ a comutação do diodo ocorre com metade da tensão de saída, sendo portanto favorecida;

→ a corrente drenada da rede apresenta menor distorção harmônica do que a drenada por um retificador convencional, para a mesma tensão de saída.

A Fig. 1.12 mostra o retificador monofásico de três níveis.

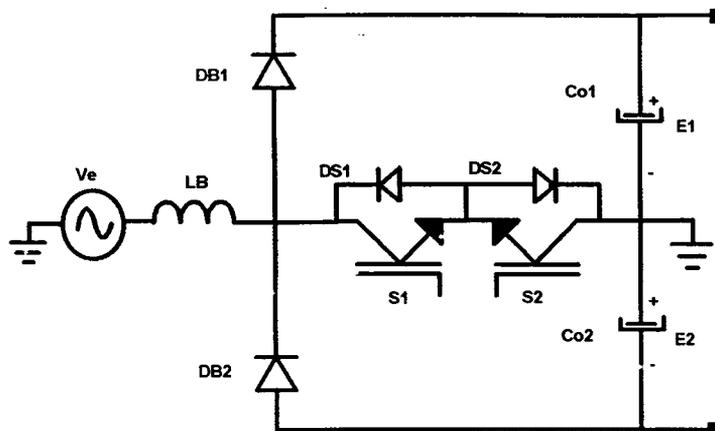


Fig. 1.12 - Retificador monofásico de três níveis.

A topologia do retificador trifásico de três níveis é mostrada na Fig. 1.13. Este retificador apresenta requisitos que o qualificam para aplicações em fontes para telecomunicações com potências entre 6 kW e 12 kW , dentre as quais pode-se citar:

- reduzido volume para os indutores do filtro de entrada e reduzida distorção harmônica da corrente drenada da fonte de alimentação;
- simplicidade de controle e comando por apresentar interruptor único, bidirecional em corrente, por fase;
- baixas perdas por condução;
- especificação dos interruptores e condições de comutação dos diodos idênticas às do retificador monofásico de três níveis.

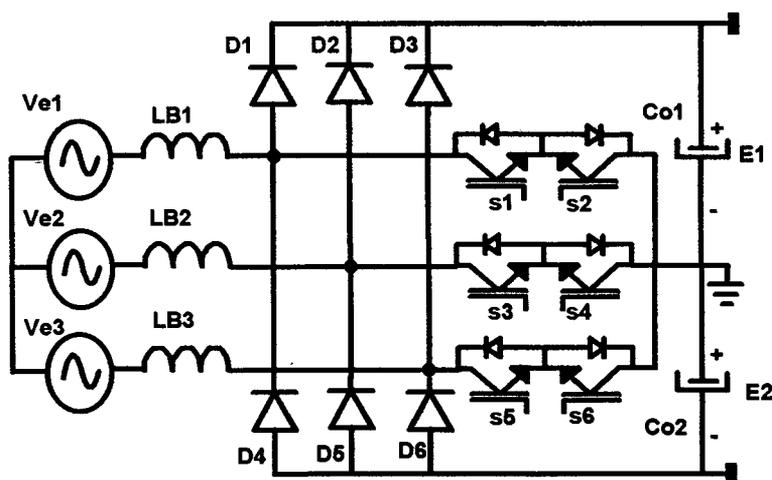


Fig. 1.13 - Retificador trifásico de três níveis.

Uma característica relevante dos retificadores de três níveis apresentados, quando da utilização como estágio de entrada de fontes para telecomunicações, é a presença do ponto médio na tensão de saída. O ponto médio possibilita o emprego de conversores CC-CC de múltiplos níveis, adequado a aplicações de altas tensões e altas potências.

No decorrer do presente trabalho, busca-se então a apresentação de problemas e a proposição de soluções, pertinentes à operação dos retificadores de forma favorável à utilização em fontes para telecomunicações, quais sejam:

→ estudo e elaboração de malhas de controle para regulação da tensão de saída de cada retificador;

→ estudo e elaboração de malhas de controle para imposição de correntes senoidais na rede de alimentação;

→ aplicação de técnicas de comutação suave que utilizem circuitos formados por elementos passivos e diodos, ou seja, snubbers passivos não dissipativos e conversores com comutação não dissipativa com grampeamento ativo de tensão.

1.5 – CONCLUSÕES

Este capítulo tratou da problemática do fator de potência e harmônicas relacionadas com conversores estáticos e soluções previstas na literatura. As soluções apresentadas são baseadas em retificadores monofásicos e trifásicos associados ao conversor boost, evidenciando-se características de eficiência, qualidade da forma de onda drenada da fonte de alimentação, custo, volume, robustez e eficiência.

Circuitos snubbers do tipo passivo não dissipativo são apresentados como solução para os problemas de comutação dos interruptores, por apresentarem baixo custo, simplicidade e confiabilidade. A utilização da técnica de comutação não dissipativa com grampeamento ativo de tensão nos interruptores é apresentada como outra opção para possibilitar a operação dos retificadores com altas frequências de comutação e baixas perdas por comutação.

O trabalho tem como objetivo central o estudo de retificadores que atendam exigências necessárias para a utilização em fontes de alimentação de sistemas de telecomunicações.

CAPÍTULO II

RETIFICADOR MONOFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM MODULAÇÃO POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS DA CORRENTE DE ENTRADA

2.1 INTRODUÇÃO

As fontes de alimentação apresentam normalmente um estágio de entrada constituído por um retificador a diodos associado a um filtro capacitivo na saída. Para manter determinado nível de ondulação na tensão de saída, a capacitância do filtro é de valor elevado resultando na absorção, da fonte de alimentação, de uma corrente com alta taxa de distorção harmônica e baixo fator de potência.

Com o intuito de reduzir a distorção harmônica e elevar o fator de potência, é introduzido entre o retificador e o filtro de saída um conversor denominado estágio pré-regulador, cujos interruptores comutam em alta frequência.

O estágio pré-regulador é um conversor comandado de forma tal que drena uma corrente senoidal e em fase com a tensão de alimentação, cuja amplitude é controlada de modo a fornecer à carga potência suficiente para manter a tensão de saída num valor regulado preestabelecido.

O princípio básico do estágio pré-regulador consiste em impor que a corrente de entrada siga uma referência de corrente, estabelecida pela multiplicação de um sinal amostrado a partir da tensão senoidal da rede, por um sinal de controle derivado da tensão de saída. O sinal derivado da tensão de entrada dá a forma e o derivado da tensão de saída dá a amplitude do sinal de referência de corrente.

A Fig. 2.1 mostra o esquema do retificador com filtro capacitivo na saída, utilizando um estágio pré-regulador.

O circuito pré-regulador normalmente empregado é um conversor boost operando no modo de condução contínua.

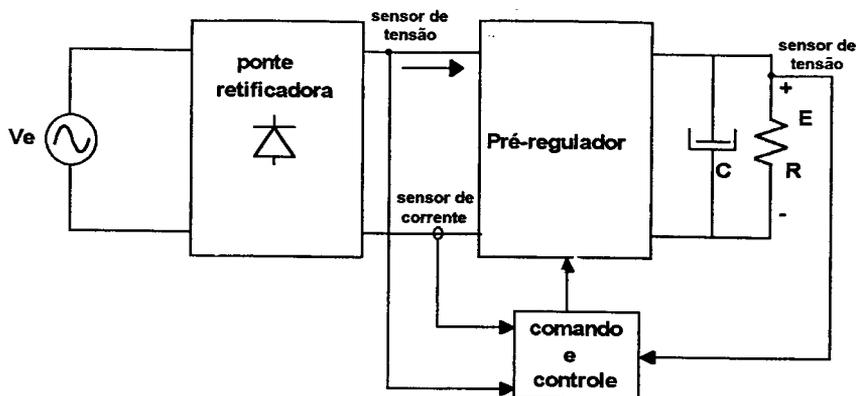


Fig. 2.1 - Retificador utilizando estágio pré-regulador.

A conversão CA-CC com alto fator de potência é obtida portanto a partir de dois conversores distintos, tendo como consequência a utilização de um grande número de semicondutores. Outro aspecto negativo é a baixa eficiência em função de elevadas perdas em condução. As elevadas perdas são provocadas pela circulação simultânea de corrente em três semicondutores em todas as etapas de operação do conversor resultante.

As perdas em condução podem ser reduzidas significativamente integrando-se o retificador e o conversor boost. O retificador do tipo dobrador de tensão ou retificador de três níveis apresenta esta integração, sendo portanto um conversor que opera com alta eficiência. Neste conversor, são baixas as perdas em condução visto que somente um ou dois semicondutores conduzem simultaneamente.

Uma característica relevante do retificador de três níveis é a existência do ponto médio entre duas tensões nos estágios de saída, podendo estar disponíveis para alimentação de conversores CC-CC de múltiplos níveis. A presença de dois estágios de saída necessita, no entanto, de uma malha de controle que imponha o equilíbrio entre as tensões.

Neste capítulo, é analisado o retificador monofásico de três níveis, no que se refere a sua operação em regime permanente, bem como operação dinâmica. Para este retificador é realizado o estudo do estágio de potência, das malhas de controle que impõem corrente senoidal na fonte de alimentação e das malhas que regulam as tensões de saída.

A técnica de controle utilizada é denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada, obtendo-se, na saída de cada conversor, tensão constante, regulada e independente das variações de carga ou do nível da tensão de alimentação. A corrente drenada possui forma senoidal e em fase com a tensão de alimentação.

2.2 RETIFICADOR DE TRÊS NÍVEIS

A topologia do retificador monofásico de três níveis, ou retificador monofásico do tipo dobrador de tensão, é mostrada na Fig. 2.2. O retificador é constituído por dois diodos, D_{B1} e D_{B2} , denominados diodos boost, comutando em alta frequência, e dois interruptores, SP_1 e SP_2 , unidirecionais em corrente. O conversor apresenta também um indutor de armazenamento de energia, denominado indutor boost, localizado no lado CA. O estágio de saída é constituído por dois capacitores com um ponto de conexão comum, de tal forma que o conversor apresenta duas saídas distintas com mesmo valor médio de tensão, onde a carga pode ser conectada. O ponto de conexão comum dos capacitores é ligado ao neutro da fonte de alimentação do retificador.

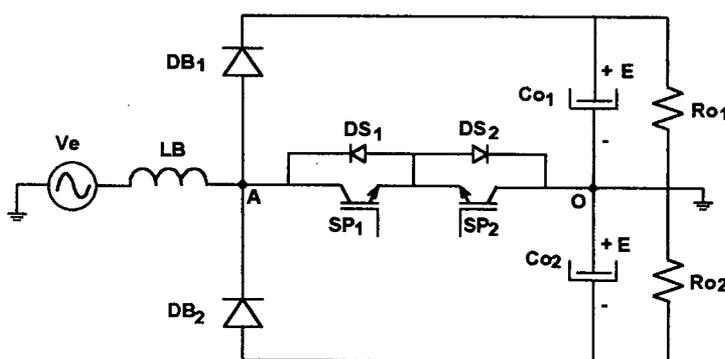


Fig. 2.2 - Retificador monofásico de três níveis.

2.2.1 PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO E ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para o retificador monofásico de três níveis, um diodo boost opera de forma complementar com um interruptor durante meio ciclo da tensão da fonte de alimentação. No semiciclo seguinte tanto o diodo boost como o interruptor permanecem bloqueados, enquanto cada estágio de saída, constituído pelo capacitor de filtragem e resistor de carga, recebe energia durante o intervalo de meio ciclo da fonte de alimentação.

Dois conversores do tipo boost, um operando no semiciclo positivo e o outro no semiciclo negativo da tensão de entrada, compõem a topologia do retificador de três níveis. As partes comuns de cada conversor boost são a fonte de alimentação e o indutor boost. Por outro lado, as partes distintas são os diodos, os interruptores e os estágios de saída.

O conversor apresenta quatro etapas distintas de operação, duas para cada semiciclo da tensão de alimentação.

- Semiciclo positivo da tensão de entrada:

A Fig. 2.3 apresenta a primeira etapa de operação, denominada etapa de acumulação de energia.

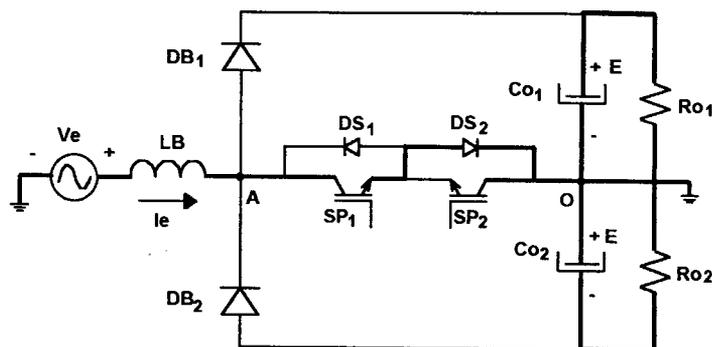


Fig. 2.3 - Etapa de acumulação de energia durante o semiciclo positivo da tensão de entrada.

Durante esta etapa, o interruptor SP_1 se encontra em condução e a fonte de alimentação transfere energia para o indutor boost com o crescimento da corrente através deste. Nos estágios de saída, cada capacitor fornece energia ao resistor de carga correspondente. Verifica-se que dois semicondutores conduzem simultaneamente a corrente de entrada.

A Fig. 2.4 mostra a segunda etapa de operação, denominada etapa de transferência de energia.

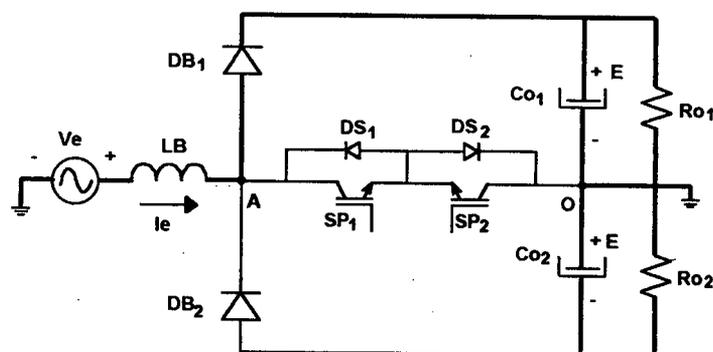


Fig. 2.4 - Etapa de transferência de energia durante o semiciclo positivo da tensão de entrada.

Quando o interruptor SP_1 é bloqueado, a corrente de entrada é comutada para o diodo DB_1 . O indutor boost e a fonte de alimentação transferem energia para a rede Ro_1 e Co_1 que constituem um estágio de saída. A corrente de entrada circula somente através de um semicondutor durante esta etapa.

Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada o capacitor Co_2 transfere energia ao resistor Ro_2 , resultando portanto na redução da tensão nos seus terminais, pois o diodo DB_2 permanece bloqueado, portanto não havendo possibilidade de transferência de energia para esse estágio de saída, a partir da fonte de alimentação.

- Semiciclo negativo da tensão de entrada:

Durante o semiciclo negativo ocorrem duas etapas distintas tal como no semiciclo positivo, sendo que:

- inverte-se o sentido de corrente no indutor;
- o diodo DB_2 conduz alternadamente com o interruptor SP_2 ;
- o diodo DB_1 e o interruptor SP_1 permanecem bloqueados;
- o estágio de saída formado pelo capacitor Co_1 resistor Ro_1 não recebe energia da fonte de alimentação.

A primeira etapa referente ao semiciclo negativo da tensão de entrada é apresentada na Fig. 2.5. A fonte de entrada fornece energia ao indutor boost. Os capacitores se descarregam através da carga.

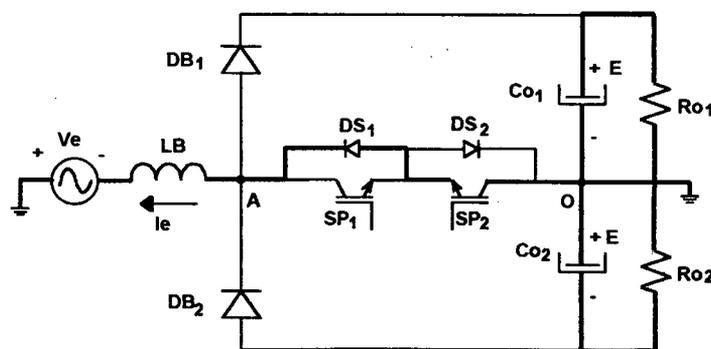


Fig. 2.5 - Etapa de acumulação de energia durante o semiciclo negativo da tensão de entrada.

A segunda etapa referente ao semi-ciclo negativo da tensão de entrada é apresentada na Fig. 2.6. Esta é a etapa de transferência de energia do indutor boost e fonte de entrada para o estágio de saída correspondente, através do diodo DB_2 .

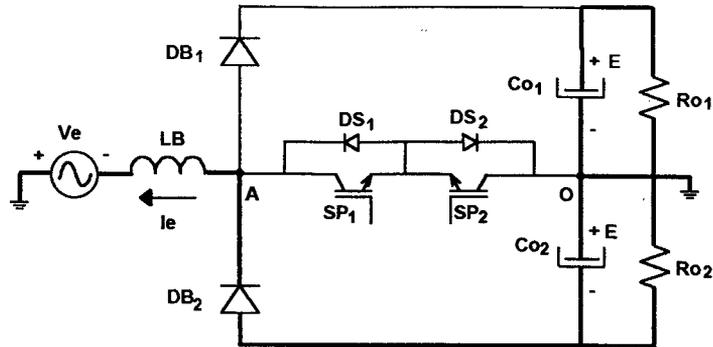


Fig.2.6 - Etapa de transferência de energia durante o semiciclo negativo da tensão de entrada.

Operando com correção de fator de potência, a forma de onda da corrente de entrada, considerando uma frequência de comutação baixa para efeito de ilustração, é apresentada na Fig. 2.7.

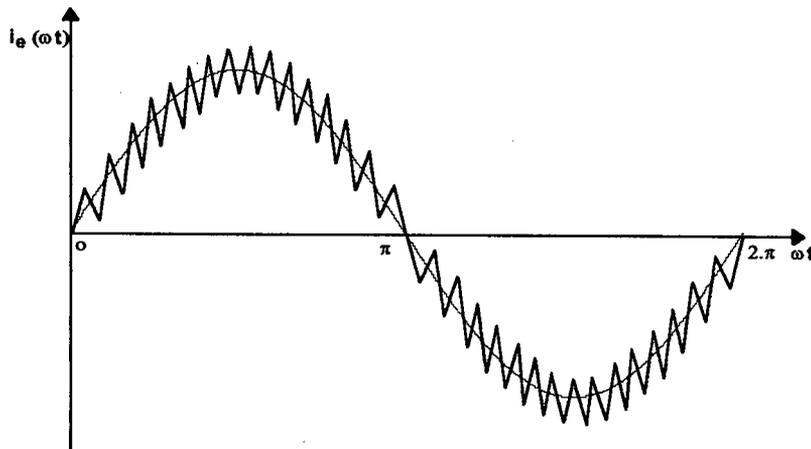


Fig.2.7 - Corrente de entrada.

As formas de onda de corrente no interruptor SP_1 e diodo DB_1 são apresentadas nas figuras 2.8 e 2.9, respectivamente.

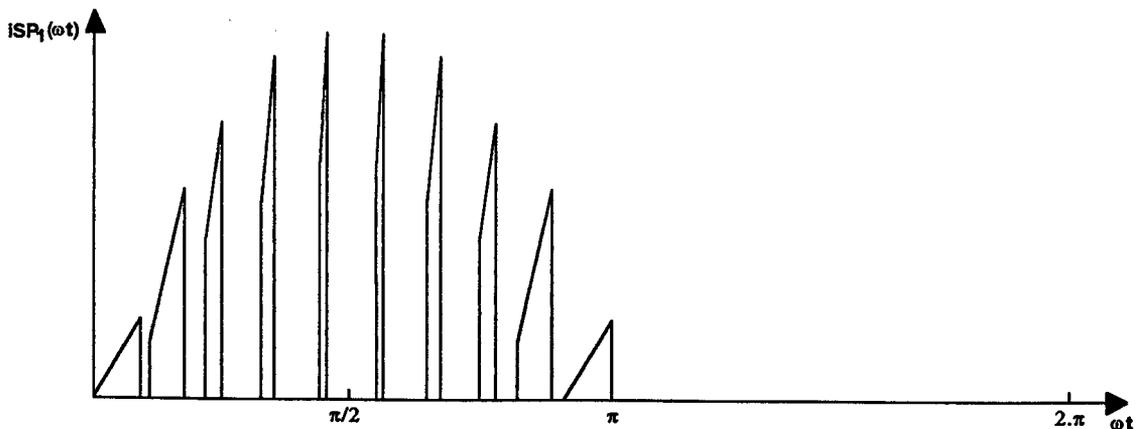


Fig.2.8 - Corrente no interruptor SP_1 .

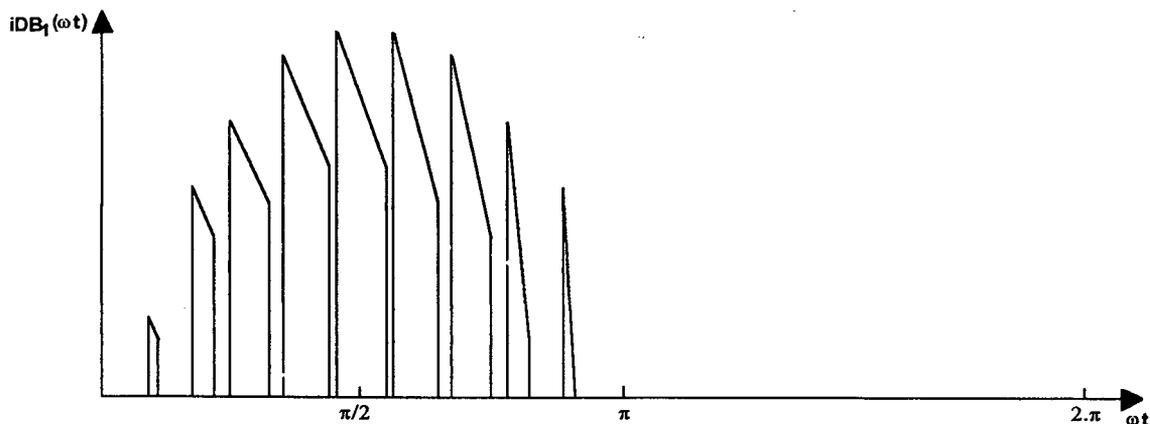


Fig. 2.9 - Corrente no diodo DB_1 .

As formas de onda de corrente no interruptor SP_2 e no diodo DB_2 são apresentadas nas figuras 2.10 e 2.11, respectivamente.

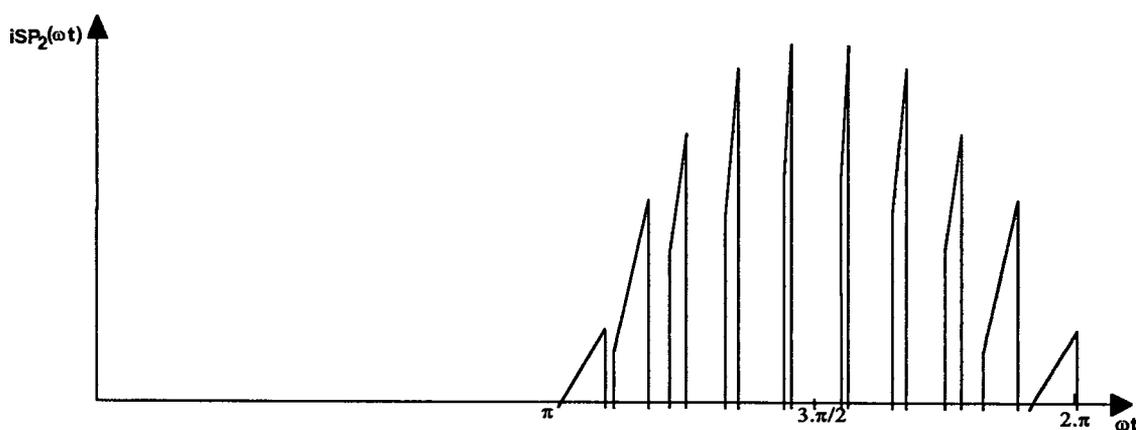


Fig. 2.10 - Corrente no interruptor SP_2 .

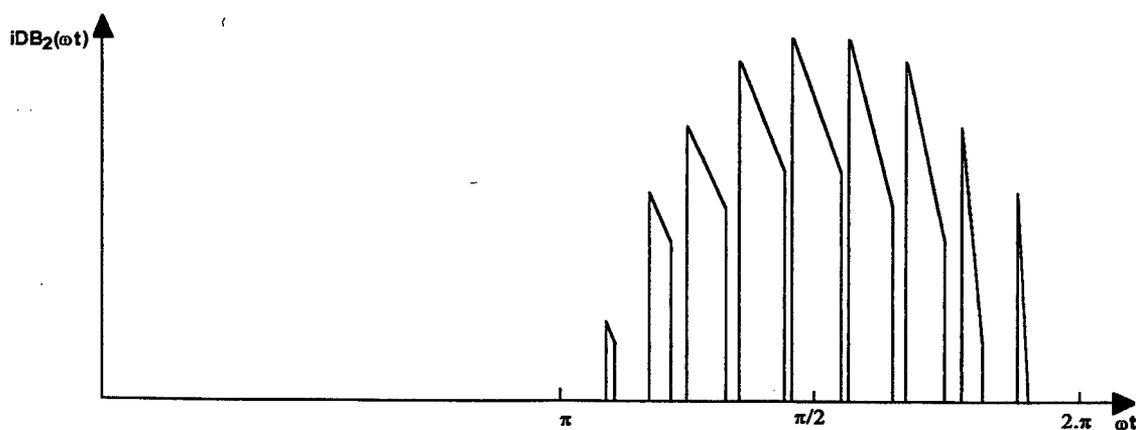


Fig. 2.11 - Corrente no diodo DB_2 .

A tensão entre o ponto A , na entrada do retificador, e centro dos capacitores de saída, ponto O , apresenta três valores possíveis, de acordo com o sentido da corrente de entrada e do semicondutor que se encontra em estado de condução. Assim, durante o semi-

ciclo positivo da tensão de entrada, quando o diodo DB_1 conduz a corrente de entrada a tensão V_{AO} vale $+E$, e quando o interruptor SP_1 conduz, a tensão V_{AO} vale zero. De outra forma, no semiciclo negativo da tensão de entrada, quando o diodo DB_2 conduz a corrente de entrada, a tensão V_{AO} vale $-E$, e zero quando o interruptor SP_2 conduz. A tensão V_{AO} apresenta portanto três níveis distintos, quais sejam $+E$, zero e $-E$.

A Fig. 2.12 mostra a forma de onda da tensão V_{AO} , para um ciclo da tensão de alimentação do retificador.

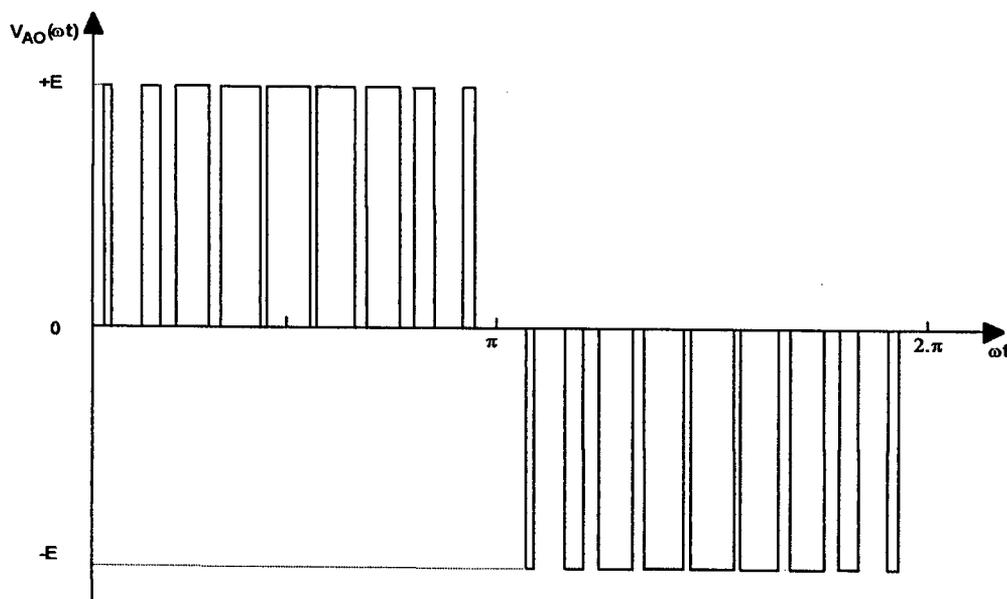


Fig. 2.12 – Forma de onda da tensão entre os pontos A e O.

2.3 ANÁLISE QUANTITATIVA DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

2.3.1 OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

Para efeito de análise da operação em regime permanente, o retificador monofásico de três níveis pode ser visualizado como dois conversores do tipo boost, onde cada conversor opera apenas por meio ciclo da tensão da fonte de alimentação.

O diagrama da Fig. 2.13 representa o circuito que recebe energia da fonte de alimentação durante o semiciclo positivo, a partir do qual é realizada a análise para operação em regime permanente e com fator de potência unitário do retificador.

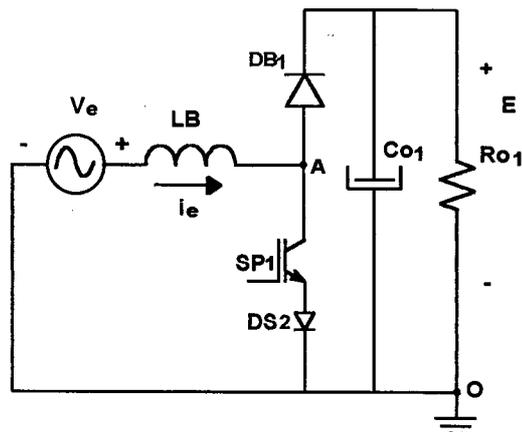


Fig. 2.13 - Representação do conversor para um semiciclo da tensão de entrada.

Desconsiderando-se a ondulação de alta frequência, a corrente no indutor apresenta forma senoidal no intervalo correspondente ao semiciclo positivo de entrada e valor nulo durante o semiciclo negativo de v_e . Assim:

$$i_e(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot I_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.1)$$

Em (2.1) I_e é o valor eficaz da corrente de entrada.

A corrente é nula durante o semiciclo negativo da corrente de entrada.

$$i_e(\omega \cdot t) = 0 \quad \pi < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.2)$$

Seja a tensão de entrada dada por (2.3).

$$v_e(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.3)$$

Sendo V_e o valor eficaz da tensão de entrada.

A potência instantânea fornecida pela fonte de alimentação é dada por (2.4).

$$p_e(\omega \cdot t) = v_e(\omega \cdot t) \cdot i_e(\omega \cdot t) \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.4)$$

Substituindo (2.1) e (2.3) em (2.4), obtém-se:

$$p_e(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \sqrt{2} \cdot I_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.5)$$

Resolvendo

$$p_e(\omega \cdot t) = 2 \cdot V_e \cdot I_e \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \quad (2.6)$$

Ou

$$p_e(\omega \cdot t) = V_e \cdot I_e \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)] \quad (2.7)$$

No semi-ciclo negativo da tensão de entrada a potência instantânea é nula, assim:

$$p_e(\omega \cdot t) = 0 \quad \pi < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.8)$$

Seja a energia acumulada no indutor durante um período de comutação desprezível quando comparada à energia total transferida à carga num período correspondente ao ciclo da rede. Desta forma, a potência instantânea fornecida ao estágio de saída é igual à potência instantânea cedida pela fonte de alimentação. Então, para o semiciclo positivo de v_e , a potência instantânea de saída é dada por (2.9).

$$p_s(\omega \cdot t) = V_e \cdot I_e \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)] \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.9)$$

Durante o semi-ciclo negativo de v_e a potência instantânea fornecida ao estágio de saída é nula. Assim:

$$p_s(\omega \cdot t) = 0 \quad \pi < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.10)$$

Considerando-se sem ondulação a tensão nos terminais do capacitor C_{o1} , a corrente fornecida ao estágio de saída, através do diodo DB_1 , é proporcional à potência instantânea de saída. Então:

$$i_s(\omega \cdot t) = \frac{p_s(\omega \cdot t)}{E} \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.11)$$

Substituindo (2.9) em (2.11) obtém-se:

$$i_s(\omega \cdot t) = \frac{V_e \cdot I_e \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{E} \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.12)$$

A equação (2.12) representará o valor médio instantâneo da corrente através de DB_1 , ou seja, o valor médio da corrente a cada ciclo de comutação, ao longo de meio ciclo da tensão de alimentação.

A corrente fornecida ao estágio de saída no semiciclo negativo da tensão de entrada é nula, visto que o diodo DB_1 se encontra bloqueado. Durante este intervalo, o capacitor C_{o1} se descarrega através da carga. Assim, a corrente de saída para este intervalo é dada por (2.13).

$$i_s(\omega \cdot t) = 0 \quad \pi < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.13)$$

A Fig. 2.14 mostra as formas de onda para tensão e corrente de entrada, potência instantânea fornecida pela fonte de alimentação e absorvida pela carga, bem como a forma de onda da corrente fornecida ao estágio de saída.

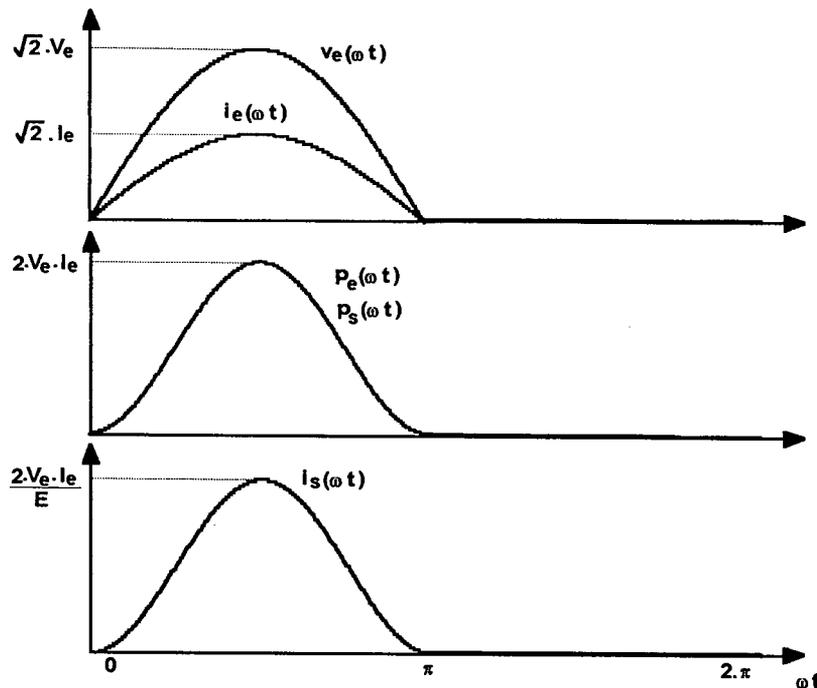


Fig. 2.14 - Tensão e corrente de entrada, potências de entrada e saída e corrente de saída.

2.3.2 – VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

Sendo a tensão de saída do conversor constante e a tensão de entrada definida por uma função senoidal, para operação do conversor com frequência de comutação constante, a razão cíclica varia a cada período de comutação, ao longo do ciclo da tensão da fonte de alimentação.

A relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, a cada ciclo de comutação, é a expressão válida para o ganho estático do conversor boost no modo de operação contínua da corrente de entrada, com a tensão de entrada e razão cíclica variando com o tempo.

$$\frac{E}{v_e(\omega \cdot t)} = \frac{1}{1 - D(\omega \cdot t)} \quad (2.14)$$

Substituindo (2.3) em (2.14), obtém-se (2.15).

$$\frac{E}{\sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} = \frac{1}{1 - D(\omega \cdot t)} \quad (2.15)$$

Definindo-se a relação entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão de entrada como o parâmetro β , tem-se que:

$$\beta = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot V_e} \quad (2.16)$$

Substituindo (2.16) em (2.15), obtém-se a expressão da razão cíclica dada por (2.17).

$$D(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.17)$$

A Fig. 2.15 mostra a variação da razão cíclica do sinal de comando do interruptor SP_1 , durante o intervalo de meio período da tensão de alimentação.

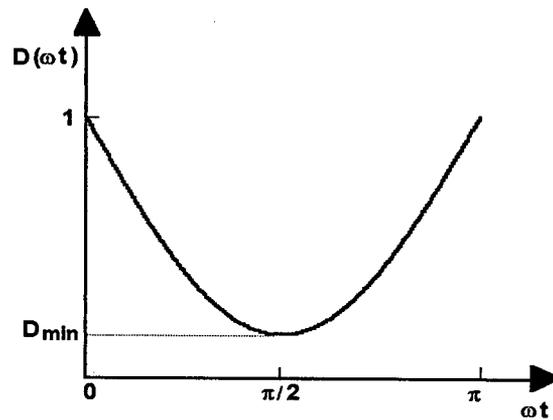


Fig. 2.15 - Variação da razão cíclica para meio ciclo da tensão de alimentação.

Em meio ciclo da tensão de alimentação, a razão cíclica varia entre um valor mínimo, que é função do parâmetro β , e ocorre no instante da passagem pelo pico da tensão de alimentação quando $\omega t = \pi/2$, e a unidade, que ocorre no instante da passagem por zero da tensão de alimentação.

O valor mínimo de razão cíclica é calculado substituindo $\omega t = \pi/2$ em (2.17), resultando em (2.18).

$$D_{\min} = 1 - \frac{1}{\beta} \quad (2.18)$$

2.3.3 ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E DIMENSIONAMENTO DA INDUTÂNCIA BOOST

Em virtude da variação da tensão de entrada e do ciclo de trabalho do interruptor SP_1 , a ondulação da corrente de entrada varia ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação. O conhecimento da ondulação da corrente de entrada é necessário para o dimensionamento da indutância de entrada.

A análise da ondulação da corrente de entrada é realizada observando-se um período de comutação do interruptor. Estando o interruptor conduzindo a tensão de entrada, é aplicada sobre o indutância. Assim:

$$\sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = L_B \cdot \frac{d i_e(\omega \cdot t)}{d t} \quad (2.19)$$

Ou

$$\sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = L_B \cdot \frac{\Delta i_e(\omega \cdot t)}{\Delta t} \quad (2.20)$$

Em (2.20) Δt é o intervalo de condução e T_s é o período de comutação do interruptor.

A relação entre o intervalo de condução e a razão cíclica é dada pela equação (2.21).

$$\Delta t = D(\omega \cdot t) \cdot T_s \quad (2.21)$$

Substituindo (2.17) em (2.21) e (2.21) em (2.20), obtém-se a expressão para variação da corrente de entrada ou no indutor boost.

$$\sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = L_B \cdot \frac{\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t)}{\left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)\right] \cdot T_s} \quad (2.22)$$

Resolvendo

$$\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{L_B} \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)\right] \cdot T_s \quad (2.23)$$

Seja a ondulação de corrente parametrizada dada por (2.22).

$$\overline{\Delta i_{L_B}}(\omega \cdot t) = L_B \cdot \frac{\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t)}{\sqrt{2} \cdot V_e \cdot T_s} \quad (2.24)$$

A partir das equações (2.23) e (2.24):

$$\overline{\Delta i_{L_B}}(\omega \cdot t) = \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \quad (2.25)$$

A Fig. 2.16 mostra a ondulação da corrente de entrada parametrizada para meio período da tensão de alimentação e diferentes valores para o parâmetro β .

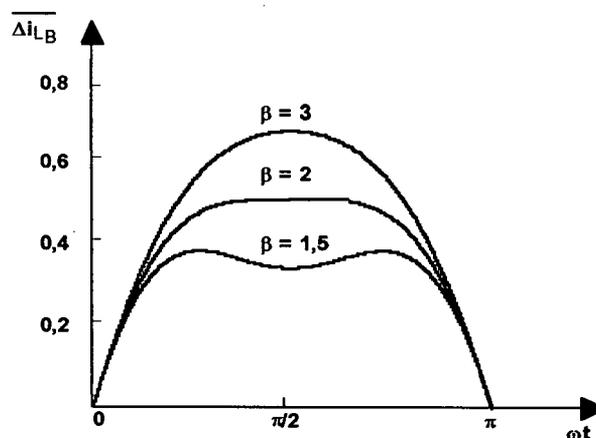


Fig. 2.16 - Ondulação parametrizada da corrente de entrada em meio ciclo da tensão de alimentação.

O valor máximo da ondulação parametrizada é calculado a partir de (2.25), para os valores especificados das tensões de entrada e saída do conversor, ou seja, do parâmetro β , fazendo $(\omega \cdot t)$ variar entre 0 e π .

Derivando-se (2.25) em relação a $\omega \cdot t$ e igualando-se o resultado a zero, determina-se os instantes em que a ondulação da corrente de entrada parametrizada passa por um valor máximo ou mínimo relativo. Assim:

$$\frac{d(\overline{\Delta i_{L_B}})}{d(\omega \cdot t)} = 0 \quad (2.26)$$

Substituindo (2.25) em (2.26) e resolvendo, obtém-se (2.27) e (2.28) que são os pontos de derivada nula da corrente parametrizada.

$$\omega \cdot t_1 = a \text{sen}\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (2.27)$$

$$\omega \cdot t_2 = \frac{\pi}{2} \quad (2.28)$$

A ondulação máxima em $\omega \cdot t_1$ só é válida para $\beta \leq 2$, e é dada por (2.29), obtida substituindo (2.27) em (2.25).

$$\overline{\Delta i_{L_B} \max(\omega \cdot t)} = \frac{\beta}{4} \quad (2.29)$$

Para $\beta \geq 2$ haverá apenas um ponto de ondulação máxima em $\omega \cdot t_2 = \frac{\pi}{2}$, cujo valor é dado por (2.30), que resulta da substituição de (2.28) em (2.25).

$$\overline{\Delta i_{L_B} \max(\omega \cdot t)} = 1 - \frac{1}{\beta} \quad (2.30)$$

Substituindo em (2.24) o valor máximo da ondulação parametrizada obtido em (2.29), para $\beta \leq 2$, ou em (2.30) para $\beta \geq 2$, determina-se o valor da ondulação máxima de corrente no indutor.

$$\Delta i_{L_B} \max = \frac{\sqrt{2} \cdot V_e \cdot T_s}{L_B} \cdot \overline{\Delta i_{L_B} \max} \quad (2.31)$$

A indutância é determinada por (2.32).

$$L_B = \frac{\sqrt{2} \cdot V_e \cdot \overline{\Delta i_{L_B} \max}}{f_s \cdot \Delta i_{L_B} \max} \quad (2.32)$$

Em (2.32) f_s é a frequência de comutação e $\Delta i_{L_B} \max$ é especificado pelo projetista.

2.3.4 ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E DIMENSIONAMENTO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

A expressão da ondulação da tensão de saída é determinada a partir da análise do circuito equivalente para o estágio de saída, apresentado na Fig. 2.17. Neste circuito, a fonte de corrente corresponde às equações (2.12) e (2.13) da corrente injetada no estágio de saída do retificador. Nesta análise, não são consideradas ondulações de altas frequências provocadas pela comutação dos interruptores.

0-350-059-6

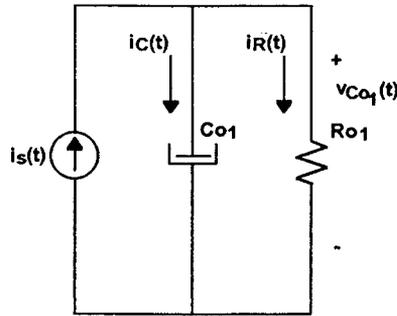


Fig. 2.17 – Circuito equivalente de saída do conversor.

A corrente que circula através do capacitor resulta da diferença entre a corrente total de saída $i_s(t)$ e a corrente que circula na resistência de carga $i_R(t)$.

$$i_c(t) = i_s(t) - i_R(t) \quad (2.33)$$

Considerando-se sem ondulação a corrente de carga, tem-se que:

$$i_R(t) = \frac{E}{R} \quad (2.34)$$

Então, para o semiciclo positivo da tensão de entrada $i_c(t)$, é dada por (2.35), obtida substituindo (2.12) em (2.34).

$$i_c(t) = \frac{V_e \cdot I_e \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{E} - \frac{E}{R} \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.35)$$

Para o semiciclo negativo o capacitor se descarrega através do resistor. Então $i_c(t)$ vale:

$$i_c(t) = -\frac{E}{R} \quad \pi < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.36)$$

A corrente que circula através do resistor de carga é a componente contínua da corrente total de saída. Assim:

$$i_R(t) = i_s md \quad (2.37)$$

E

$$i_s md = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^\pi \left\{ \frac{V_e \cdot I_e \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{E} \right\} \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.38)$$

Desenvolvendo

$$i_{smd} = \frac{V_e \cdot I_e}{2 \cdot E} \quad (2.39)$$

Substituindo (2.39) em (2.37), obtém-se (2.40).

$$i_R(t) = \frac{V_e \cdot I_e}{2 \cdot E} \quad (2.40)$$

Substituindo (2.40) em (2.35), obtém-se (2.41).

$$i_C(t) = \frac{V_e \cdot I_e \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{E} - \frac{V_e \cdot I_e}{2 \cdot E} \quad (2.41)$$

Desenvolvendo

$$i_C(t) = \frac{V_e \cdot I_e}{2 \cdot E} - \frac{V_e \cdot I_e \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{E} \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.42)$$

Para o semiciclo negativo de v_e , a corrente no capacitor é dada por (2.43).

$$i_C(t) = -\frac{V_e \cdot I_e}{2 \cdot E} \quad \pi < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.43)$$

As equações (2.42) e (2.43) definem a corrente no capacitor C_{o1} para todo o ciclo da tensão de alimentação do retificador.

As equações de ondulação de tensão no capacitor são obtidas a partir das equações de corrente através deste componente. Então, para o semi-ciclo positivo da tensão de alimentação, a ondulação de tensão no capacitor C_{o1} resulta de (2.44).

$$v_{C_{o1}}(t) = \frac{1}{C} \int \left[\frac{V_e \cdot I_e}{2 \cdot E} - \frac{V_e \cdot I_e \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{E} \right] \cdot dt \quad (2.44)$$

Sendo C o valor da capacitância de C_{o1} e C_{o2} .

Resolvendo

$$v_{C_{o1}}(t) = \frac{V_e \cdot I_e}{C \cdot 2 \cdot E} \cdot t - \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C} \cdot \frac{V_e \cdot I_e \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t)}{E} + k_1 \quad (2.45)$$

A constante k_1 é determinada, sabendo-se que:

$$v_{C_{o1}}(0) = -v_{C_{o1}}\left(\frac{\pi}{\omega}\right) \quad (2.46)$$

A tensão no capacitor Co_2 apresenta a mesma forma de onda da tensão no capacitor Co_1 , defasada em 180° , sendo portanto descrita pela equação (2.59), para semiciclo positivo da tensão de alimentação e pela equação (2.60) para o semiciclo negativo.

$$\overline{v_{Co_2}(t)} = -(\omega \cdot t) + \frac{\pi}{2} \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.59)$$

$$\overline{v_{Co_2}(t)} = (\omega \cdot t) - \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{3 \cdot \pi}{2} \quad \pi < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.60)$$

A tensão total de saída parametrizada é a soma da tensão nos dois capacitores.

$$\overline{v_C(t)} = \overline{v_{Co_1}(t)} + \overline{v_{Co_2}(t)} \quad 0 < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.61)$$

Resultando

$$\overline{v_C(t)} = -\text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) \quad 0 < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.62)$$

A partir de (2.62) o valor máximo, ou seja, a amplitude da ondulação da tensão de saída total parametrizada vale um, sendo portanto este valor tomado para calcular o valor de capacitância necessário para obter uma ondulação máxima de tensão total de saída especificada. Portanto:

$$C = \frac{V_e \cdot I_e}{2 \cdot \omega \cdot E \cdot \Delta V_{C_{\max}}} \quad (2.63)$$

Ou

$$C = \frac{P_e}{2 \cdot \omega \cdot E \cdot \Delta V_{C_{\max}}} \quad (2.64)$$

Em (2.64) $\Delta V_{C_{\max}}$ é a amplitude da ondulação máxima especificada para a tensão de saída total do retificador.

A Fig. 2.19 mostra as formas de onda de tensão parametrizada em cada capacitor e também a forma de onda de tensão parametrizada total na saída do retificador. A frequência da ondulação da tensão total de saída do retificador é 120 Hertz.

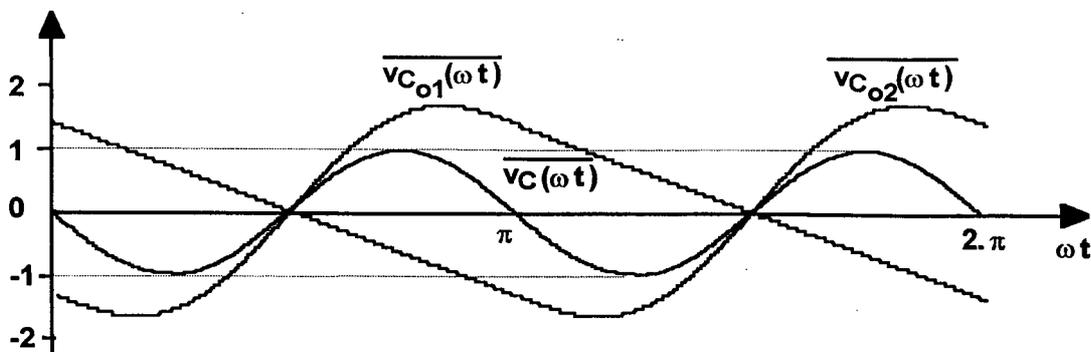


Fig. 2.19 – Ondulação parametrizada da tensão nos capacitores e da tensão total de saída do retificador.

2.3.5 CÁLCULO DOS ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E ELEMENTOS PASSIVOS

2.3.5.1 Esforços de Corrente nos Semicondutores

Esforços de corrente no diodo boost

A corrente média no capacitor é nula, portanto a corrente média injetada no estágio de saída é a que circula pelo diodo, sendo calculada por (2.39) rescrita em (2.65).

$$i_{DB}md = \frac{V_e \cdot I_e}{2 \cdot E} \quad (2.65)$$

$$i_{DB}md = \frac{I_e}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \beta} \quad (2.66)$$

Ou

$$I_{DB}md = \frac{P_s}{2 \cdot E} \quad (2.67)$$

Onde P_s é a potência total fornecida à carga.

A corrente média instantânea através do diodo é dada pela equação (2.12) da corrente do estágio de saída.

$$i_{DB}(\omega \cdot t) = \frac{V_e \cdot I_e \cdot (1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t))}{E} \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.68)$$

Com a expressão da corrente instantânea se calcula a corrente eficaz no diodo.

$$I_{DB}ef = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left\{ \frac{V_e \cdot I_e \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{E} \right\}^2 \cdot d(\omega \cdot t)} \quad (2.69)$$

Resolvendo

$$I_{DB\text{ef}} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I_e}{\beta} \quad (2.70)$$

Esforços de corrente no interruptor

A Fig. 2.20 mostra a forma de onda da corrente no interruptor para um período de comutação. Para efeito de cálculo dos valores médio e eficaz da corrente, esta é considerada com patamar constante e igual à corrente média instantânea de entrada, ou seja, o valor da ondulação em alta frequência é desprezado.

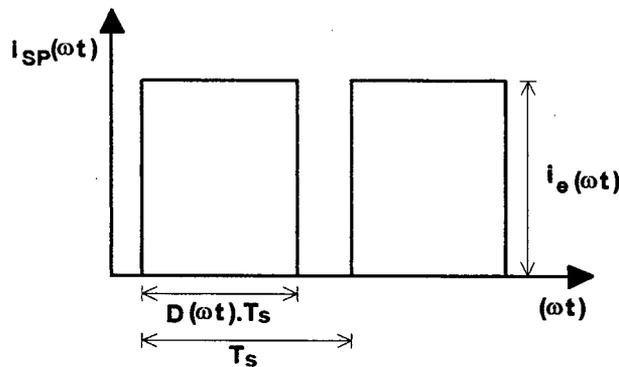


Fig. 2.20 - Corrente no interruptor para um período de comutação.

Para um período de comutação a corrente média é calculada por (2.71).

$$I_{SP\text{md}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D(\omega t)} i_e(\omega t) \cdot dt \quad (2.71)$$

Resolvendo:

$$I_{SP\text{md}} = i_e(\omega \cdot t) \cdot D(\omega \cdot t) \quad (2.72)$$

Em um ciclo completo da tensão de entrada, o valor médio da corrente no interruptor é dado por:

$$I_{SP\text{md}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} [i_e(\omega \cdot t) \cdot D(\omega \cdot t)] \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.73)$$

Substituindo as equações da corrente média instantânea de entrada e razão cíclica instantânea em (2.73), obtém-se (2.74).

$$I_{SP\text{md}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{\pi} \left\{ \sqrt{2} \cdot I_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \right\} \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.74)$$

Resolvendo

$$I_{SPmd} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_e \cdot (4 \cdot \beta - \pi)}{4 \cdot \pi \cdot \beta} \quad (2.75)$$

O valor eficaz da corrente na chave em um ciclo de comutação é calculado por (2.76).

$$I_{SPef} = \sqrt{\left\{ \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi \left\{ \sqrt{2} \cdot I_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \right\}^2 \cdot d(\omega \cdot t) \right\}} \quad (2.76)$$

Resolvendo

$$I_{SPef} = \frac{\sqrt{6} \cdot I_e}{6} \cdot \sqrt{3 - \frac{8}{\pi \cdot \beta}} \quad (2.77)$$

2.3.4.2 Esforços de Tensão nos Semicondutores

Esforço de tensão no diodo

Quando um diodo conduz, o outro fica submetido a uma tensão reversa igual à tensão de saída total do retificador. Assim:

$$V_{DBr} = 2 \cdot E \quad (2.78)$$

Esforço de tensão no interruptor

Quando um diodo conduz, o interruptor fica submetida à tensão do capacitor de saída.

$$V_{SP} = E \quad (2.79)$$

2.4 TÉCNICA DE CONTROLE E DETERMINAÇÃO DE MODELOS PARA CÁLCULO DAS MALHAS DE CONTROLE

A técnica de controle utilizada é denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada. Nesta técnica, o valor médio da corrente no indutor é calculado e regulado a cada período de comutação, de modo a seguir uma referência senoidal em fase com a tensão de alimentação. Esta técnica é amplamente utilizada em

aplicações práticas e apresenta como importante vantagem a produção de baixo nível de interferência eletromagnética.

A Fig. 2.21 mostra o diagrama esquemático do retificador três níveis, estágio de potência e as malhas de controle necessárias para impor corrente senoidal na entrada e tensão regulada na saída, utilizando a técnica de controle por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

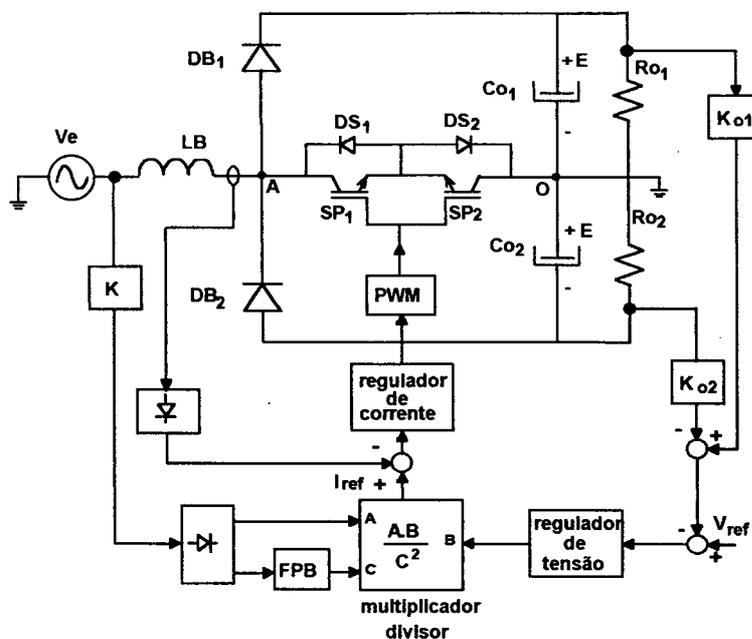


Fig. 2.21 - Diagrama esquemático do conversor e malhas de controle.

A seguir é dada a descrição de cada bloco do sistema de controle do conversor.

- **multiplicador/divisor**: este bloco gera o sinal de referência de corrente a partir de operações de multiplicação e divisão dos sinais gerados da amostra da tensão da rede retificada (entrada A), saída do regulador de tensão (entrada B) e saída do bloco de realimentação da tensão de entrada (entrada C);
- **K**: ganho do sensor que amostra a tensão de entrada, cujo sinal de saída dá a forma para o sinal de referência de corrente;
- **regulador de tensão**: este bloco é responsável pela regulação da tensão de saída. Gera um sinal que compõe a referência de corrente, corrigindo-a de acordo com as variações de carga;

- **regulador de corrente:** é o bloco responsável pela geração de um sinal que resulta na razão cíclica adequada para manter a corrente de entrada em conformidade com o sinal de referência de corrente estabelecido;
- **modulador PWM:** este bloco é constituído por um comparador cujas entradas são a saída do compensador de corrente e uma forma de onda do tipo dente de serra que estabelece a frequência de comutação, sendo a saída o sinal PWM de comando dos interruptores.
- **K_{o1} , K_{o2} :** ganho dos sensores de tensão que amostram a tensão de saída do conversor;
- **sensor de corrente:** sensor que amostra a corrente de entrada do retificador, podendo ser do tipo resistivo ou efeito Hall; gera um sinal com a mesma forma da corrente de entrada;
- **tensão de referência:** sinal constante que indica o valor médio desejado da tensão de saída;
- **bloco de feed-forward:** este bloco, constituído por um filtro passa baixa, tem como função corrigir de forma rápida a referência de corrente, quando ocorrerem variações no valor eficaz da tensão da fonte de alimentação do conversor, mantendo constante a potência de entrada do mesmo. O sinal de saída deste bloco é proporcional ao valor eficaz da tensão de alimentação do retificador;
- **Retificadores de precisão:** retificam os sinais amostrados da corrente e tensão de entrada.

2.4.1 MALHA DE CORRENTE

O objetivo desta malha é fazer que a corrente de entrada do retificador siga um sinal de referência senoidal e em fase com a tensão de alimentação, de modo que o conversor opere com fator de potência unitário, e absorva da fonte de alimentação uma corrente de amplitude tal que a potência transferida à carga seja suficiente para manter constante a tensão de saída. Neste caso, tem-se caracterizado portanto um problema de controle do tipo servo.

Para projetar o sistema de controle que impõe tal corrente, se faz necessário determinar a função de transferência que relaciona um sinal de controle e a corrente de entrada do retificador. A função de transferência a ser determinada é a que relaciona a corrente no indutor e a razão cíclica de operação do interruptor. Estas são respectivamente a variável a ser controlada e a variável de controle.

A função de transferência, $G(s)=I_{LB}(s)/D(s)$, é obtida da aplicação do modelo da chave PWM, descrito por Vorperian em [34], aplicado ao circuito mostrado na Fig. 2.21, que resulta no diagrama esquemático apresentado na Fig. 2.22.

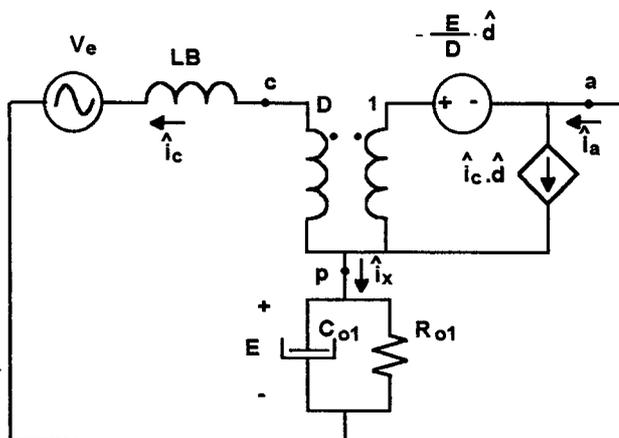


Fig. 2.22 – Modelo do conversor para a obtenção da função transferência $G(s)$.

Para obter a função de transferência são consideradas variações no tempo apenas da razão cíclica e da corrente de entrada, sendo as outras grandezas consideradas invariantes no tempo. Desta forma, a fonte de entrada e o estágio de saída na Fig. 2.22 são substituídos por um curto-circuito, resultando no circuito apresentado na Fig. 2.23.

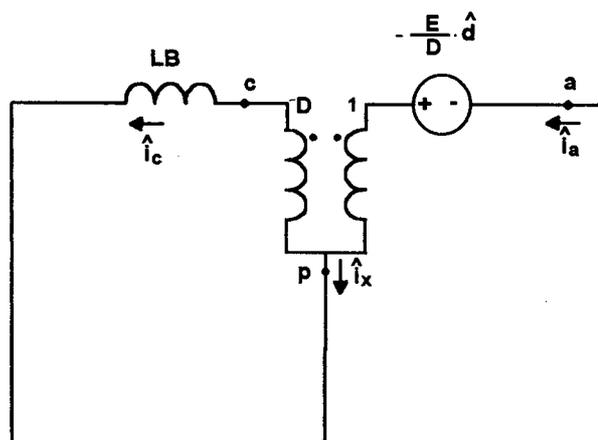


Fig. 2.23 – Modelo do conversor para a obtenção da função transferência $G(s)$.

Da análise do circuito da Fig. 2.24 resulta (2.80).

$$\frac{I_C(s)}{D(s)} = \frac{-E}{s \cdot L_B} \quad (2.80)$$

Sendo

$$I_C(s) = -I_{LB}(s) \quad (2.81)$$

Então

$$G(s) = \frac{I_{LB}(s)}{D(s)} = \frac{E}{s \cdot L_B} \quad (2.82)$$

O diagrama esquemático do sistema de controle para imposição da corrente de entrada é mostrado na Fig. 2.24.

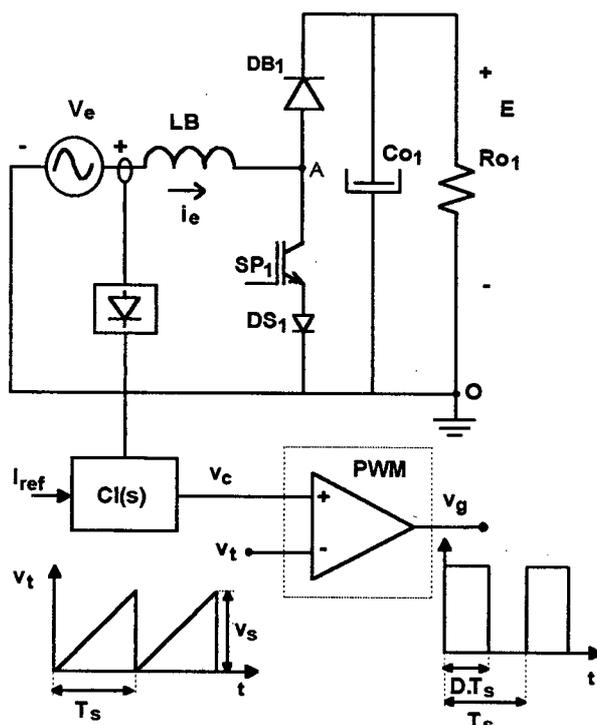


Fig. 2.24 - Sistema de controle da corrente de entrada.

A Fig. 2.25 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle da corrente de entrada.

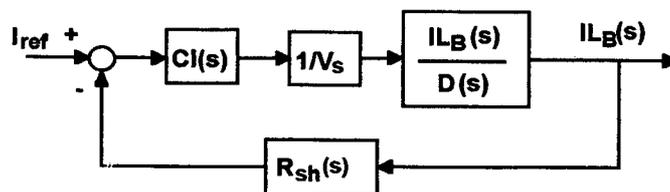


Fig. 2.25 - Diagrama de blocos da malha de corrente.

No diagrama da Fig. 2.24, V_s é o valor de pico do sinal do tipo dente de serra, que define a frequência de comutação do interruptor. Este sinal é comparado com o sinal de saída do regulador de corrente, resultando no sinal PWM de acionamento do interruptor.

O sensor de corrente é representado pelo ganho R_{sh} .

Regulador de corrente

A função de transferência $G(s)$ apresenta uma inclinação de -20 dB/dec. no seu diagrama de módulo, com um ângulo de fase igual a -90° . O sistema apresenta um ganho elevado em baixas frequências, o que leva o erro estático a zero, desejável para o problema de controle em questão, que é do tipo servo. A frequência de cruzamento por zero, para valores típicos da indutância L_B e da tensão de saída E , está na ordem de dezenas de milhares de Hertz, sendo necessária sua elevação, objetivando conferir ao sistema melhor resposta dinâmica. A Fig. 2.26 mostra o diagrama de Bode para função de transferência $G(s)$, obtida com valores típicos de tensão de saída e indutância boost.

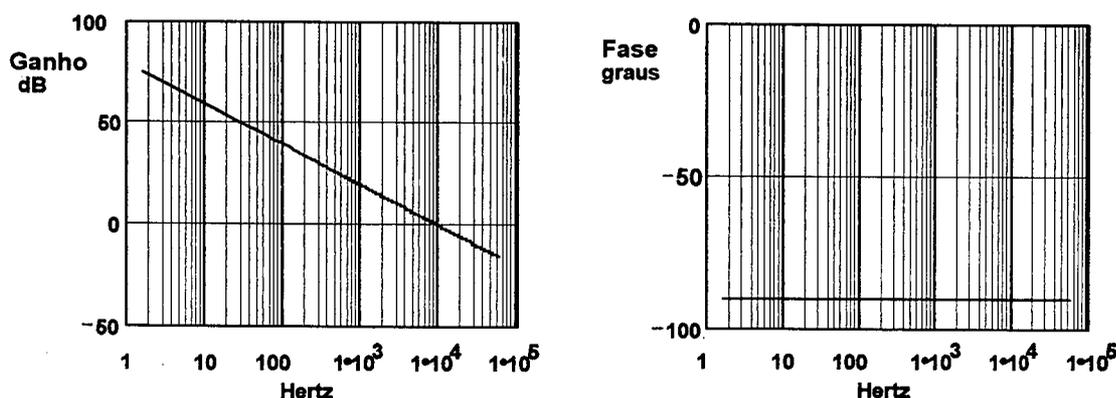


Fig. 2.26 – Diagrama de Bode da função de transferência $G(s)$.

Objetivando a elevação do ganho em baixas frequências, para possibilitar melhor reprodução da corrente senoidal de referência, principalmente na operação do conversor com cargas baixas, bem como conferir ao sistema boa resposta dinâmica, obtida com a elevação da frequência de corte da função de transferência de laço aberto, FTLA, e também garantir alta imunidade a ruídos, é largamente empregado um compensador do tipo integrador com uma rede de atraso/avanço, que possui um zero e dois pólos.

Um pólo é localizado na origem com o conseqüente aumento do ganho em baixa frequência. A inclusão deste pólo reduz a margem de fase podendo levar o sistema à instabilidade. Para garantir a estabilidade, aumentando a margem de fase, uma resposta

rápida e uma boa reprodução do sinal de referência, o zero é alocado pelo menos uma década abaixo da frequência de comutação. O segundo pólo tem por objetivo eliminar ruídos de alta frequência introduzidos na malha de controle em virtude da ondulação da corrente no indutor boost na frequência de comutação.

Os critérios para alocação dos pólos e do zero são resumidos a seguir:

- **frequência do zero**: uma década abaixo da frequência de comutação;
- **frequência do segundo pólo**: na metade da frequência de comutação;
- **frequência de corte da FTLA**: deve ser localizada num valor em torno de um quarto da frequência de comutação;
- **ganho do pólo na origem**: o ganho do integrador deve ser ajustado de modo a garantir o critério da frequência de cruzamento.

A função de transferência do regulador de corrente, $CI(s)$, é dada por (2.83).

$$CI(s) = \frac{\omega_{p1}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} \quad (2.83)$$

Em (2.83), ω_z define a frequência do zero, ω_{p2} define a frequência do segundo pólo e ω_{p1} o ganho do pólo na origem.

Então:

$$f_c = \frac{f_s}{4} \quad (2.84)$$

$$\omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10} \quad (2.85)$$

$$\omega_{p2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{2} \quad (2.86)$$

A Fig. 2.27 mostra a implementação e resposta em frequência do regulador de corrente e o diagrama de Bode da sua função de transferência.

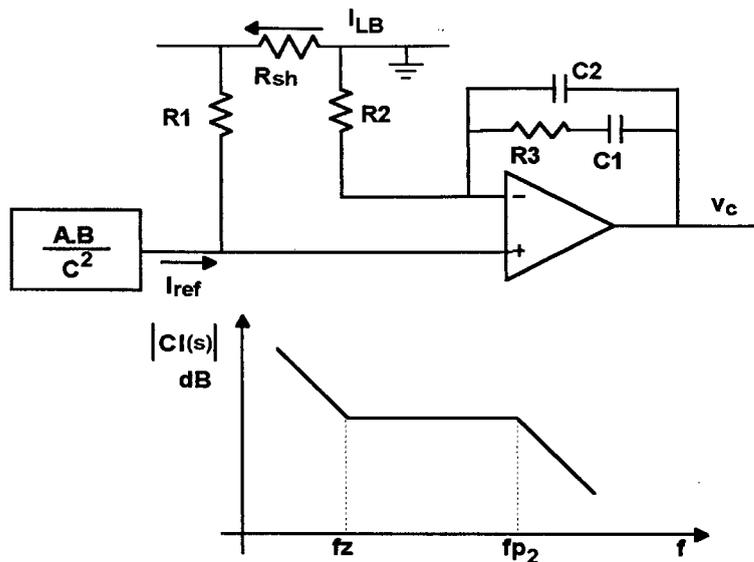


Fig. 2.27 - Implementação e resposta em frequência do regulador de corrente.

Os elementos do regulador de corrente são determinados a partir das equações (2.87), (2.88) e (2.89).

$$\frac{1}{\omega_z} = C_1 \cdot R_3 \quad (2.87)$$

$$\frac{1}{\omega_{p1}} = (C_1 + C_2) \cdot R_2 \quad (2.88)$$

$$\frac{1}{\omega_{p2}} = R_2 \cdot \frac{(C_1 \cdot C_2)}{(C_1 + C_2)} \quad (2.89)$$

2.4.2 MALHA DE REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

Um segundo problema de controle relativo a este sistema é o que trata da manutenção da tensão de saída num valor especificado, determinado por um sinal de referência fixo, não obstante variações na carga do conversor. Trata-se portanto de um problema de controle do tipo regulador.

Para projetar um controlador de modo que a tensão de saída do retificador seja mantida no valor especificado, é necessário determinar a função de transferência que relaciona a tensão de saída com a corrente no indutor, ou seja, $G_v(s) = E(s)/I_{LB}(s)$. A função de transferência $G_v(s)$ é determinada a partir do circuito da Fig. 2.28, que resulta da

aplicação do modelo da chave PWM de Vorperian [34] ao circuito da Fig. 2.21, onde variações na razão cíclica e na tensão de entrada são consideradas nulas.

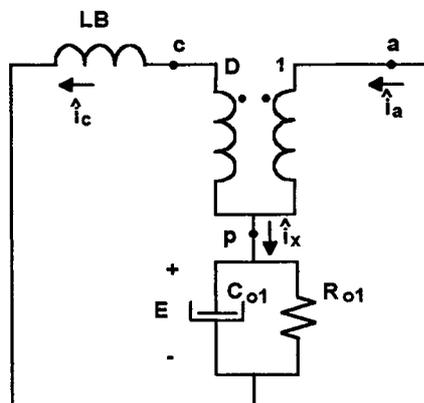


Fig. 2.28 – Circuito para obtenção da função de transferência $Gv(s)$.

Da análise do circuito da Fig. 2.28 resulta (2.90).

$$Gv(s) = \frac{E(s)}{I_{LB}(s)} = (1-D) \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (2.90)$$

De outra forma, a função de transferência é deduzida analisando-se o estágio de saída do conversor como uma impedância, capacitor em paralelo com resistor, alimentada por uma fonte de corrente, que representa a corrente através do diodo boost, como mostra o circuito equivalente da Fig. 2.17.

Então:

$$Z_o(s) = \frac{E(s)}{I_{DB}(s)} = \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (2.91)$$

Onde $Z_o(s)$ é a função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente injetada no estágio de saída.

A relação entre a corrente injetada no estágio de saída e a corrente no indutor boost é dada por (2.92).

$$I_{DB} = (1-D) \cdot I_{LB} \quad (2.92)$$

Substituindo (2.92) em (2.91), obtém-se (2.93).

$$\frac{E(s)}{I_{LB}(s)} = (1-D) \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (2.93)$$

Seja a variável razão cíclica complementar definida pela equação (2.91).

$$D' = (1 - D) \quad (2.94)$$

A equação (2.93) pode ser reescrita como (2.95).

$$\frac{E(s)}{I_{L_B}(s)} = D' \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (2.95)$$

Portanto

$$Gv(s) = D' \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (2.96)$$

De acordo com a função de transferência $Gv(s)$, o conversor apresenta como fontes de perturbação a carga e a razão cíclica. Variações de carga afetam o pólo e o ganho do sistema, sendo que este último é sensível à razão cíclica. Portanto, variações nestas grandezas produzem alterações na tensão de saída do retificador.

Como será visto adiante, a ação de controle da tensão de saída não deve se dar em intervalos inferiores a um ciclo da tensão de alimentação, sendo de pouco significado o efeito da variação da razão cíclica, ao longo do ciclo da rede, na variação da tensão média de saída. Desta forma, o valor de razão cíclica complementar adotado na equação (2.96) é o que corresponde ao seu valor médio para um ciclo da tensão de alimentação.

A expressão de razão cíclica complementar ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação é dada por (2.97).

$$D'(\omega \cdot t) = \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad 0 < \omega \cdot t < \pi \quad (2.97)$$

E, para o semiciclo negativo é dada por (2.98).

$$D'(\omega \cdot t) = 1 \quad \pi < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi \quad (2.98)$$

O valor médio para o ciclo completo da tensão de alimentação resulta em (2.99).

$$D'_{md} = \frac{1}{\beta \cdot \pi} + \frac{1}{2} \quad (2.99)$$

Substituindo o valor médio da razão cíclica complementar em (2.96), obtém-se (2.100).

$$Gv(s) = \left(\frac{1}{\beta \cdot \pi} + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (2.100)$$

Regulador de tensão

O sinal de saída do regulador de tensão contribui com a forma de onda da corrente de referência do regulador de corrente, pela ação do multiplicador, como pode ser verificado na Fig. 2.21. Assim, este sinal deve ter uma ondulação cuja amplitude seja de ordem tal que não contribua para distorcer, de forma significativa, a referência de corrente e por conseguinte a corrente de entrada, degradando o fator de potência do retificador.

O sinal de saída do regulador apresenta ondulação na frequência de ondulação da tensão de saída do retificador, visto que o seu sinal de entrada é uma amostra desta tensão.

Limitar a ondulação do sinal de saída do regulador é limitar portanto o seu ganho na frequência da tensão de saída do retificador.

Um regulador amplamente utilizado é o do tipo proporcional integral com um pólo na origem e o zero localizado no pólo da planta. A função de transferência é dada por (2.101).

$$CV(s) = K_v \cdot \frac{s + Z_v}{s} \quad (2.101)$$

O ganho K_v é calculado de forma tal que o ganho do regulador de tensão, na frequência da ondulação da tensão de saída, seja um valor especificado. Tal especificação deve garantir um valor mínimo de distorção da corrente de referência.

A implementação do regulador é mostrada na Fig. 2.29.

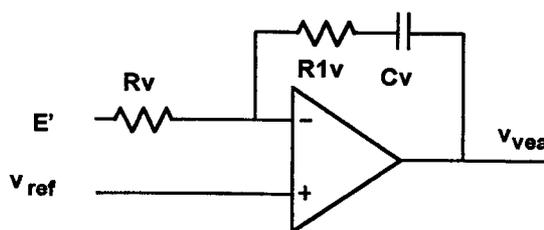


Fig. 2.29 - Implementação de regulador de tensão.

Os componentes do regulador são determinados utilizando as equações (2.102) e (2.103).

$$K_v = \frac{R_{1v}}{R_v} \quad (2.102)$$

$$Z_v = \frac{1}{R_{1v} \cdot C_v} \quad (2.103)$$

A Fig. 2.30 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência do regulador de tensão.

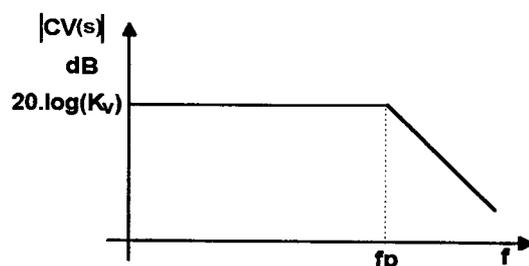


Fig. 2.30 – Função de transferência do regulador de tensão.

2.4.3 MALHA DIRETA DE CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA

A malha direta de controle da tensão de entrada tem por objetivo tornar a tensão de saída do conversor imune a variações da tensão de alimentação. Esta ação é chamada de *feedforward* e tem um caráter antecipativo.

A malha de *feedforward* utiliza um filtro do tipo passa baixa cujo sinal de entrada é uma amostra retificada da tensão de alimentação do retificador. A saída é um sinal de tensão CC que contém uma pequena componente alternada. O nível CC do sinal de saída é proporcional ao valor eficaz da tensão da fonte de alimentação e atua no sentido de alterar a referência de corrente quando da ocorrência de variações desta tensão. O sinal de saída é elevado ao quadrado e atua como denominador na composição da referência de corrente.

A componente alternada do sinal de saída da malha de *feedforward* provoca distorção na referência de corrente e por conseguinte na corrente de entrada do retificador. Para cada 1% de ondulação deste sinal resulta em 1% de terceira harmônica na corrente de entrada [35] [36].

É necessário portanto que o filtro escolhido apresente boa atenuação das componentes harmônicas presentes na amostra da tensão da fonte de alimentação sem contudo comprometer a resposta dinâmica do sistema. A solução satisfatória consiste em

um filtro passivo do tipo passa baixa de dois pólos, cuja implementação é apresentada na Fig. 2.31.

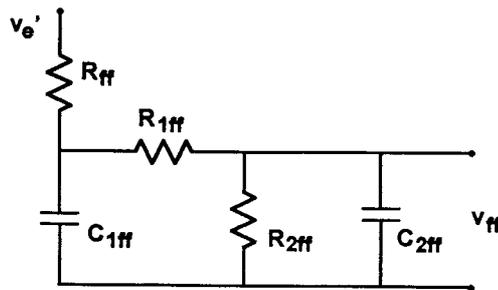


Fig. 2.31 - Implementação da malha de Feedforward.

O ganho do filtro é calculado considerando-se que a tensão de saída dele contribui com uma distorção harmônica de 1,5% na referência de corrente, a partir da componente de segunda ordem presente na tensão de alimentação retificada V_{er} cuja magnitude é de 66,2% da tensão de entrada do retificador. Assim, o ganho do filtro é dado por (2.104).

$$G_F = \frac{1,5}{66,2} = 0,0227 \quad (2.104)$$

Como o filtro tem dois estágios, caberá um ganho de $\sqrt{G_F} = 0,15$ para cada estágio.

A frequência de corte é calculada por (2.105), onde f é a frequência da tensão de alimentação.

$$fc_F = 2 \cdot f \cdot \sqrt{G_F} = 18 \text{ Hz} \quad (2.105)$$

Sendo

$$C1_{FF} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_F \cdot R1_{FF}} \quad (2.106)$$

$$C2_{FF} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_F \cdot R2_{FF}} \quad (2.107)$$

O valor de R_{FF} é calculado de modo que a tensão V_{FF} tenha um valor mínimo especificado. Assim:

$$1,414 = \frac{0,9 \cdot V'_{e \min} \cdot R2_{FF}}{R_{FF} + R1_{FF} + R2_{FF}} \quad (2.108)$$

2.5 REPRESENTAÇÃO POR DIAGRAMAS DE BLOCOS

A representação do retificador e das malhas de controle de tensão e corrente por meio de diagramas de blocos é mostrada na Fig. 2.32.

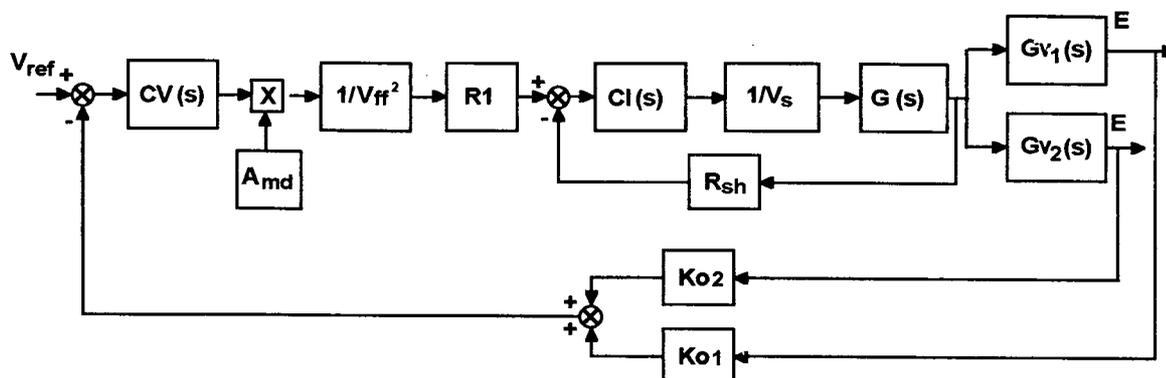


Fig. 2.32 - Representação por diagramas de bloco do conversor e malhas de controle.

O diagrama de blocos da Fig. 2.32 pode ser reduzido ao diagrama da Fig. 2.33.

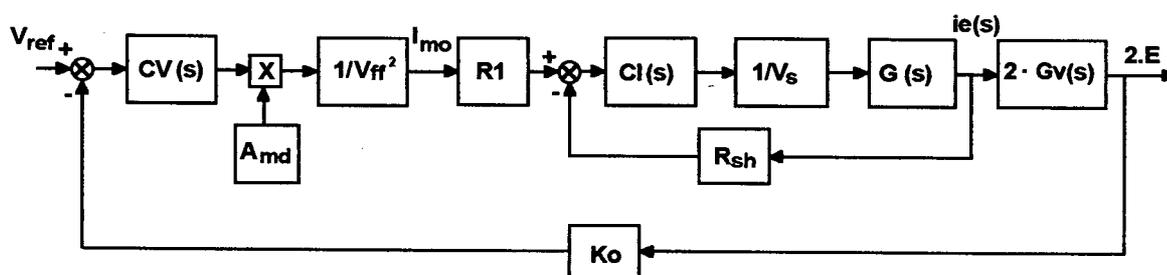


Fig. 2.33 - Representação por diagramas de bloco do conversor e malhas de controle.

A função de cada bloco do diagrama da Fig. 2.33 é descrita a seguir.

- $CV(s)$ → função de transferência do regulador da tensão de saída;
- $\frac{1}{V_{ff}^2}$ → ganho do bloco de *feedforward*;
- R_1 → constante que transforma o sinal de referência de corrente em sinal de tensão;
- R_{sh} → ganho do sensor de corrente de entrada;
- $CI(s)$ → função de transferência do regulador de corrente;
- $\frac{1}{V_s}$ → ganho do modulador PWM;
- $K_o = K_{o1} = K_{o2}$ → ganho do sensor de tensão de saída;

- A_{md} → valor médio do sinal que dá a forma de onda de referência de corrente.

A ação de controle da malha de regulação da tensão de saída ocorre em intervalos da ordem do período da tensão de alimentação, sendo esta uma malha lenta quando comparada à atuação da malha que impõe a corrente de entrada. Desta forma, para projetar o compensador e analisar o comportamento da malha de tensão, a dinâmica da malha de corrente pode ser desprezada, ou seja, seus blocos são substituídos por um ganho.

O ganho que relaciona a corrente de referência I_{mo} e a corrente no indutor I_{LB} é dado por (2.109).

$$H = \frac{I_{LB}}{I_{mo}} = \frac{R_1}{R_{sh}} \quad (2.109)$$

O diagrama da Fig. 2.34 mostra simplificação no diagrama de blocos do sistema de controle do retificador, onde a malha de corrente é substituída por um bloco com ganho H .

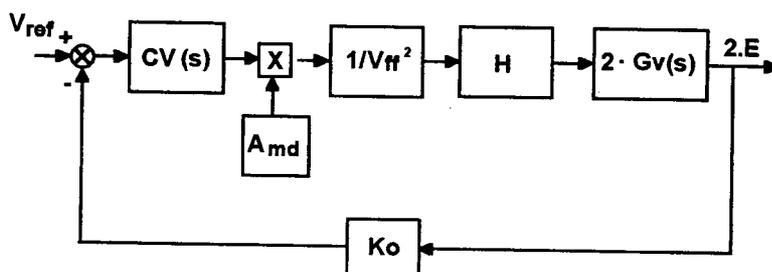


Fig. 2.34 - Representação por diagramas de blocos do conversor e malhas de controle.

A partir do diagrama de blocos e as respectivas funções de transferência é possível avaliar o desempenho da malha de controle da tensão de saída.

2.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresenta o estudo em regime permanente do retificador monofásico de três níveis, os modelos para análise dinâmica e projeto de malhas de controle para imposição de corrente senoidal na entrada e regulação das tensões nos estágios de saída do retificador. Foram determinadas as expressões para o cálculo dos elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores) e esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

A análise da operação do retificador monofásico em regime permanente mostra um funcionamento idêntico a dois conversores do tipo boost, onde cada conversor opera durante um semiciclo da tensão da fonte de alimentação.

Do ponto de vista da ondulação da corrente de entrada, do ciclo de trabalho e da ondulação da tensão total de saída, o retificador monofásico de três níveis apresenta o mesmo comportamento do tradicional estágio pré-regulador constituído por uma ponte de diodos e conversor boost.

CAPÍTULO III

RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM MODULAÇÃO POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS DA CORRENTE DE ENTRADA

3.1 INTRODUÇÃO

Nas fontes de alta potência, tipicamente 12 kW, são utilizados como estágios pré-reguladores retificadores trifásicos.

A opção por estruturas trifásicas é baseada nas vantagens que estas proporcionam, seja do ponto de vista do sistema de alimentação que fornece energia com correntes equilibradas, seja do ponto de vista do próprio retificador, que processa energia através dos diversos elementos distribuídos na três fases. Assim, com retificadores trifásicos, é possível utilizar as tecnologias disponíveis de semicondutores, elementos magnéticos e capacitores.

Outro aspecto importante, relacionado com topologias trifásicas, é a aplicação nestes, com as devidas considerações, de soluções para problemas tais como comutação e controle, desenvolvidos para sistemas monofásicos.

Neste capítulo é analisado o retificador trifásico de três níveis, a sua operação dinâmica e em regime permanente. A técnica de controle para operação com fator de potência unitário e tensão de saída regulada, tal qual descrita para o caso monofásico, é denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

3.2 RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS

O processo de obtenção do retificador trifásico de três níveis consiste em associar três retificadores monofásicos alimentando o mesmo estágio de saída, resultando na topologia apresentada na Fig. 3.1.

No retificador trifásico é dispensável a conexão entre o ponto central da tensão de saída e o neutro do sistema trifásico que alimenta o retificador. A não conexão traz como vantagem a não circulação nas linhas do sistema de alimentação, de componentes

harmônicas de seqüência zero, principalmente as de ordem baixa como a terceira harmônica.

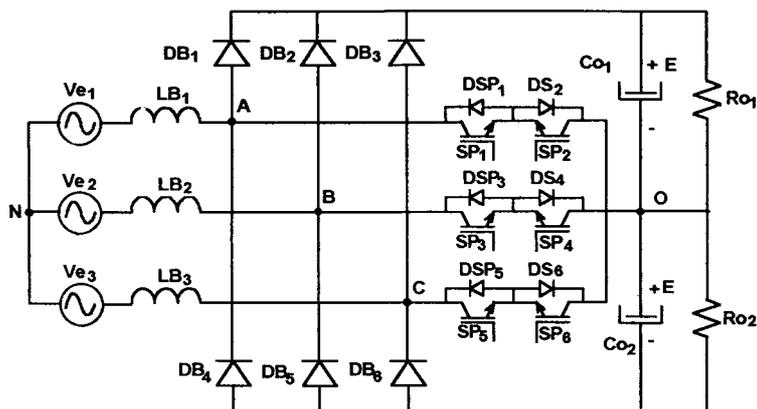


Fig. 3.1 – Retificador trifásico de três níveis.

3.3 DESCRIÇÃO E PRINCÍPIO BÁSICO DE OPERAÇÃO

É apresentado na Fig. 3.2 o diagrama esquemático do retificador trifásico de três níveis, incluindo o estágio de potência e as malhas de controle necessárias para que o retificador opere com fator de potência unitário e tensão de saída regulada, utilizando a técnica de modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

No sistema de controle é necessária apenas uma malha de tensão para manter regulado o valor médio da tensão de saída do conversor, de acordo com o sinal de referência de valor fixo preestabelecido. A amostragem da tensão de saída para retroalimentação é obtida com a utilização de dois sensores do tipo resistivo, cujos sinais de saída são somados e o resultado comparado à referência de tensão.

A corrente em cada fase do sistema de alimentação é imposta por uma malha específica de corrente. São necessárias três malhas que operam de forma independente, gerando os sinais que determinam a razão cíclica dos sinais de comando dos seis interruptores do conversor.

Em cada fase do retificador, para amostrar a tensão de alimentação, gerando o sinal que dá a forma da referência de corrente e fornece o sinal de entrada da malha de *feedforward*, é utilizado um sensor de tensão.

Um sensor para amostrar a corrente de entrada do retificador é inserido em cada fase, gerando o sinal a ser comparado com a respectivo sinal de referência de corrente.

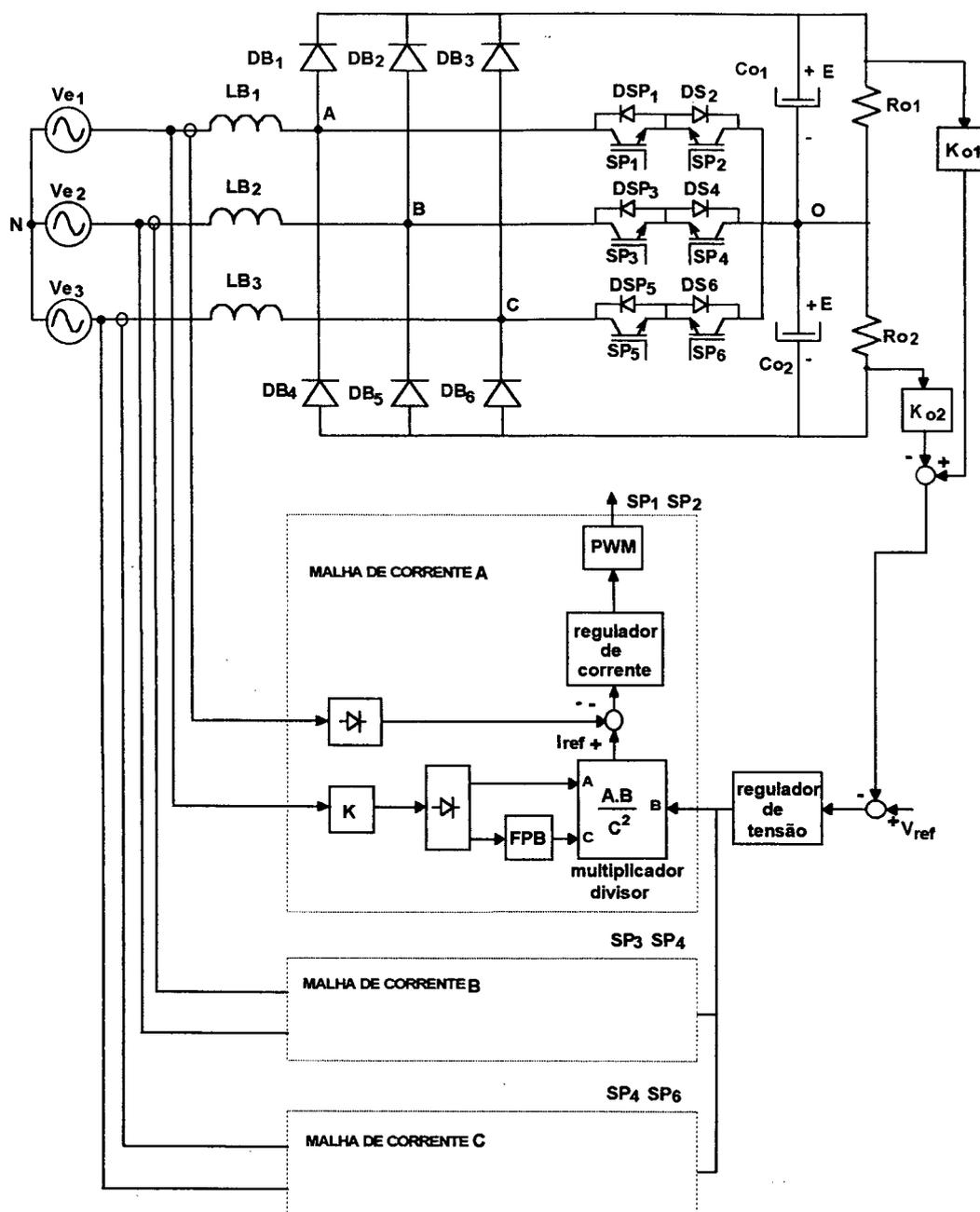


Fig. 3.2 – Retificador trifásico de três níveis e malhas de controle.

3.4 OPERAÇÃO DO CONVERSOR EM REGIME PERMANENTE

Um circuito equivalente para o conversor pode ser obtido analisando as formas de onda das tensões de entrada do retificador, em relação ao ponto central de conexão dos capacitores do estágio de saída, v_{AO} , v_{BO} e v_{CO} .

Durante o semiciclo positivo da tensão da fonte de alimentação v_{e1} , a tensão entre os pontos A e O apresenta nível 0 , enquanto o interruptor SP_1 se encontra em condução, e nível $+E$ quando o diodo DB_1 conduz a corrente de entrada. De outro modo, durante o

semiciclo negativo da tensão de entrada, a tensão v_{AO} apresenta nível zero durante o intervalo de condução do interruptor SP_2 e nível $-E$ quando o diodo DB_2 conduz. O comportamento das tensões v_{BO} e v_{CO} segue o mesmo padrão observado para a tensão v_{AO} . Verifica-se que estas tensões apresentam três níveis, $+E$, 0 e $-E$.

As figuras 3.3, 3.4 e 3.5 mostram as tensões v_{AO} , v_{BO} e v_{CO} , respectivamente, considerando para efeito ilustrativo, uma baixa frequência de comutação dos interruptores. As tensões apresentam a componente fundamental, na frequência do sistema de alimentação.

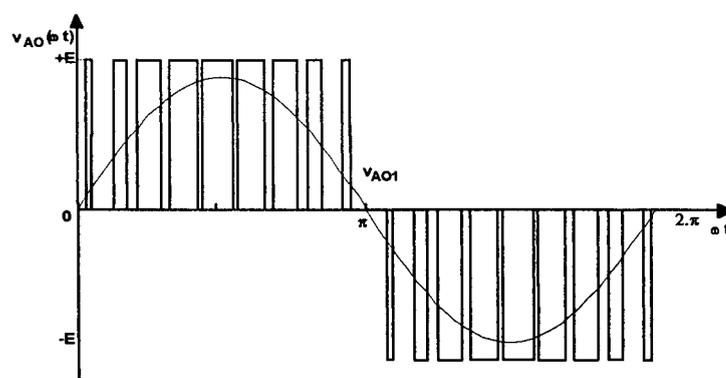


Fig. 3.3 – Tensão na entrada do retificador, fase 1.

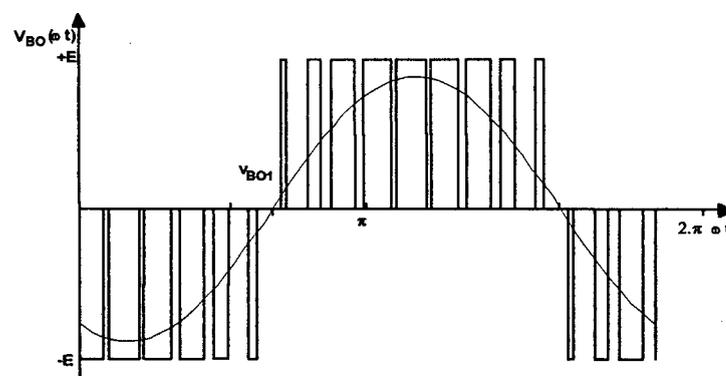


Fig. 3.4 – Tensão na entrada do retificador, fase 2.

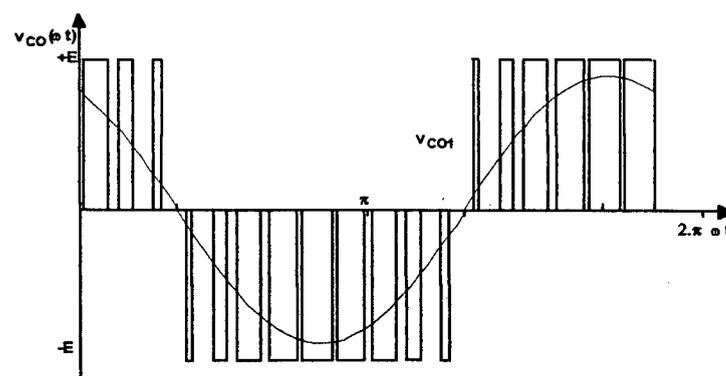


Fig. 3.5 – Tensão na entrada do retificador, fase 3.

O circuito equivalente para o conversor, que permite a sua análise em regime permanente, é apresentado na Fig. 3.6. Neste circuito o sistema de alimentação trifásico é interligado, através dos indutores boost, a três fontes resultantes da operação do retificador. As fontes representam as formas de onda mostradas em 3.3, 3.4 e 3.5.

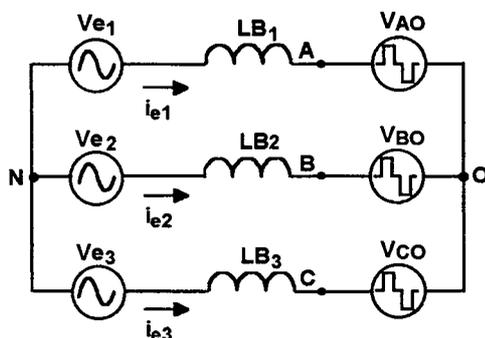


Fig.3.6 – Circuito equivalente do retificador trifásico.

Considerando o sistema sem perdas e a corrente de entrada puramente senoidal, a potência cedida pela fonte v_{e1} é a mesma absorvida pela componente fundamental da tensão da fonte v_{AO} . Vale ressaltar que as componentes harmônicas das tensões destas fontes não absorvem potência ativa do sistema de alimentação. Há portanto circulação de potência reativa no sistema.

Uma consideração relevante para a análise a seguir é que, sendo pequeno o valor da indutância L_{B1} , a queda de tensão através deste, provocada pela componente fundamental da corrente de entrada, é desprezível em relação às tensões de alimentação e da componente fundamental de tensão gerada pela ação do retificador. A Fig. 3.7 mostra o diagrama fasorial do circuito equivalente do retificador, onde a componente fundamental da tensão v_{AO} apresenta uma defasagem praticamente nula com relação à corrente de entrada do retificador. Assim, a potência recebida por esta fonte, dada pelo produto do valor eficaz da sua componente fundamental pelo valor eficaz da corrente de entrada, é igual à potência cedida pela fonte de alimentação v_{e1} . Esta igualdade é apresentada em (3.1).

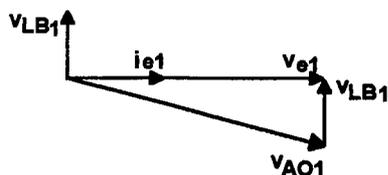


Fig. 3.7 – Diagrama fasorial do circuito equivalente do retificador trifásico.

$$V_e \cdot I_e = V_{AO1} \cdot I_e \quad (3.1)$$

Portanto

$$V_{AO_1} = V_e \quad (3.2)$$

Sendo V_{AO_1} o valor eficaz da componente fundamental da tensão v_{AO} .

A componente fundamental de v_{AO} apresenta defasagem nula em relação à tensão da fonte v_{e1} . Assim:

$$v_{AO_1}(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.3)$$

O valor médio instantâneo da tensão v_{AO} representa o valor da componente desta tensão a cada período de comutação.

$$v_{AOmd}(\omega \cdot t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{D(\omega \cdot t)T_s}^{T_s} E \cdot dt \quad (3.4)$$

Resolvendo:

$$v_{AOmd}(\omega \cdot t) = E \cdot [1 - D(\omega \cdot t)] \quad (3.5)$$

Igualando (3.3) a (3.5), obtém-se (3.6).

$$\sqrt{2} \cdot V_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = E \cdot [1 - D(\omega \cdot t)] \quad (3.6)$$

E

$$D(\omega \cdot t) = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_e}{E} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.7)$$

Ou

$$D(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.8)$$

A comparação entre (2.17) e (3.8) mostra que a expressão da razão cíclica ao longo do período da fonte de alimentação, para uma fase do retificador trifásico, é a mesma para o caso do retificador monofásico.

Em cada fase do retificador circula uma corrente senoidal com mesmo valor eficaz e defasadas entre si em 120° . Adotando-se a seqüência de fases $1,2,3$ para o sistema de

alimentação, as equações (3.9), (3.10) e (3.11) representam a corrente em cada fase do retificador.

$$i_{e1}(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot I_e \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.9)$$

$$i_{e2}(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot I_e \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.10)$$

$$i_{e3}(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot I_e \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.11)$$

A Fig. 3.8 apresenta as formas de onda das corrente de entrada do retificador para meio ciclo da tensão de alimentação, considerando a seqüência de fase definida acima.

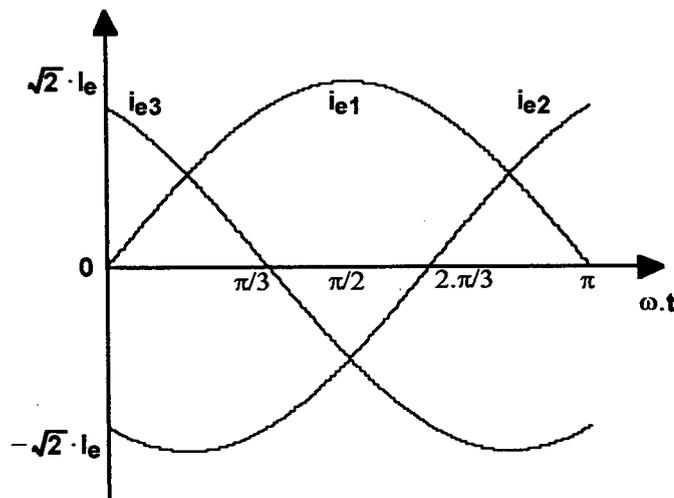


Fig. 3.8 – Formas de onda das correntes de entrada.

A razão cíclica para cada interruptor é dada de acordo com (3.8), deduzida para uma fase, observando-se a defasagem correspondente. Assim:

$$D_1(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot |\text{sen}(\omega \cdot t)| \quad (3.12)$$

$$D_2(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot \left| \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right| \quad (3.13)$$

$$D_3(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot \left| \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right| \quad (3.14)$$

A Fig. 3.9 mostra a variação de razão cíclica de cada interruptor para meio período da tensão de alimentação do retificador.

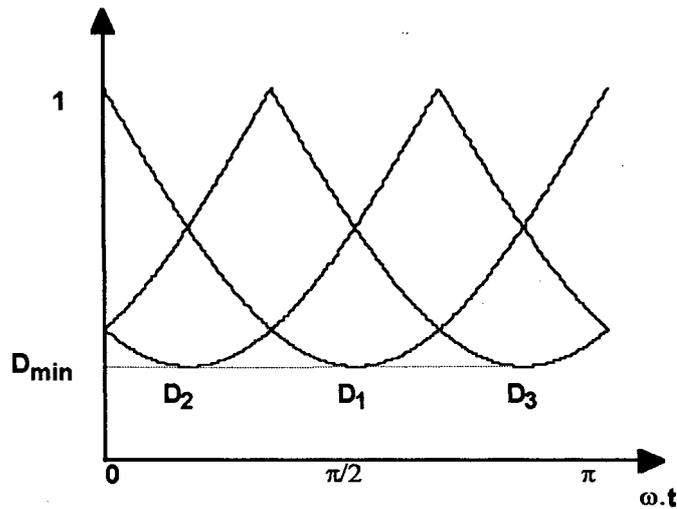


Fig. 3.9 – Razão cíclica dos interruptores.

O valor médio da corrente em cada diodo do retificador, para um período de comutação, é obtido multiplicando a razão cíclica complementar pela corrente de entrada.

$$I_{DB_1} = [1 - D_1] \cdot I_{e1} \quad (3.15)$$

A corrente média instantânea é obtida substituindo corrente e razão cíclica em (3.15) por seus respectivos valores instantâneos.

$$i_{DB_1}(\omega \cdot t) = [1 - D_1(\omega \cdot t)] \cdot i_{e1}(\omega \cdot t) \quad (3.16)$$

E, substituindo (3.9) e (3.12) em (3.16), obtém-se (3.17).

$$i_{DB_1}(\omega \cdot t) = \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_{e1} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.17)$$

Resolvendo:

$$i_{DB_1}(\omega \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{e1}}{\beta} \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t) \quad (3.18)$$

Seja a corrente parametrizada no diodo dada por (3.19).

$$\overline{i_{DB_1}}(\omega \cdot t) = i_{DB_1}(\omega \cdot t) \cdot \frac{\beta}{\sqrt{2} \cdot I_{e1}} \quad (3.19)$$

Então

$$\overline{i_{DB_1}}(\omega \cdot t) = \text{sen}^2(\omega \cdot t) \quad (3.20)$$

A expressão da corrente média instantânea normalizada para corrente no diodo DB_1 dada por (3.20) é válida para o intervalo $0 < \omega \cdot t < \pi$, que corresponde ao intervalo em que a corrente na fase 1 é positiva, e o diodo DB_1 alterna com o interruptor SP_1 a condução da corrente desta fase.

Como pode ser verificado na Fig. 3.8 a corrente na fase 3 é positiva no intervalo $0 < \omega \cdot t < \pi/3$. Durante este intervalo o diodo DB_3 conduz a corrente da fase 3, quando SP_3 se encontra bloqueado. A corrente média instantânea neste diodo é dada pelo produto da corrente de entrada, fase 3, pela razão cíclica complementar do interruptor SP_3 .

$$i_{DB_3}(\omega \cdot t) = \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen} \left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \right) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_{e1} \cdot \text{sen} \left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (3.21)$$

Resolvendo:

$$i_{DB_3}(\omega \cdot t) = \frac{1}{\beta} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{e1} \cdot \text{sen}^2 \left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (3.22)$$

Normalizando

$$\overline{i_{DB_3}}(\omega \cdot t) = \text{sen}^2 \left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (3.23)$$

A corrente média instantânea normalizada para o diodo DB_2 é dada por (3.24), válida durante o intervalo $2 \cdot \pi/3 < \omega \cdot t < \pi$, que corresponde ao intervalo para o qual a corrente na fase 2 é positiva.

$$\overline{i_{DB_2}}(\omega \cdot t) = \text{sen}^2 \left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (3.24)$$

A Fig. 3.10 apresenta as formas de onda de corrente média instantânea normalizada nos diodos DB_1 , DB_2 e DB_3 .

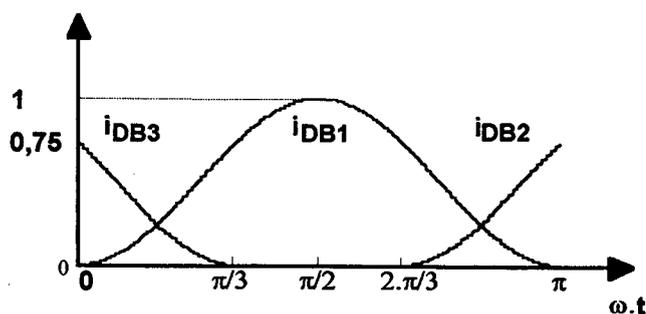


Fig. 3.10 – Corrente média instantânea normalizada em DB_1 , DB_2 e DB_3 .

A corrente média instantânea normalizada no estágio de saída do conversor, $\overline{i_s(\omega \cdot t)}$ é resultante da soma das correntes nos diodos DB_1 , DB_2 e DB_3 . A expressão da corrente de saída para meio ciclo da tensão de alimentação resulta da combinação de três expressões deduzidas para três intervalos distintos dentro de meio ciclo da rede.

- **intervalo 1** $0 < \omega \cdot t < \pi/3$

$$\overline{i_s(\omega \cdot t)} = \overline{i_{DB_1}(\omega \cdot t)} + \overline{i_{DB_3}(\omega \cdot t)} \quad (3.25)$$

- **intervalo 2** $\pi/3 < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi/3$

$$\overline{i_s(\omega \cdot t)} = \overline{i_{DB_1}(\omega \cdot t)} \quad (3.26)$$

- **intervalo 3** $2 \cdot \pi/3 < \omega \cdot t < \pi$

$$\overline{i_s(\omega \cdot t)} = \overline{i_{DB_1}(\omega \cdot t)} + \overline{i_{DB_2}(\omega \cdot t)} \quad (3.27)$$

Agrupando-se (3.25), (3.26) e (3.27), obtém-se (3.28), que representa a corrente de saída do retificador.

$$\overline{i_s(\omega \cdot t)} = \frac{3}{4} - \frac{1}{4} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.28)$$

A equação (3.28) é válida para todo o ciclo da tensão de alimentação do retificador.

A Fig. 3.11 mostra a forma de onda para corrente média instantânea normalizada no estágio de saída do conversor. A frequência desta corrente é três vezes a do sistema de alimentação.

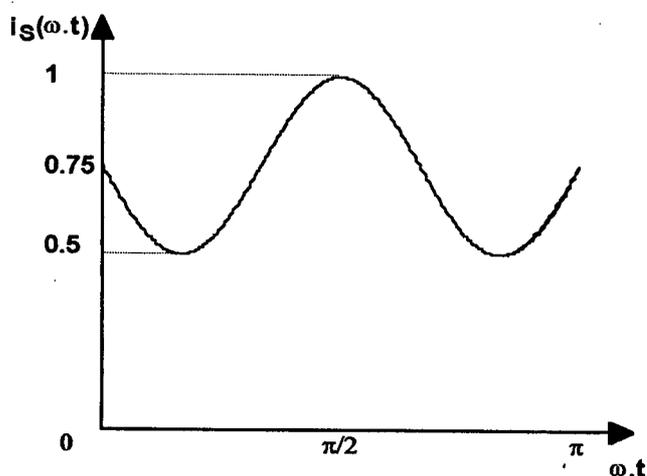


Fig. 3.11 – Corrente média instantânea normalizada no estágio de saída.

O valor médio da corrente em cada interruptor do retificador, para um período de comutação, é obtido multiplicando a razão cíclica pela corrente de entrada.

$$I_{SP_1} = D_1 \cdot I_{e1} \quad (3.29)$$

A corrente média instantânea é obtida substituindo as expressões de corrente e razão cíclica em (3.29) por seus respectivos valores instantâneos.

$$i_{SP_1}(\omega \cdot t) = D_1(\omega \cdot t) \cdot i_{e1}(\omega \cdot t) \quad (3.30)$$

E, substituindo (3.9) e (3.12) em (3.30), obtém-se (3.31).

$$i_{SP_1}(\omega \cdot t) = \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_{e1} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.31)$$

Para o interruptor SP_2 a corrente média instantânea é dada por (3.32).

$$i_{SP_2}(\omega \cdot t) = \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_{e1} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.32)$$

A corrente média instantânea no interruptor SP_3 é da por (3.33).

$$i_{SP_3}(\omega \cdot t) = \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_{e1} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3.33)$$

No ponto central de conexão dos capacitores, a corrente média instantânea é o somatório das correntes nos interruptores.

$$i_o(\omega \cdot t) = i_{SP_1}(\omega \cdot t) + i_{SP_2}(\omega \cdot t) + i_{SP_3}(\omega \cdot t) \quad (3.34)$$

Substituindo (3.31), (3.32) e (3.33) em (3.34), obtém-se (3.35).

$$i_o(\omega \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot I_e}{2 \cdot \beta} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.35)$$

Normalizando

$$\overline{i_o(\omega \cdot t)} = i_o(\omega \cdot t) \cdot \frac{\beta}{\sqrt{2} \cdot I_{e1}} \quad (3.36)$$

Então

$$\overline{i_o(\omega \cdot t)} = \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.37)$$

No capacitor C_{o1} circula a componente alternada da corrente do estágio de saída. Esta corrente é representada por (3.38), obtida a partir de (3.28).

$$\overline{i_{C_{o1}}(\omega \cdot t)} = -\frac{1}{4} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.38)$$

Com as equações de corrente entrando no ponto central dos capacitores e em C_{o1} , determina-se a corrente no capacitor C_{o2} .

$$\overline{i_{C_{o2}}(\omega \cdot t)} = \overline{i_{C_{o1}}(\omega \cdot t)} + \overline{i_o(\omega \cdot t)} \quad (3.39)$$

Portanto

$$\overline{i_{C_{o2}}(\omega \cdot t)} = \frac{1}{4} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.40)$$

A Fig. 3.12 mostra as correntes no ponto central e nos capacitores do retificador.

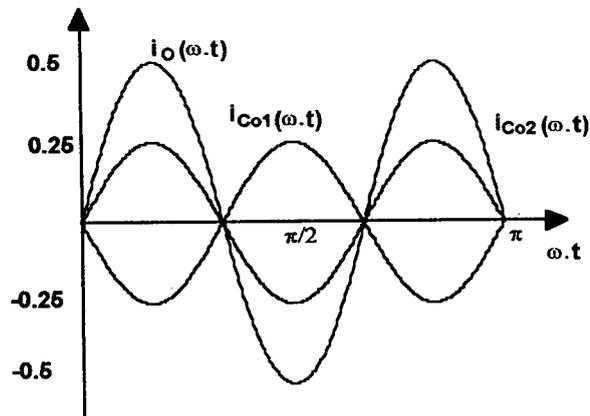


Fig. 3.12 – Corrente no ponto central e nos capacitores do retificador.

As equações das tensões nos capacitores são obtidas a partir das equações de corrente. Então, a tensão no capacitor C_{o1} resulta de (3.41).

$$v_{C_{o1}}(t) = \frac{1}{C} \int \left[-\frac{\sqrt{2} \cdot I_e}{4 \cdot \beta} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \right] \cdot dt \quad (3.41)$$

Resolvendo

$$v_{C_{o1}}(t) = \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_e}{12 \cdot \beta} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \cdot dt \quad (3.42)$$

Normalizando

$$\overline{v_{C_{o1}}(\omega \cdot t)} = v_{C_{o1}}(\omega \cdot t) \cdot \omega \cdot C \cdot \frac{\beta}{\sqrt{2} \cdot I_e} \quad (3.43)$$

Obtém-se (3.44).

$$\overline{v_{C_{o1}}(\omega \cdot t)} = \frac{1}{12} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.44)$$

A tensão no capacitor C_{o2} resulta de (3.45).

$$v_{C_{o2}}(t) = \frac{1}{C} \int \left[\frac{\sqrt{2} \cdot I_e}{4 \cdot \beta} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \right] \cdot dt \quad (3.45)$$

Resolvendo e parametrizando, obtém-se (3.46).

$$\overline{v_{C_{o2}}(\omega \cdot t)} = -\frac{1}{12} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.46)$$

A tensão total apresenta uma ondulação dada pelo somatório da ondulação da tensão em cada capacitor.

$$\overline{v_C(\omega \cdot t)} = \overline{v_{C_{o1}}(\omega \cdot t)} + \overline{v_{C_{o2}}(\omega \cdot t)} \quad (3.47)$$

Substituindo (3.44) e (3.46) em (3.47), obtém-se (3.48).

$$\overline{v_C(\omega \cdot t)} = 0 \quad (3.48)$$

No retificador trifásico a ondulação da tensão no barramento CC é nula.

A Fig. 3.13 apresenta as formas de onda para ondulação parametrizada da tensão em cada saída do retificador.

Com a especificação de ondulação da tensão de saída do retificador, determina-se os valores das capacitâncias de C_{o1} e C_{o2} .

$$C = \frac{\sqrt{2} \cdot I_e}{12 \cdot \Delta E \cdot \omega \cdot \beta} \quad (3.49)$$

Em (3.148) ΔE é a ondulação de tensão numa saída do retificador.

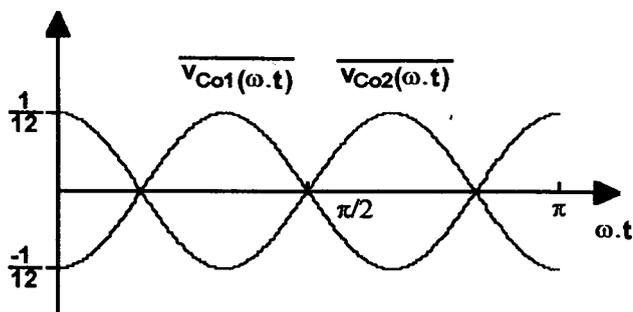


Fig. 3.13 – Formas de onda da ondulação de tensão nos capacitores do estágio de saída.

A análise da ondulação da corrente de entrada na frequência de comutação é a mesma realizada para o retificador monofásico, desta forma o valor da indutância de entrada é determinada por (2.50), reescrita em (3.50).

$$L_B = \frac{\sqrt{2} \cdot V_e \cdot \overline{\Delta i_{L_B} \max}}{f_s \cdot \Delta i_{L_B} \max} \quad (3.50)$$

Os esforços de corrente e tensão nos semicondutores são determinados pelas mesmas equações obtidas para o retificador monofásico.

3.5 ANÁLISE DA OPERAÇÃO DINÂMICA

A análise da Fig. 3.14 sugere que o conversor apresenta seis intervalos idênticos de operação, para o ciclo completo da tensão de alimentação. São as seguintes as características comuns para os intervalos de operação:

- a) a tensão de uma fase do sistema trifásico de alimentação possui maior valor absoluto e sinal oposto às tensões das outras duas fases;
- b) o interruptor pertencente à fase com maior valor absoluto de tensão apresenta razão cíclica sempre menor.

Em cada intervalo, três diodos comutam, um relacionado com a tensão de maior valor absoluto e dois relacionados com as tensões de mesmo sinal, de forma complementar a três interruptores. Três diodos e três interruptores permanecem bloqueados.

Considerando o intervalo de operação $\pi/3 < \omega \cdot t < 2 \cdot \pi/3$, o retificador pode ser representado pelo circuito mostrado na Fig. 3.15, onde são mostrados os interruptores e diodos que operam no referido intervalo.

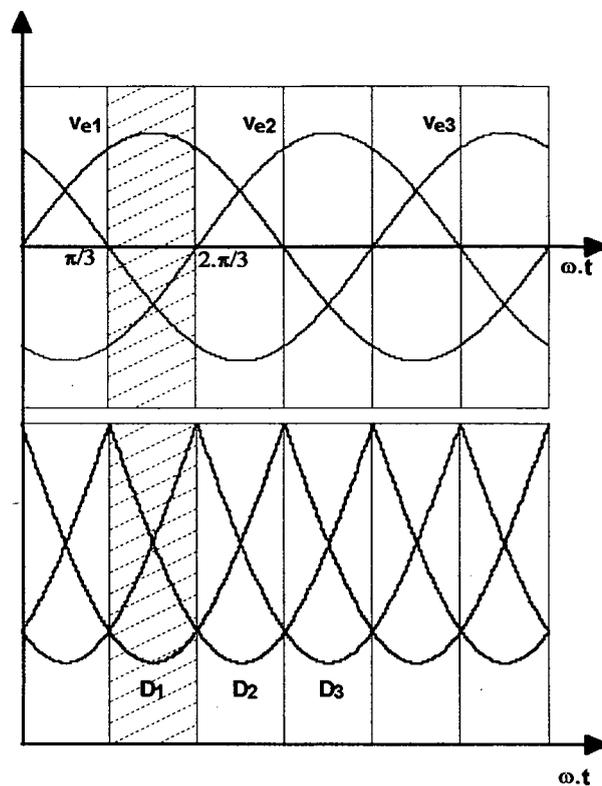


Fig. 3.14 – Tensões do sistema de alimentação e razões cíclicas dos interruptores.

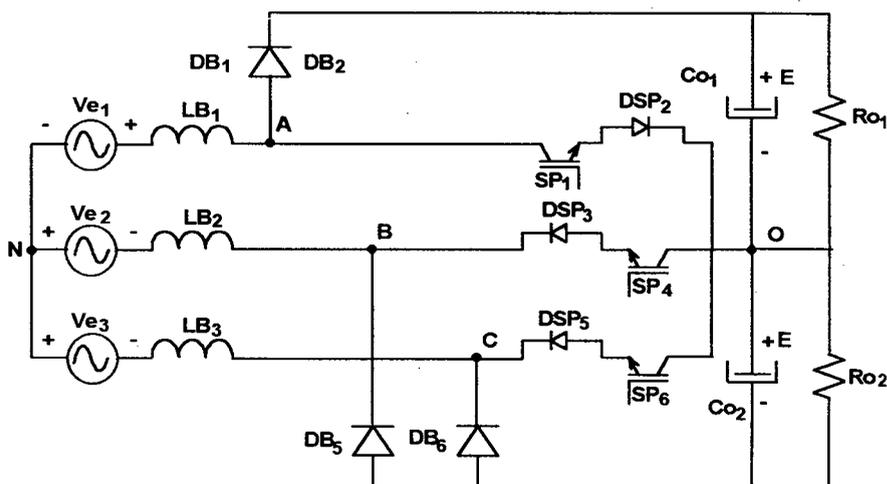


Fig. 3.15 – Circuito resultante no intervalo $\frac{\pi}{3} < \omega \cdot t < \frac{2 \cdot \pi}{3}$

Aplicando-se o modelo da chave PWM ao circuito da Fig. 3.15, obtém-se o diagrama mostrado na Fig. 3.16.

Da análise do circuito da Fig. 3.17, obtém-se (3.57).

$$G(s) = \frac{I_{LB}(s)}{D(s)} = \frac{4}{3} \cdot \frac{E}{s \cdot L_B} \quad (3.57)$$

Como pode ser verificado em (3.57), a função de transferência que relaciona corrente de entrada e ciclo de trabalho do interruptor é semelhante à deduzida para o caso monofásico, desta forma, o projeto do regulador de corrente pode seguir os mesmos critérios.

A função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor de entrada, é deduzida analisando o estágio de saída do conversor como uma impedância, capacitor em paralelo com resistor, alimentada por uma fonte que corresponde à corrente injetada no estágio de saída do conversor.

$$Z_o(s) = \frac{E(s)}{I_S(s)} = \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (3.58)$$

A corrente injetada no estágio de saída do conversor é o somatório das correntes em três diodos.

$$I_S = I_{DB1} + I_{DB2} + I_{DB3} \quad (3.59)$$

Sendo

$$I_{DB1} = D_1' \cdot I_{LB} \quad (3.60)$$

$$I_{DB2} = D_2' \cdot I_{LB} \quad (3.61)$$

$$I_{DB3} = D_3' \cdot I_{LB} \quad (3.62)$$

Substituindo (3.60), (3.61) e (3.62) em (3.59), obtém-se (3.63).

$$I_S = I_{LB} (D_1' + D_2' + D_3') \quad (3.63)$$

Para relacionar a tensão de saída com a corrente de entrada é necessário substituir (3.63) em (3.58).

$$G_v(s) = \frac{E(s)}{I_{LB}(s)} = (D_1' + D_2' + D_3') \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (3.64)$$

Aplicando-se o mesmo critério utilizado no caso do retificador monofásico, os valores de razão cíclica complementar de cada interruptor em (3.64) são substituídos por seus respectivos valores médios ao longo de um ciclo da tensão da fonte de alimentação.

Assim:

$$G_v(s) = \frac{E(s)}{I_{LB}(s)} = 3 \cdot \left(\frac{1}{\beta \cdot \pi} + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (3.65)$$

Verifica-se que a função de transferência que relaciona corrente de entrada e tensão de saída, é a mesma, a menos do ganho, que a encontrada para o caso monofásico.

O regulador da malha de tensão pode ser projetado utilizando a mesma configuração e praticamente os mesmo critérios adotados para o caso do retificador monofásico. Pode-se optar por um filtro passa-baixa com frequência de corte mais elevada e com resposta mais rápida, que o projetado para o retificador monofásico. Esta possibilidade é decorrente do fato da ondulação em baixa frequência da tensão de saída do retificador trifásico ser desprezível, contribuindo de forma mínima na distorção da corrente de entrada.

3.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou o estudo da operação do retificador trifásico de três níveis com fator de potência unitário. Inicialmente foi apresentado o diagrama esquemático do conversor com as respectivas malhas de controle, destacando-se a necessidade de três malhas de corrente e uma de tensão.

Foram descritas as tensões entre a entrada do retificador e o ponto central de conexão dos capacitores de saída. A partir das componentes fundamentais destas tensões, foram determinadas as expressões dos ciclos de trabalho dos interruptores do conversor. Constata-se que o ciclo de trabalho de cada interruptor apresenta a mesma expressão matemática deduzida para o caso monofásico, observando-se os respectivos defasamentos. Os esforços de tensão e corrente nos interruptores são os mesmos apresentados no retificador monofásico.

A frequência da corrente injetada em cada estágio de saída é três vezes a frequência da tensão de alimentação, resultando numa oscilação, com esta frequência, na tensão de

cada saída do retificador. A tensão total de saída apresenta ondulação nula, visto que, nas duas saídas as oscilações são em oposição de fase.

A função de transferência que relacionam corrente de entrada e ciclo de trabalho do interruptor foi deduzida aplicando-se o modelo da chave PWM ao retificador. Esta função apresenta, tal qual para o caso monofásico, um pólo na origem. A função de transferência que relaciona tensão de saída e corrente de entrada apresenta a mesma forma semelhante à deduzida para o retificador monofásico, sendo o ganho a única diferença.

Os critérios para determinar os parâmetros dos controladores de corrente e tensão são os mesmos estabelecidos para o caso do retificador monofásico.

CAPÍTULO IV

SNUBBER PASSIVO NÃO DISSIPATIVO ASSOCIADO AOS RETIFICADORES MONOFÁSICO E TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS: OPERAÇÃO E ANÁLISE QUANTITATIVA

4.1 INTRODUÇÃO

O retificador monofásico de três níveis mostrado na Fig. 4.1 apresenta como principal problema, relacionado com comutação a recuperação reversa dos diodos DB_1 e DB_2 . A recuperação reversa dos diodos ocorre através de uma malha de baixa impedância, formada pelos interruptores, em condução, e cada estágio de saída, provocando elevados picos de corrente nos interruptores, ao mesmo tempo em que estes se encontram submetidos à tensão de saída do retificador, E . Portanto, durante a entrada em condução elevada quantidade de potência é dissipada pelos interruptores.

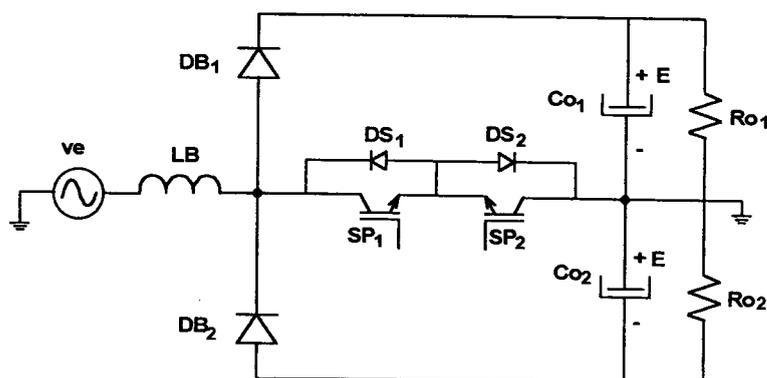


Fig. 4.1 - Retificador monofásico de três níveis.

A introdução de indutores conectando cada diodo e os interruptores estabelece uma impedância no caminho da corrente de recuperação dos diodos. Os indutores limitam a taxa de crescimento da corrente durante a entrada em condução de cada interruptor, além de reduzirem o valor de pico da corrente de recuperação reversa dos diodos, que também circula pelo interruptores. Estes elementos proporcionam entrada em condução do tipo “pseudo” ZCS para os interruptores.

Outro problema relacionado com a comutação diz respeito à taxa de crescimento e oscilações, em altas frequências, da tensão em cada interruptor, que podem ser controladas pela atuação de um capacitor operando em paralelo com cada interruptor durante o

intervalo de bloqueio. A introdução do capacitor proporciona um bloqueio do tipo “*pseudo*” ZVS para cada interruptor do conversor.

A energia oriunda da recuperação reversa dos diodos, armazenada nos indutores, somado a energia armazenada nos capacitores de bloqueio, é transferida a outros dois capacitores e posteriormente ao estágio de saída do conversor.

Uma rede de diodos proporciona a ligação entre os elementos armazenadores e entre estes e os estágios de saída do retificador.

Os indutores que proporcionam entrada em condução tipo ZCS, os capacitores que proporcionam bloqueio tipo ZVS aos interruptores, juntamente com os capacitores para armazenamento de energia e a rede de diodos que interliga estes elementos, formam o circuito denominado snubber passivo não dissipativo.

Sendo o circuito snubber passivo não dissipativo formado por elementos como diodos, capacitores e indutores, resulta num circuito simples e de baixo custo. Com a ausência de interruptores ativos, que implica na inexistência de circuitos auxiliares de comando e controle, bem como a ausência de elementos resistivos que dissipam energia, tornam o circuito robusto e de operação com alta eficiência.

Este capítulo trata da aplicação de um circuito snubber passivo não dissipativo aos retificadores monofásico e trifásico de três níveis. São apresentados a concepção, análises qualitativa e quantitativa, simulações e resultados experimentais, obtidos a partir de protótipos, monofásico e trifásico, montados em laboratório.

4.2 PROCESSO DE COMUTAÇÃO DOS SEMICONDUTORES

4.2.1 RECUPERAÇÃO REVERSA DO DIODO E ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR [33]

Quando um diodo está no seu modo de condução direta e a corrente que ele conduz é reduzida a zero, seja em função do comportamento natural do circuito (em retificadores comutados pela rede), seja por aplicação de uma tensão reversa, o diodo permanece conduzindo em razão da presença de cargas armazenadas na sua junção *pn*. Estas cargas acumuladas requerem certo tempo para serem eliminadas, sendo este tempo denominado *tempo de recuperação reversa* do diodo. A forma de onda típica de corrente para a recuperação reversa de um diodo é mostrada na Fig. 4.2.

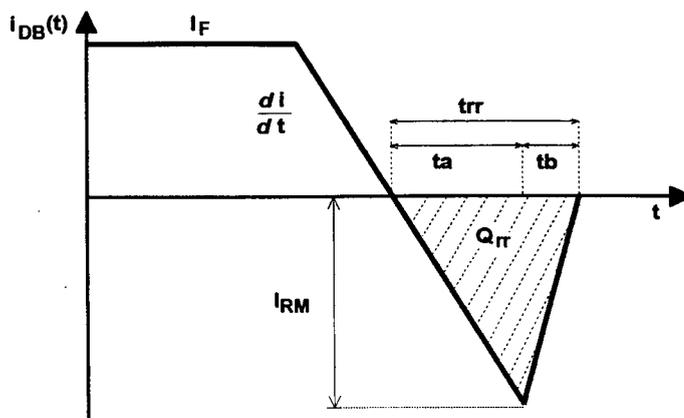


Fig. 4.2 – Forma de onda de corrente de recuperação reversa de um diodo.

O valor de pico da corrente de recuperação reversa é determinado por (4.1).

$$I_{RM} = t_a \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.1)$$

Onde di/dt é a taxa de decrescimento da corrente direta do diodo I_F .

O termo t_a é uma parcela do tempo de recuperação reversa, compreendido entre a passagem por zero da corrente e o seu valor de pico. O tempo total de recuperação reversa do diodo é dado por (4.2), e inclui o intervalo para o qual a corrente reversa no diodo evolui do seu valor máximo até zero, denominado t_b .

$$t_{rr} = t_a + t_b \quad (4.2)$$

O tempo de recuperação reversa depende da temperatura da junção, da taxa de decrescimento da corrente e do valor da corrente direta no diodo antes do bloqueio.

A quantidade de carga acumulada na junção, que é neutralizada durante a recuperação reversa do diodo, é determinada calculando a área do gráfico da corrente, mostrado na Fig. 4.1, no intervalo t_{rr} , assim:

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} \cdot I_{RM} \cdot t_{rr} \quad (4.3)$$

A expressão da corrente de pico reverso vale então:

$$I_{RM} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{t_{rr}} \quad (4.4)$$

Normalmente o intervalo de tempo t_b é desprezível quando comparado a t_a , e o tempo de recuperação reversa é praticamente igual ao tempo de crescimento da corrente no diodo em sentido inverso, resultando:

$$t_{rr} \cong t_a \quad (4.5)$$

A equação (4.1) pode ser rescrita como:

$$I_{RM} = t_{rr} \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.6)$$

Substituindo (4.6) em (4.4), resulta:

$$t_{rr} \cdot \frac{di}{dt} = \frac{2 \cdot Q_{rr}}{t_{rr}} \quad (4.7)$$

Desenvolvendo:

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2 \cdot Q_{rr}}{\frac{di}{dt}}} \quad (4.8)$$

E, substituindo a expressão para t_{rr} de (4.8) em (4.6), resulta (4.9).

$$I_{RM} = \sqrt{2 \cdot Q_{rr} \cdot \frac{di}{dt}} \quad (4.9)$$

A partir das equações (4.8) e (4.9), conclui-se que o tempo de recuperação e a corrente de pico reversa são dependentes da taxa de decrescimento da corrente direta.

O efeito da recuperação reversa do diodo sobre o interruptor no retificador de três níveis de tensão pode ser analisado a partir da Fig. 4.3, que mostra as formas de onda idealizadas de tensão e corrente no interruptor.

No intervalo referente à entrada em condução, o interruptor é submetido simultaneamente a uma corrente crescente e à tensão de um estágio de saída do retificador. Um pico de corrente correspondente à soma da corrente comutada entre o diodo e o interruptor e pico da corrente de recuperação reversa do diodo ocorre a cada comutação, podendo ser destrutivo para o interruptor.

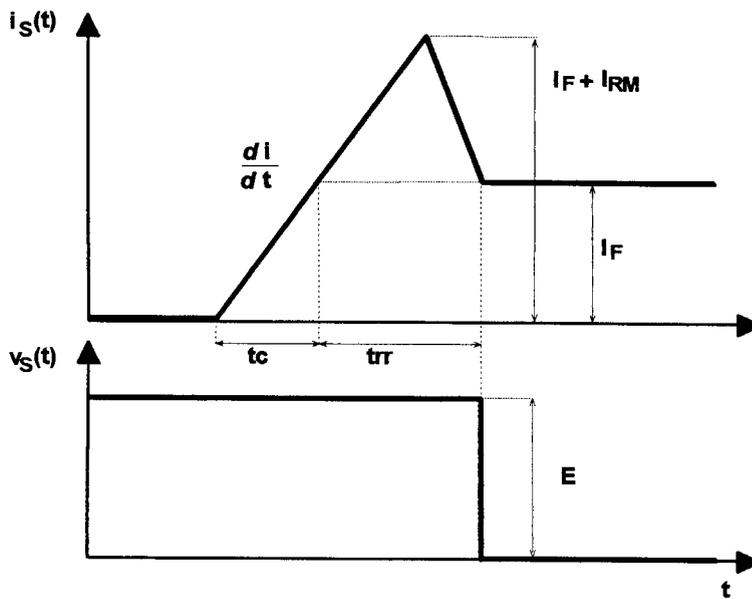


Fig. 4.3 - Tensão e corrente no interruptor.

A potência dissipada durante a entrada em condução do interruptor num período com frequência de comutação f_S é dada por (4.10).

$$P = V_o \cdot f_S \cdot \left(\left(t_{rr} + \frac{I_F}{2 \cdot \frac{di}{dt}} \right) \cdot I_F + \frac{t_{rr}}{2} \cdot I_{RM} \right) \quad (4.10)$$

De acordo com (4.9) a redução do valor de pico da corrente de recuperação reversa do diodo é obtida através da redução da taxa de decrescimento da corrente neste componente.

A redução da taxa de decrescimento da corrente é obtida com a inserção de um indutor, em qualquer ramo da malha que contém o diodo, o interruptor e o estágio de saída do retificador, como mostra a Fig. 4.4.

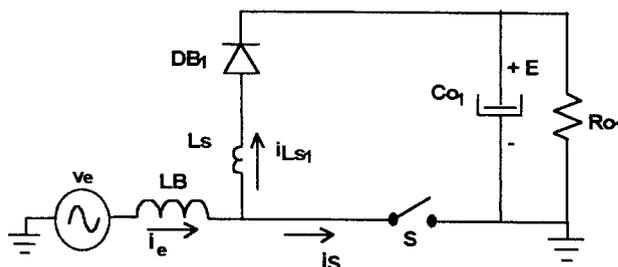


Fig. 4.4 - Retificador com indutor de comutação.

Em razão da presença do indutor L_s a tensão sobre o interruptor cai a zero antes do aparecimento de corrente com valor significativo. A tensão de saída é aplicada sobre o

indutor durante o intervalo de bloqueio do diodo, impondo um decrescimento na corrente dado por (4.11).

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L_s} \quad (4.11)$$

As perdas no interruptor são anuladas durante a entrada em condução, visto que, durante esta comutação, não se verifica tensão e corrente simultaneamente no semicondutor. As formas de onda de tensão e corrente no interruptor são mostradas na Fig. 4.5.

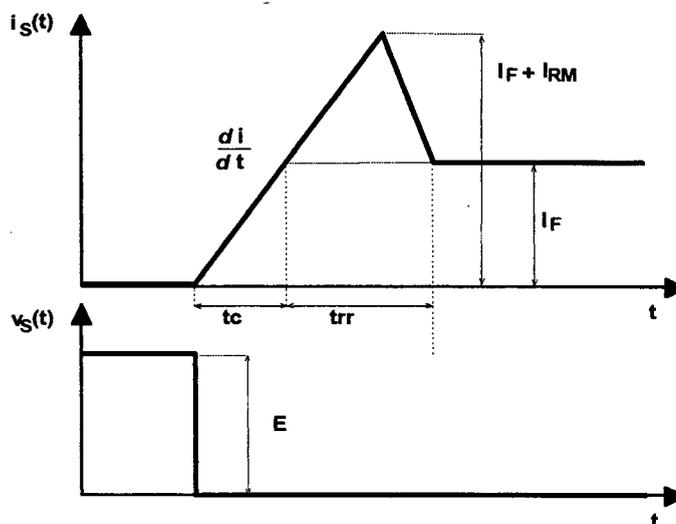


Fig. 4.5 - Tensão e corrente no interruptor com a inserção do indutor de comutação.

Para controlar a energia armazenada em L_s , carga e descarga, quando o interruptor ou o diodo boost bloqueia, o indutor deve estar inserido numa malha que contém uma fonte de tensão e diodos.

A polaridade da fonte de tensão deve ser tal que absorva a energia acumulada no indutor quando o diodo boost bloqueia e se recupera, ou, de outra forma, a polaridade da fonte deve ter um sentido tal que carregue o indutor do snubber quando o interruptor bloqueia.

O sentido de cada diodo deve ser tal que permita a carga e descarga do indutor de comutação L_s .

A Fig. 4.6 apresenta o circuito que permite o controle da energia no indutor L_s .

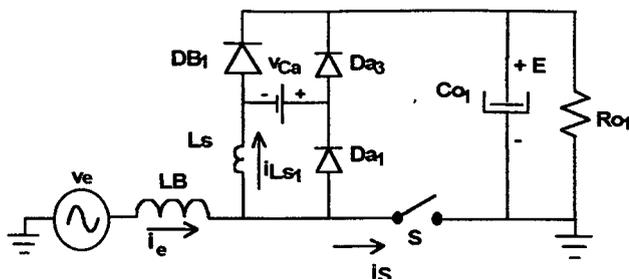


Fig. 4.6 – Retificador com indutor de comutação e controle de energia.

Na prática, a implementação da fonte de tensão pode ser realizada por um capacitor.

4.2.2 BLOQUEIO DO INTERRUPTOR

Para obter redução da taxa de crescimento e oscilações, amplitude e frequência da tensão no interruptor durante o processo de abertura, é necessário que ele esteja inserido numa malha que contém um capacitor e um diodo. O diodo deve possibilitar o caminho alternativo para corrente do interruptor, quando este é comandado a bloquear, desviando-a para o capacitor.

A Fig. 4.7 mostra as possibilidades de circuitos para obter comutação ZVS no interruptor.

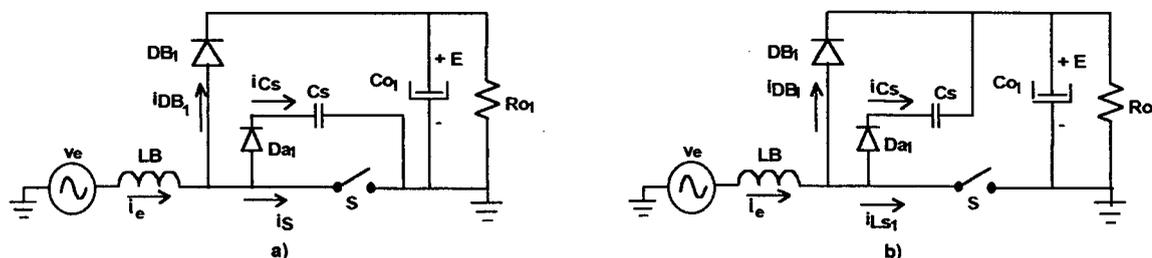


Fig. 4.7 - Retificador com capacitor de comutação.

A condição necessária para garantir bloqueio sob tensão nula no interruptor é que, no momento da sua abertura, a tensão em torno da malha seja nula. Assim, no caso do circuito da Fig. 4.7-a) a tensão no capacitor C_s deve ser zero e no caso do circuito da Fig. 4.7-b) a tensão no capacitor deve ser igual à tensão de saída do retificador.

A Fig. 4.8 mostra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor. A taxa de crescimento da tensão é controlada pelo capacitor C_s de acordo com (4.12).

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{I}{C_s} \quad (4.12)$$

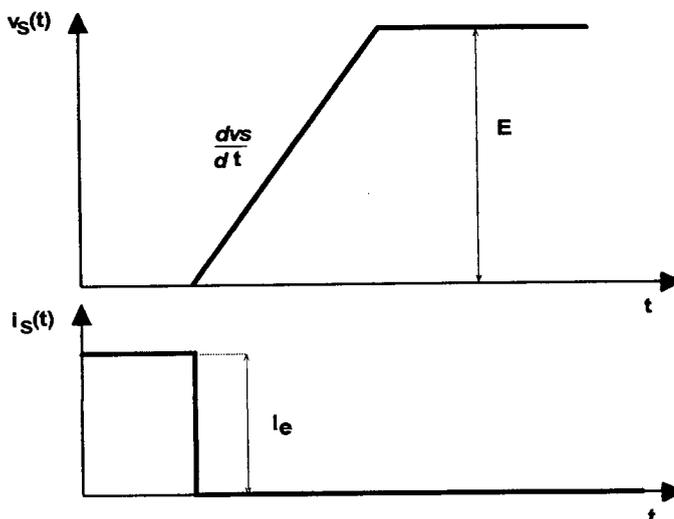


Fig. 4.8 – Tensão e corrente no interruptor com a introdução do capacitor de comutação.

A limitação de derivada de tensão nos terminais do interruptor contribui de forma significativa na redução de ruídos irradiados de alta frequência.

4.2.3 CIRCUITO SNUBBER COMPLETO

Associando-se os diodos, capacitores e indutores ao retificador monofásico de três níveis, considerando a parte do retificador que opera no semiciclo positivo da tensão de alimentação, obtém-se o circuito apresentado na Fig. 4.9.

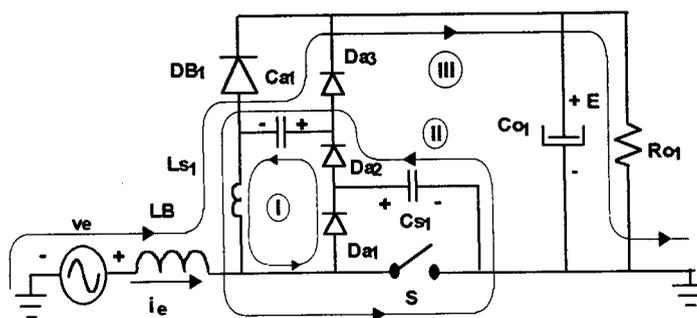


Fig. 4.9 - Circuito snubber completo.

A energia oriunda da recuperação reversa do diodo boost e armazenada no indutor L_{s1} é transferida para um capacitor adicional C_{a1} , através da malha I formada pelos diodos D_{a1} e D_{a2} , o indutor L_{s1} e o próprio capacitor C_{a1} , sendo posteriormente transferida ao estágio de saída do conversor. Este capacitor recebe também energia acumulada no capacitor C_{s1} , o qual se descarrega pela malha II estabelecida através do diodo D_{a2} , dos capacitores C_{s1} e C_{a1} , do indutor L_{s1} e o interruptor S . O capacitor C_{a1} transfere energia ao estágio de saída se descarregando através da malha III estabelecida com os elementos v_e ,

L_B , L_{s1} e o estágio de saída formado por C_{o1} e R_{o1} , garantido a operação do circuito snubber sem perdas.

Os indutores L_{s1} e L_{s2} , os capacitores C_{a1} , C_{a2} , C_{s1} e C_{s2} , juntamente com os diodos D_{a1} a D_{a6} , formam um snubber passivo não dissipativo, para o retificador monofásico de três níveis, como mostra a Fig. 4.10.

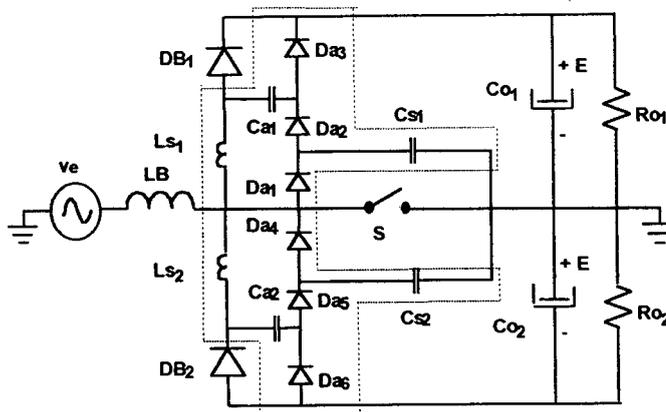


Fig. 4.10 – Diagrama esquemático completo do retificador monofásico de três níveis associado ao snubber passivo não dissipativo. Circuito 1.

O circuito snubber elimina possíveis sobretensões durante o bloqueio dos diodos e garante tensão grampeada no valor da tensão de saída E , nos terminais do interruptor durante bloqueio.

Podem ser obtidas outras topologias para o retificador de três níveis com snubber passivo não dissipativo. Estas topologias são apresentadas nas figuras 4.11 e 4.12.

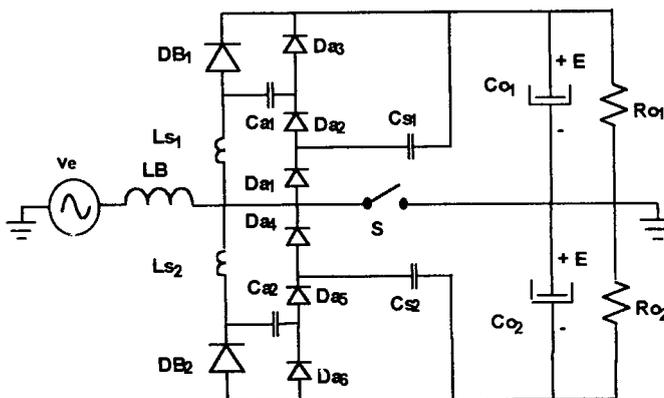


Fig. 4.11 – Diagrama esquemático completo do retificador monofásico de três níveis associado ao snubber passivo não dissipativo. Circuito 2.

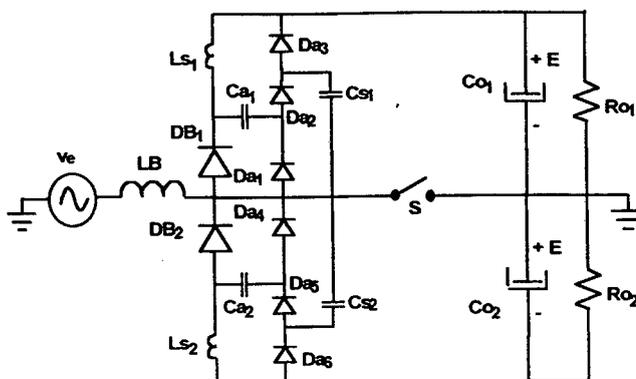


Fig. 4.12 – Diagrama esquemático completo do retificador monofásico de três níveis associado ao snubber passivo não dissipativo. Circuito 3.

4.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO E EQUAÇÕES CORRESPONDENTES

As etapas de operação referentes às comutações que descrevem o funcionamento do conversor associado ao circuito snubber, mostrado na Fig. 4.10, são apresentadas nas figuras 4.13 a 4.21. Com o intuito de facilitar a análise da operação do conversor, são feitas as seguintes simplificações:

a) a fonte de tensão e o indutor boost são substituídos por uma fonte de corrente constante, visto que durante um período de comutação a variação desta corrente é desprezível, ou seja, $i_e = I$;

b) os estágios de saída são substituídos por fontes de tensão constante, com valor igual à tensão média de cada saída;

c) todos os componentes, semicondutores, capacitores e indutores são considerados ideais.

Etapa 1 (t_0-t_1): O diodo boost conduz a corrente de entrada transferindo energia para o estágio de saída. A Fig.4.13 apresenta o circuito equivalente para a etapa1.

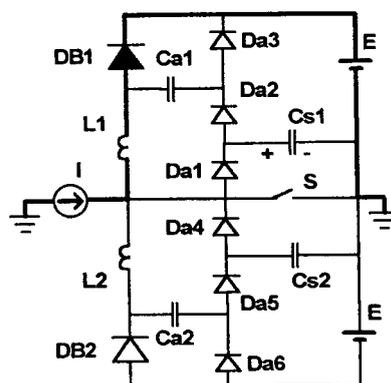


Fig. 4.13 - Etapa 1.

Durante esta etapa, o capacitor C_{s1} permanece carregado com uma tensão igual à tensão de saída E , o capacitor C_{a1} permanece descarregado e através do indutor circula a corrente de entrada do retificador.

$$i_{Ls}(t) = I \quad (4.13)$$

$$V_{Ca}(t) = 0 \quad (4.14)$$

$$V_{Cs}(t) = E \quad (4.15)$$

A duração da etapa é determinada pelo circuito de controle.

$$\Delta t_1 = (t_1 - t_2) = (1 - D) \cdot T_s \quad (4.16)$$

Onde T_s representa o período de comutação e D o ciclo de trabalho do interruptor S .

Etapa 2 (t_1-t_2): (linear). No instante $t=t_1$ o interruptor S é comandado a conduzir, o diodo $DB1$ permanece conduzindo e a tensão da saída E é aplicada sobre o indutor L_{s1} . Parcela da corrente da entrada é desviada para o interruptor, crescendo linearmente a partir de zero até o valor I , e na mesma proporção a corrente no diodo $DB1$ decresce desde I até zero, quando a etapa termina.

O circuito equivalente para esta etapa é apresentado na Fig. 4.14.

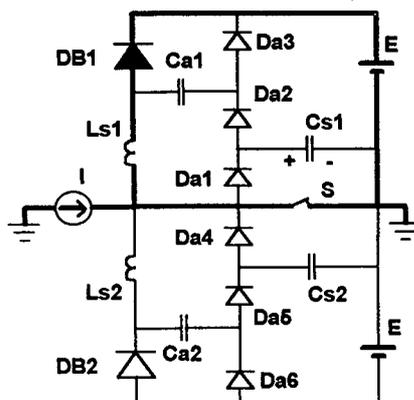


Fig. 4.14 - Etapa 2.

A corrente no indutor é dada por (4.17), sendo a taxa de decrescimento desta função da tensão de saída e da indutância L_{s1} .

$$i_{Ls}(t) = I - \frac{E}{L_s} \cdot t \quad (4.17)$$

A tensão no capacitor C_{a1} permanece nula durante esta etapa.

$$v_{Ca}(t) = 0 \quad (4.18)$$

O capacitor C_{s1} permanece carregado com uma tensão constante de mesmo valor da tensão de saída.

$$v_{Cs}(t) = E \quad (4.19)$$

A duração desta etapa é calculada igualando a expressão (4.17) a zero, resultando em (4.20).

$$\Delta t_2(t_2 - t_1) = \frac{L_s \cdot I}{E} \quad (4.20)$$

Etapa 3 (t_2-t_3): (ressonante). Quando a corrente no indutor se anula, o diodo $DB1$ bloqueia. O capacitor C_{s1} se descarrega transferindo energia para o indutor L_{s1} e para o capacitor $Ca1$, cuja tensão começa a crescer. É estabelecida uma oscilação ressonante entre $Ca1$, C_{s1} e L_{s1} , com uma frequência dada por (4.21).

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C}} \quad (4.21)$$

Sendo C a capacitância resultante da associação série entre $Ca1$ e C_{s1} , que é determinada por (4.22).

$$C = \frac{C_s \cdot C_a}{C_s + C_a} \quad (4.22)$$

O interruptor conduz a corrente de entrada somada à corrente do indutor.

O circuito equivalente correspondente à etapa 3 é apresentado na Fig. 4.15.

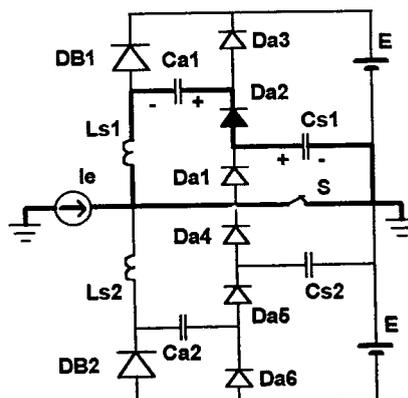


Fig. 4.15 - Etapa 3.

A corrente no indutor evolui de forma ressonante de acordo com (4.23).

$$i_L(t) = \frac{-E}{\omega \cdot L_s} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (4.23)$$

A tensão no capacitor C_{s1} vale:

$$v_{C_s}(t) = E \cdot \frac{\omega_s^2}{\omega} \cdot \left[\cos(\omega \cdot t) + \frac{\omega^2}{\omega_s^2} - 1 \right] \quad (4.24)$$

Sendo ω_s a frequência de ressonância entre L_{s1} e C_{s1} , dada pela equação (4.25)

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad (4.25)$$

A tensão no capacitor C_{a1} evolui a partir do valor zero de acordo com (4.26).

$$v_{C_a}(t) = E \cdot \frac{\omega_a^2}{\omega} \cdot [1 - \cos(\omega \cdot t)] \quad (4.26)$$

A etapa prossegue até a descarga completa de C_{s1} , sendo o tempo de duração calculado igualando a equação (4.24) a zero, assim:

$$\Delta t_3 = (t_3 - t_2) = \frac{a \cos\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_s^2}\right)}{\omega} \quad (4.27)$$

Em (4.26) ω_a representa a frequência de ressonância entre L_{s1} e C_{a1} que é dada por:

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_a}} \quad (4.28)$$

A corrente no indutor no final desta etapa é determinada substituindo (4.27) em (4.23), resultando em (4.29).

$$i_{L_s}(t_3) = I_{L_{s3}} = -\frac{E}{\omega_s^2 \cdot L_s} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega^2} \quad (4.29)$$

A tensão no capacitor C_{a1} alcança um valor no final desta etapa, dada pela equação (4.30), obtida substituindo (4.27) em (4.26), assim:

$$v_{C_a}(t_3) = V_{C_{a3}} = E \cdot \frac{\omega_a^2}{\omega_s^2} \quad (4.30)$$

O capacitor C_{s1} se descarrega completamente até o final da etapa, assim:

$$v_{Cs}(t_3) = V_{Cs3} = 0 \quad (4.31)$$

Etapa 4 (t_3-t_4): (ressonante). Quando a tensão em C_{s1} atinge zero, no final da etapa 3, o diodo $Da1$ é polarizado diretamente dando início à etapa 4. Durante esta etapa, o indutor L_{s1} se descarrega completamente transferindo energia para o capacitor C_{a1} . A etapa termina quando a corrente no indutor se anula.

O circuito equivalente que representa a etapa 4 é mostrado na Fig. 4.16.

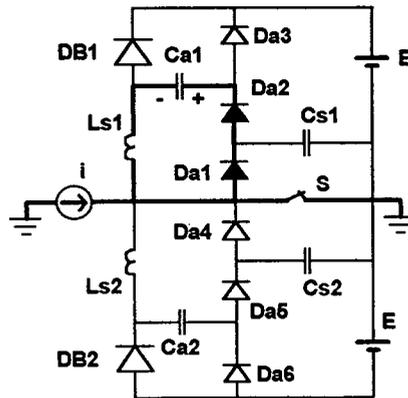


Fig. 4.16 - Etapa 4.

A corrente no indutor evolui segundo a equação (4.32)

$$i_{Ls}(t) = \frac{-E \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega_a^2}}{\omega_s^2 \cdot L_s} \cdot \cos(\omega_a \cdot t) + \frac{E \cdot \omega_a}{\omega_s^2 \cdot L_s} \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot t) \quad (4.32)$$

A tensão no capacitor C_{a1} é dada por:

$$v_{Ca}(t) = \frac{E \cdot \omega_a^2}{\omega_s^2} \cdot \cos(\omega_a \cdot t) + \frac{E \cdot \omega_a}{\omega_s^2} \cdot \sqrt{2 \cdot \omega_s^2 - \omega_a^2} \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot t) \quad (4.33)$$

O intervalo de duração da etapa é dado pela equação (4.34), e é obtido igualando a expressão de corrente no indutor a zero.

$$\Delta t_4(t_4 - t_3) = \frac{a \tan \left(\sqrt{\frac{2 \cdot \omega_s^2 - \omega_a^2}{\omega_a^2}} \right)}{\omega_a} \quad (4.34)$$

No final desta etapa o capacitor C_{a1} se encontra carregado com um valor de tensão dado por (4.35), substituindo (4.34) em (4.33).

O circuito equivalente para análise da etapa 5 é mostrado na Fig. 4.18.

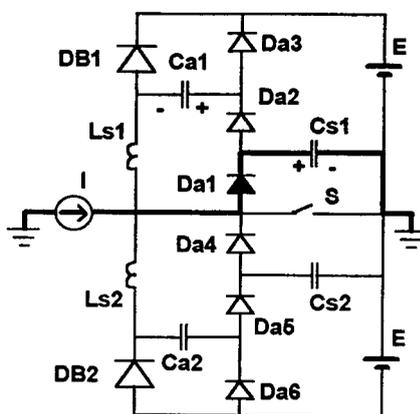


Fig. 4.18 - Etapa 6.

$$i_{Ls}(t) = 0 \quad (4.40)$$

$$v_{Ca}(t) = E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (4.41)$$

A tensão no capacitor C_{s1} é dada pela equação (4.42)

$$v_{Cs}(t) = \frac{I}{C_s} \cdot t \quad (4.42)$$

O intervalo de duração da etapa é dado por:

$$\Delta t_6(t_6 - t_5) = \frac{C_s \cdot E}{I} \cdot \left(1 - \frac{\omega_a}{\omega_s}\right) \quad (4.43)$$

Substituindo (4.43) em (4.42), determina-se a tensão em C_{s1} no final da etapa, que é dada por (4.44).

$$v_{Cs}(t_6) = V_{Cs6} = E \cdot \left(1 - \frac{\omega_a}{\omega_s}\right) \quad (4.44)$$

A tensão no capacitor C_{a1} no instante final da etapa é dada por (4.45).

$$v_{Ca}(t_6) = V_{Ca6} = V_{Ca5} = V_{Ca4} = E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (4.45)$$

Etapa 7 (t_6-t_7): (ressonante). Durante esta etapa continua o processo de carga do capacitor C_{s1} . Parcela da corrente de entrada é desviada para a malha que contém o capacitor C_{a1} , sendo iniciado o seu processo de descarga.

A corrente no indutor, durante o intervalo de duração desta etapa, evolui minimamente, pois o seu crescimento encontra na malha que percorre a oposição da indutância de L_{s1} e da tensão de saída E . De outra forma, o valor da capacitância de C_{a1} é elevado quando comparado ao de C_{s1} . Assim, a tensão em C_{a1} pode ser considerada constante durante esta etapa.

A corrente no indutor é dada por (4.46).

$$i_{Ls}(t) = I \cdot [1 - \cos(\omega_s \cdot t)] \quad (4.46)$$

A expressão da tensão no capacitor C_{a1} é dada por:

$$v_{Ca}(t) = E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (4.47)$$

A Fig. 4.19 apresenta o circuito equivalente referente à etapa 7.

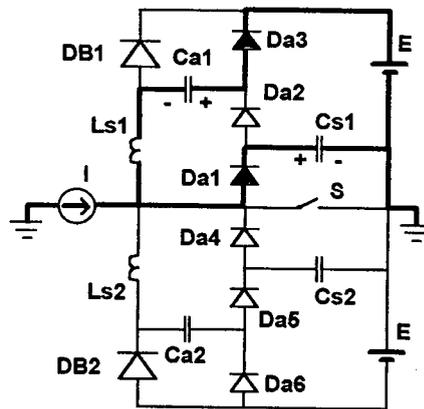


Fig. 4.19 - Etapa 7.

A tensão no capacitor C_{s1} vale:

$$v_{Cs}(t) = \frac{I}{C_s \cdot \omega_s} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) + E - E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (4.48)$$

A etapa termina quando a tensão no capacitor C_{s1} se iguala à tensão de saída, assim:

$$v_{Cs}(t_7) = V_{Cs7} = E \quad (4.49)$$

A duração desta etapa é dada por (4.50), que é determinada substituindo (4.48) em (4.49).

$$\Delta t_7(t_6 - t_7) = \frac{\alpha \text{sen}\left(\frac{E \cdot \omega_a \cdot C_s}{I}\right)}{\omega_s} \quad (4.50)$$

A partir da simplificação para o cálculo da duração da etapa, é estabelecido que a tensão em C_{a1} permanece constante, assim:

$$v_{Ca}(t_7) = V_{Ca7} = E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (4.51)$$

A corrente no indutor L_s no final da etapa é calculada substituindo (4.50) em (4.46), resultando em (4.52).

$$i_{Ls}(t_7) = I_{Ls7} = I - \sqrt{I^2 - E^2 \cdot \omega_a^2 \cdot C_s^2} \quad (4.52)$$

Etapa 8 (t_7-t_8): (ressonante). Quando a tensão no capacitor C_{s1} se iguala à tensão de saída o diodo D_{a2} é polarizado diretamente iniciando a etapa 8, que apresenta uma oscilação ressonante entre o capacitor C_{a1} e o indutor L_{s1} , como mostra o circuito resultante apresentado na Fig. 3.20. Durante esta etapa, o capacitor C_{a1} transfere energia para o indutor.

No equacionamento desta etapa, a corrente inicial no indutor é considerada nula.

A corrente no indutor durante a etapa é dada por:

$$i_{Ls}(t) = E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \cdot \sqrt{\frac{C_a}{L_s}} \cdot \text{sen}(\omega_a \cdot t) \quad (4.53)$$

O circuito equivalente que representa esta etapa é apresentado na Fig. 4.20.

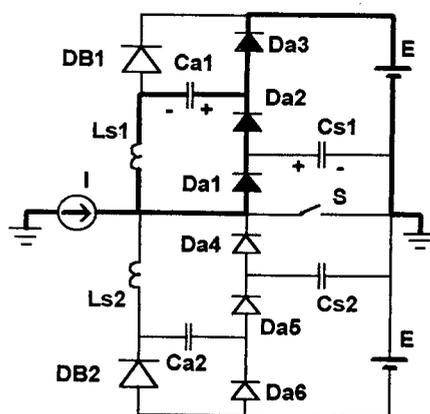


Fig. 4.20 - Etapa 8.

A tensão no capacitor C_{a1} evolui segundo a equação (4.54).

$$v_{Ca}(t) = E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \cdot \cos(\omega_a \cdot t) \quad (4.54)$$

No final da etapa a corrente no indutor é igual a corrente de entrada, portanto:

$$i_{Ls}(t_8) = I_{Ls8} = I \quad (4.55)$$

O intervalo de duração da etapa é calculado substituindo (4.55) em (4.53), resultando em (4.56).

$$\Delta t_8 = (t_8 - t_7) = \frac{a \operatorname{sen} \left(\sqrt{\frac{L_s}{C_a}} \cdot \frac{\omega_s \cdot I}{\omega_a \cdot E} \right)}{\omega_a} \quad (4.56)$$

A tensão no capacitor C_{a1} no final da etapa é determinada substituindo (4.56) em (3.54) resultando em (3.57).

$$v_{Ca}(t_8) = V_{Ca8} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \sqrt{\frac{C_a \cdot E^2 \cdot \omega_a^2 - L_s \cdot I^2 \cdot \omega_s^2}{C_a}} \quad (4.57)$$

Etapa e 9 (t_8-t_9): (linear). A etapa inicia quando a corrente no indutor se iguala à corrente de entrada e os diodos D_{a1} e D_{a2} bloqueiam. Durante esta etapa, o capacitor C_{a1} transfere energia para o estágio de saída, até que este se descarregue completamente.

A corrente no indutor é constante e igual à corrente de entrada.

$$i_{Ls}(t) = I \quad (4.58)$$

A tensão no capacitor C_{a1} é descrita pela equação (4.59).

$$v_{Ca}(t) = -\frac{I}{C_a} \cdot t + \frac{1}{\omega_s} \cdot \sqrt{\frac{C_a \cdot E^2 \cdot \omega_a^2 - L_s \cdot I^2 \cdot \omega_s^2}{C_a}} \quad (4.59)$$

A tensão no capacitor C_{s1} permanece com valor igual à tensão de saída.

$$v_{Cs}(t) = E \quad (4.60)$$

O circuito equivalente relativo a etapa 9 é apresentado na Fig. 4.21.

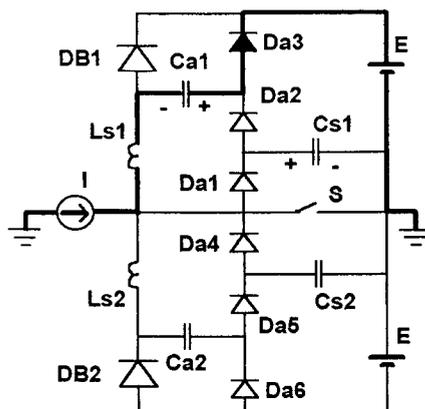


Fig. 4.21 - Etapa 9.

A duração desta etapa é determinada igualando a tensão do capacitor C_{a1} a zero na equação (4.59), resultando:

$$\Delta t_9 = (t_9 - t_8) = \frac{C_a}{I \cdot \omega_s} \cdot \sqrt{\frac{C_a \cdot E^2 \cdot \omega_a^2 - L_s \cdot I^2 \cdot \omega_s^2}{C_a}} \quad (4.61)$$

As formas de onda para corrente no indutor L_s , tensão e corrente no interruptor S , tensão nos capacitores C_{a1} e C_{s1} , decorrentes das etapas descritas acima, são mostradas na Fig. 4.22.

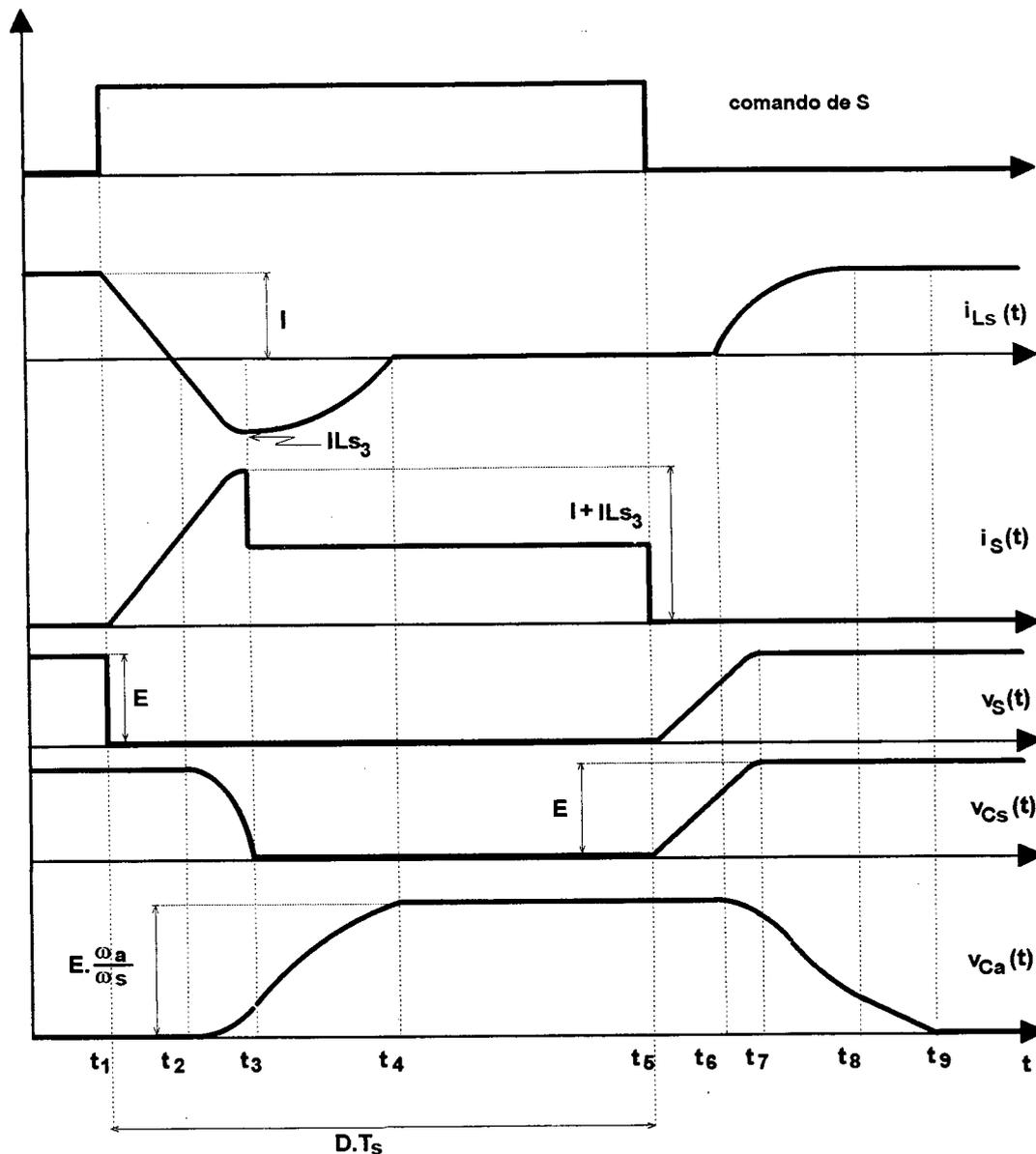


Fig. 4.22 - Formas de onda para comutação.

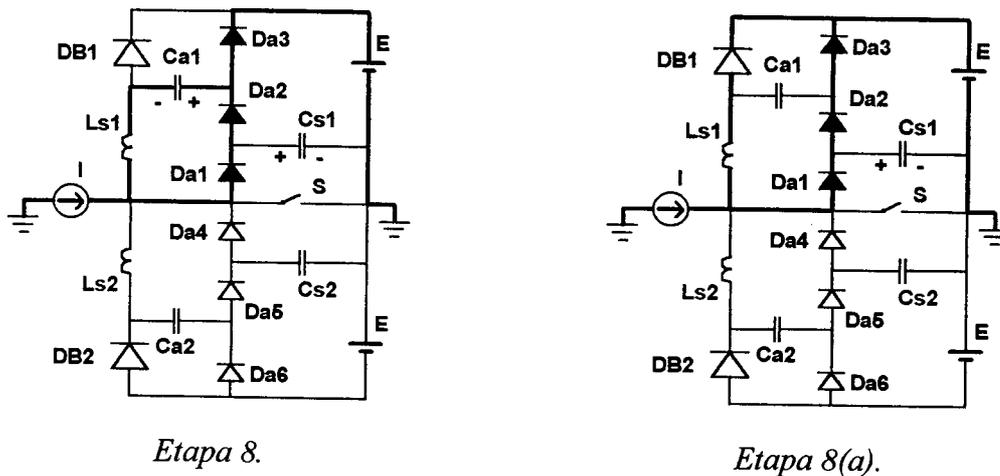
4.4 RESTRIÇÕES DE OPERAÇÃO

Para que as etapas de operação do conversor prossigam de acordo com o descrito no item 4.3, resultando na operação de forma desejável do circuito snubber, ou seja, comutação suave dentro da faixa de corrente de entrada especificada, as restrições seguintes devem ser observadas.

4.4.1 ENERGIA ACUMULADA NO CAPACITOR C_{a1} NO INÍCIO DA ETAPA 8 – RESTRIÇÃO PARA COMUTAÇÃO SUAVE COM CORRENTE DE ENTRADA MÁXIMA

Supondo que durante a etapa 8 a tensão no capacitor C_{a1} se anule antes que a corrente no indutor L_{s1} alcance o valor da corrente de entrada I , o diodo $DB1$ é polarizado diretamente e o conversor evolui para a etapa 8(a), como mostra a Fig. 4.23.

Durante a etapa 8(a), a tensão sobre o indutor L_{s1} é zero, portanto sua corrente permanece constante e o estado do conversor não evolui, até o instante em que o interruptor recebe o sinal de comando para entrar em condução. Quando o interruptor é comandado a conduzir, parcela da corrente de entrada que circula nos diodos auxiliares $Da1$, $Da2$ e $Da3$ é então desviada instantaneamente para o interruptor, inviabilizando a entrada em condução sob corrente nula.



Etapa 8.

Etapa 8(a).

Fig.4.23 - Evolução da etapa 8 para 8(a).

No início da etapa 8 o capacitor C_{a1} deve ter energia acumulada em quantidade suficiente para levar a corrente no indutor L_{s1} ao valor da corrente da fonte de entrada. Assim:

$$\frac{1}{2} \cdot C_a \cdot V_{Ca7}^2 > \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_{Ls8}^2 \quad (4.62)$$

Substituindo as expressões da tensão V_{Ca7} e da corrente I_{Ls8} na equação (4.62), obtém-se:

$$\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} < \frac{E}{I} \quad (4.63)$$

Seja o parâmetro Z_s é definido como:

$$Z_s = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (4.64)$$

Considerando a operação com fator de potência unitário, a energia acumulada no indutor é máxima quando a corrente de entrada passa pelo valor de pico, sendo portanto o parâmetro Z_s definido para o valor máximo da corrente da fonte de entrada I . Assim:

$$Z_s < \frac{E}{I_{\max}} \quad (4.65)$$

4.4.2 TENSÃO FINAL NO CAPACITOR C_{s1} NA ETAPA 7 – RESTRIÇÃO PARA COMUTAÇÃO SUAVE COM CORRENTE DE ENTRADA MÍNIMA

No decorrer da etapa 7 uma parcela da corrente de entrada carrega o capacitor C_{s1} e outra descarrega o capacitor C_{a1} . A corrente no indutor L_{s1} é crescente. Caso a corrente no indutor alcance o valor da fonte de entrada I , antes da completa carga de C_{s1} , ou seja, tensão igual à da fonte de saída, o diodo D_{a1} bloqueia e o conversor evolui para a etapa 7(a), como mostra a Fig. 4.24(b).

Na etapa 7(a) continua o processo de descarga de C_{a1} . A corrente em L_{s1} é constante e igual à corrente da fonte de entrada. Quando a soma das tensões em C_{a1} e C_{s1} se iguala à tensão de saída, o diodo auxiliar D_{a1} é polarizado diretamente, entrando em condução. É iniciada então a etapa 7(b), como mostra a Fig. 4.24(c).

Durante a etapa 7(b), a corrente no indutor decresce e continua os processos de carga de C_{s1} e descarga de C_{a1} . O conversor evolui para a etapa 7(c), mostrada na Fig. 4.24(d), com a completa descarga de C_{a1} e em seguida para a etapa 7(d), quando a tensão em C_{s1} atinge E . A etapa 7(d) é apresentada na Fig. 4.24(e).

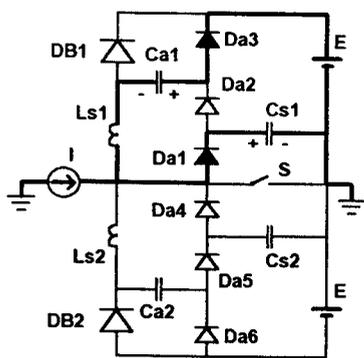


Fig. 4.24(a) - Etapa 7.

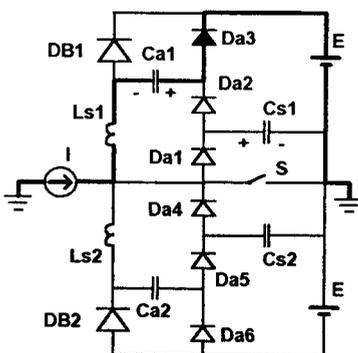


Fig. 4.24(b) - Etapa 7(a).

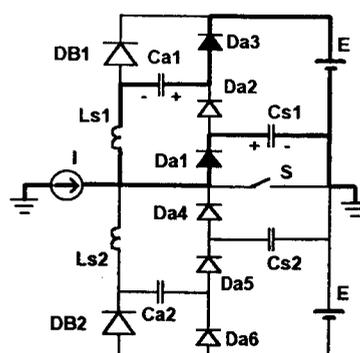


Fig. 4.24(c) - Etapa 7(b).

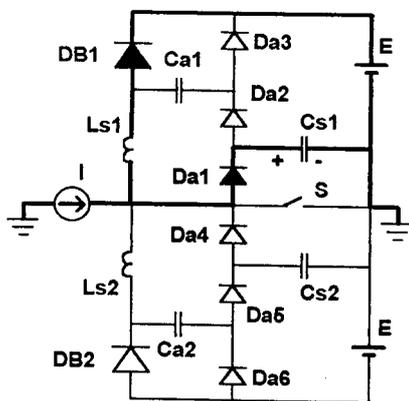


Fig. 4.24(d) – Etapa 7(c).

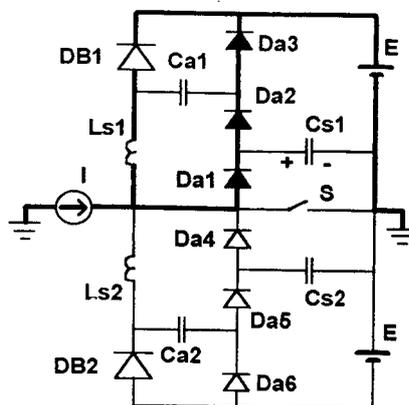


Fig. 4.24(e) - Etapa 7(d).

Como no caso da restrição anterior, a partir da etapa 7(d), fica inviabilizada a entrada em condução com corrente nula do interruptor S .

Durante a etapa 7, é necessário portanto que a tensão no capacitor C_{s1} alcance a tensão da fonte de saída E antes que a corrente no indutor se iguale à corrente da fonte de entrada. O pior caso ocorre quando a corrente de entrada é mínima, visto que, quanto menor a corrente de entrada maior é o tempo de carga do capacitor C_{s1} .

Segundo a equação (4.46), para corrente do indutor, o seu valor de pico é a corrente da fonte de entrada e ocorre quando $\omega_s \cdot t = \frac{\pi}{2}$.

Substituindo $\omega_s \cdot t = \frac{\pi}{2}$ na equação (4.48), da tensão no capacitor C_{s1} e reescrita em (4.66), é determinado o seu valor máximo dado por (4.67).

$$v_{C_s}(t) = \frac{I}{C_s \cdot \omega_s} \cdot \text{sen}(\omega_s \cdot t) + E - E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (4.66)$$

$$v_{C_s} \text{máx} = \frac{I}{C_s \cdot \omega_s} + E - E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (4.67)$$

Para que a restrição estabelecida neste item seja obedecida, é necessário que a tensão máxima em C_{s1} seja maior do que a tensão de saída E , ou seja, quando a tensão no capacitor alcançar a tensão de saída, em $\omega_s \cdot t < \frac{\pi}{2}$, a corrente no indutor é ainda menor do que a corrente da fonte de entrada. Assim:

$$v_{C_s} \text{máx} > E \quad (4.68)$$

$$E < \frac{I}{C_s \cdot \omega_s} + E - E \cdot \frac{\omega_a}{\omega_s} \quad (4.69)$$

Desenvolvendo:

$$E \cdot \frac{1}{Z_s \cdot I} < \sqrt{\frac{C_a}{C_s}} \quad (4.70)$$

Substituindo a variável I por I_{min} na inequação (4.70), obtém-se (4.71):

$$E \cdot \frac{1}{Z_s \cdot I_{min}} < \sqrt{\frac{C_a}{C_s}} \quad (4.71)$$

Seja o parâmetro x definido na equação (4.72).

$$x = \frac{C_s}{C_a} \quad (4.72)$$

Substituindo a expressão de x em (4.71), obtém-se:

$$E \cdot \frac{1}{Z_s \cdot I_{min}} < \sqrt{\frac{1}{x}} \quad (4.73)$$

Seja o parâmetro k definido por (4.74).

$$k = \sqrt{\frac{1}{x}} \quad (4.74)$$

Assim

$$E \cdot \frac{1}{Z_s \cdot I_{min}} < k \quad (4.75)$$

Substituindo a expressão de Z_s , definida de modo a obedecer a restrição de comutação suave com corrente máxima conforme equação (4.65) em (4.75), obtém-se (4.76).

$$\frac{E}{\frac{E}{I_{max}} \cdot I_{min}} < k \quad (4.76)$$

Simplificando (4.76), obtém-se (4.77).

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} < k \quad (4.77)$$

O parâmetro k define portanto o limite de valores máximo e mínimo da corrente de entrada, para os quais ocorre comutação suave no interruptor.

A Fig. 4.25 mostra o parâmetro k em função de do parâmetro x .

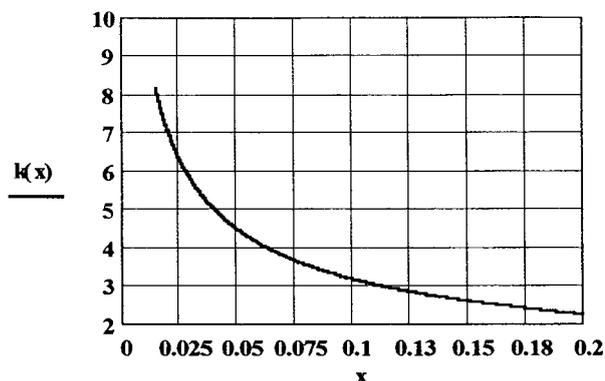


Fig. 4.25 - Parâmetro k em função de x .

O valor de x deve ser estabelecido de modo que a restrição dada pela inequação (4.77) seja obedecida. Desta forma, fica estabelecida a relação entre os valores das capacitâncias de C_{al} e C_{sl} .

4.5 DURAÇÃO DAS ETAPAS RELACIONADAS COM AS COMUTAÇÕES

4.5.1 ETAPAS RELACIONADAS COM A ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR

As etapas ressonantes 2,3 e 4 são as que seguem após a entrada em condução do interruptor. A duração de cada etapa é determinada a seguir, colocada em função de ω_s ,

fazendo $Z_s = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \frac{E}{I_{\max}}$.

Etapa 2:

$$\Delta t_2 = \frac{L \cdot I}{E} \quad (4.78)$$

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_s} \frac{I}{I_{\max}} \quad (4.79)$$

Etapa 3:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+x}} \cdot a \cos(-x) \quad (4.80)$$

Etapa 4:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1-x}{x}}\right) \quad (4.81)$$

O intervalo correspondente às etapas 2, 3 e 4, Δt_{ON} , é dado por (4.82).

$$\Delta t_{ON} = \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 \quad (4.82)$$

Substituindo (4.70), (4.80) e (4.81) em (4.82), obtém-se (4.83).

$$\Delta t_{ON} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \left[\frac{I}{I_{\max}} + \frac{1}{\sqrt{x+1}} \cdot a \cos(-x) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1-x}{x}}\right) \right] \quad (4.83)$$

4.5.2 ETAPAS RELACIONADAS COM O BLOQUEIO DO INTERRUPTOR

O intervalo de atuação do circuito de ajuda à comutação, após o bloqueio do interruptor, corresponde às etapas 6,7,8 e 9. O cálculo da duração dessas etapas é realizado a seguir.

Etapa 6:

$$\Delta t_6 = C_s \cdot \frac{E}{I} \left(1 - \frac{\omega_a}{\omega_s}\right) \quad (4.84)$$

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{I_{\max}}{I} \cdot (1 - \sqrt{x}) \quad (4.85)$$

Etapa 7:

$$\Delta t_7 = \frac{1}{\omega_s} \cdot a \operatorname{sen}\left(\frac{I_{\max}}{I} \cdot \sqrt{x}\right) \quad (4.86)$$

Etapa 8:

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{a \operatorname{sen}\left(\frac{I}{I_{\max}}\right)}{\sqrt{x}} \quad (4.87)$$

Etapa 9:

$$\Delta t_9 = \frac{1}{\omega_s} \sqrt{\frac{1}{x} \cdot \left(\frac{I_{\max}^2}{I^2} - 1 \right)} \quad (4.88)$$

A duração das etapas referentes ao bloqueio do interruptor é dada por:

$$\Delta t_{OFF} = \frac{1}{\omega_s} \cdot \left[\frac{I_{\max}}{I} \cdot (1 - \sqrt{x}) + a \operatorname{sen} \left(\frac{I_{\max}}{I} \cdot \sqrt{x} \right) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \operatorname{sen} \left(\frac{I}{I_{\max}} \right) + \sqrt{\frac{1}{x} \cdot \left(\frac{I_{\max}^2}{I^2} - 1 \right)} \right] \quad (4.89)$$

4.6 ANÁLISE DA LIMITAÇÃO DO INTERVALO DE TEMPO DISPONÍVEL PARA AS ETAPAS RELACIONADAS COM A ENTRADA EM CONDUÇÃO DO INTERRUPTOR

Operando com fator de potência unitário, o conversor apresenta corrente de entrada e razão cíclica variáveis ao longo de um período da rede. Desta forma, é necessário avaliar o tempo disponível para as etapas de atuação do circuito snubber, relacionadas com a entrada em condução do interruptor, em função da variação da corrente de entrada e do ciclo de trabalho do interruptor.

Quando a razão cíclica é mínima, significa que o tempo que o interruptor permanece ligado é mínimo, sendo mínimo, portanto, o tempo disponível para a evolução das etapas relacionadas com a entrada em condução do interruptor.

Da equação (4.83), a duração destas etapas é proporcional à corrente de entrada, ou seja, é máxima quando a corrente de entrada passa pelo valor de pico.

Vale salientar também que a razão cíclica de operação do interruptor é mínima quando a corrente de entrada é máxima.

Do exposto acima, as condições a serem avaliadas para determinar o tempo máximo disponível para tais etapas são, portanto, os valores de corrente máxima de entrada e razão cíclica mínima.

Seja o intervalo de condução do interruptor dado por (4.90)

$$t_{ON-\min} = T_s \cdot D_{\min} \quad (4.90)$$

Sendo T_s o período de comutação.

O intervalo de duração das etapas, Δt_{ON} , deve ser menor do que o tempo disponível, $t_{ON-\min}$. Assim:

$$\Delta t_{ON} < T_s \cdot D_{\min} \quad (4.91)$$

A duração das etapas relacionadas com a entrada em condução do interruptor é diretamente proporcional ao período da oscilação ressonante ω_s . Portanto é necessário limitar este período, de forma que seja menor que o intervalo Δt_{ON} .

Seja o período T_{ω_s} relacionado com a frequência de ressonância ω_s , limitado a uma parcela do período de comutação. Assim, define-se o parâmetro a por (4.92).

$$T_{\omega_s} = a \cdot T_s \quad (4.92)$$

Sendo

$$0 < a < 1 \quad (4.93)$$

E

$$\frac{1}{\omega_s} = a \cdot \frac{T_s}{2 \cdot \pi} \quad (4.94)$$

Substituindo a equação (4.94) em (4.83), obtém-se:

$$\Delta t_{ON} = a \cdot \frac{T_s}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\frac{I}{I_{\max}} + \frac{1}{\sqrt{x+1}} \cdot a \cos(-x) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1-x}{x}}\right) \right] \quad (4.95)$$

Fazendo $I = I_{\max}$

$$\Delta t_{ON} = a \cdot \frac{T_s}{2 \cdot \pi} \cdot \left[1 + \frac{1}{\sqrt{x+1}} \cdot a \cos(-x) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1-x}{x}}\right) \right] \quad (4.96)$$

A partir das equações (4.90) e (4.91), obtém-se:

$$a < \frac{D_{\min} \cdot 2 \cdot \pi}{\left[1 + \frac{1}{\sqrt{x+1}} \cdot a \cos(-x) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1-x}{x}}\right) \right]} \quad (4.97)$$

A inequação (4.97) representa o limite do período da oscilação ressonante entre C_s e L_s , em relação ao período de comutação do interruptor.

4.7 ANÁLISE DA LIMITAÇÃO DO INTERVALO DE TEMPO DISPONÍVEL PARA AS ETAPAS RELACIONADAS COM O BLOQUEIO DO INTERRUPTOR

Na operação com fator de potência unitário, o intervalo para o qual o interruptor permanece bloqueado é mínimo quando a razão cíclica de operação do interruptor é máxima. O conversor opera com corrente de entrada mínima quando o ciclo de trabalho é máximo. Portanto a determinação do intervalo disponível para as etapas relacionadas com o bloqueio do interruptor é realizada considerando corrente de entrada mínima e razão cíclica máxima.

Seja o intervalo mínimo que o interruptor permanece bloqueado dado por (4.98).

$$t_{OFF-\min} = T_s \cdot [1 - D_{\max}] \quad (4.98)$$

A duração das etapas relacionadas com o bloqueio deve ser menor que o tempo mínimo disponível. Assim:

$$\Delta t_{OFF} < T_s \cdot [1 - D_{\max}] \quad (4.99)$$

Então

$$\frac{1}{\omega_s} \cdot \left[\frac{I_{\max}}{I} \cdot (1 - \sqrt{x}) + a \operatorname{sen} \left(\frac{I_{\max}}{I} \cdot \sqrt{x} \right) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \operatorname{sen} \left(\frac{I}{I_{\max}} \right) + \sqrt{\frac{1}{x} \cdot \left(\frac{I_{\max}^2}{I^2} - 1 \right)} \right] < T_s \cdot [1 - D_{\max}] \quad (4.100)$$

Fazendo

$$I = I_{\min} \quad (4.101)$$

$$\frac{1}{\omega_s} \cdot \left[\frac{I_{\max}}{I_{\min}} \cdot (1 - \sqrt{x}) + a \operatorname{sen} \left(\frac{I_{\max}}{I_{\min}} \cdot \sqrt{x} \right) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \operatorname{sen} \left(\frac{I_{\min}}{I_{\max}} \right) + \sqrt{\frac{1}{x} \cdot \left(\frac{I_{\max}^2}{I_{\min}^2} - 1 \right)} \right] < T_s \cdot [1 - D_{\max}] \quad (4.102)$$

E

$$a < \frac{[1 - D_{\max}] \cdot 2 \cdot \pi}{\left[\frac{I_{\max}}{I_{\min}} \cdot (1 - \sqrt{x}) + a \operatorname{sen} \left(\frac{I_{\max}}{I_{\min}} \cdot \sqrt{x} \right) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \operatorname{sen} \left(\frac{I_{\min}}{I_{\max}} \right) + \sqrt{\frac{1}{x} \cdot \left(\frac{I_{\max}^2}{I_{\min}^2} - 1 \right)} \right]} \quad (4.103)$$

A relação entre o período de comutação do interruptor e o período relacionado com a ressonância entre L_s e C_s , deve ser limitada de acordo com (4.103).

4.8 EQUAÇÕES PARA O CÁLCULO DOS ELEMENTOS RESSONANTES

Sejam as equações (4.63) e (4.25) rescritas em (4.104) e (4.105) respectivamente.

$$\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} < \frac{E}{I_{\max}} = Z_s \quad (4.104)$$

$$\sqrt{L_s \cdot C_s} = \frac{1}{\omega_s} \quad (4.105)$$

Multiplicando (4.104) por (4.105)

$$\sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \cdot \sqrt{L_s \cdot C_s} = \frac{E}{I_{\max}} \cdot \frac{1}{\omega_s} \quad (4.106)$$

Resolvendo

$$L_s = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{E}{I_{\max}} \quad (4.107)$$

Substituindo (4.94) em (4.107), é estabelecida a expressão para o cálculo da indutância. Assim:

$$L_s = \frac{a}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot \frac{E}{I_{\max}} \quad (4.108)$$

Onde f_s é a frequência de comutação do interruptor.

A expressão para o cálculo da capacitância de C_{sl} é obtida dividindo (4.104) por (4.105)

$$\frac{\sqrt{\frac{L_s}{C_s}}}{\sqrt{L_s \cdot C_s}} = \frac{\frac{E}{I_{\max}}}{\frac{1}{\omega_s}} \quad (4.109)$$

$$C_s = \frac{a}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot \frac{I_{\max}}{E} \quad (4.110)$$

Em (4.110) e (4.108) é utilizado o menor valor do parâmetro a , entre os obtidos com as inequações (4.97) e (4.103).

O capacitor C_a é calculado por (4.111) obtida a partir (4.72).

$$C_a = \frac{C_s}{x} \quad (4.111)$$

4.9 METODOLOGIA DE PROJETO VISANDO À ESPECIFICAÇÃO DOS ELEMENTOS RESSONANTES

Os passos para determinação dos elementos ressonantes são descritos a seguir.

- 1 – Calcular o parâmetro Z_s de acordo com (4.104), garantindo comutação suave para corrente de entrada máxima:

$$Z_s = \frac{E}{I_{\max}}$$

- 2 – Definir os limites máximo e mínimo de corrente de entrada para operação com comutação suave:

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} < k$$

- 3 – Definir o parâmetro k de modo que a inequação do item 2 seja obedecida e após calcular o parâmetro x :

$$k = \sqrt{\frac{1}{x}}$$

- 4 – Calcular os limites de razão cíclica:

$$D_{\min} = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_e}{E}$$

$$D_{\max} = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot V_e}{E} \cdot \frac{I_{\min}}{I_{\max}}$$

- 5 – Determinar o parâmetro α :

$$\alpha < \frac{D_{\min} \cdot 2 \cdot \pi}{\left[1 + \frac{1}{\sqrt{x+1}} \cdot a \cos(-x) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1-x}{x}}\right) \right]}$$

E

$$\alpha < \frac{[1 - D_{\max}] \cdot 2 \cdot \pi}{\left[\frac{I_{\max}}{I_{\min}} \cdot (1 - \sqrt{x}) + a \operatorname{sen}\left(\frac{I_{\min}}{I_{\max}} \cdot \sqrt{x}\right) + \frac{1}{\sqrt{x}} \cdot a \operatorname{sen}\left(\frac{I_{\min}}{I_{\max}}\right) + \sqrt{\frac{1}{x}} \cdot \left(\frac{I_{\max}^2}{I_{\min}^2} - 1\right) \right]}$$

Escolher o menor valor para o parâmetro a entre os calculados acima.

- 6 – Calcular os elementos ressonantes:

$$L_s = \frac{a}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot \frac{E}{I_{\max}} \quad C_s = \frac{a}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot \frac{I_{\max}}{E} \quad C_a = \frac{C_s}{x}$$

4.10 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E ELEMENTOS RESSONANTES

Para determinar os esforços de corrente nos semicondutores do circuito snubber e no indutor de comutação, são adotadas as seguintes simplificações:

- a duração da etapa 7 é desconsiderada;
- todas as correntes em todas as etapas são considerada lineares;
- o parâmetro x é desprezado quando comparado com a unidade.

A Fig. 4.26 apresenta as forma de onda de corrente nos diodos e indutores do circuito de comutação, considerando as simplificações adotadas.

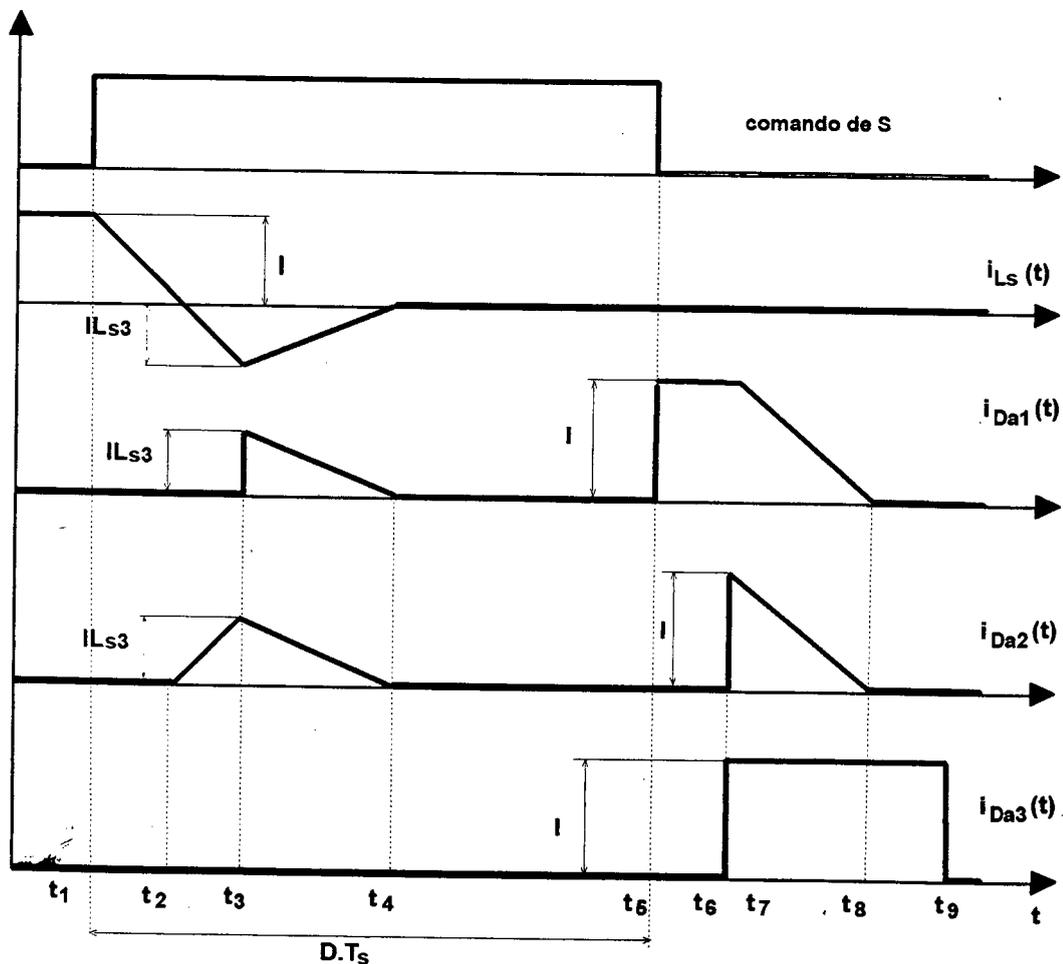


Fig. 4.26 – Formas de onda de corrente nos diodos do circuito snubber.

A corrente no indutor L_s durante a etapa 3 é considerada com a mesma derivada da etapa 2 e com valor final dado por (3.112).

$$I_{Ls3} = -\frac{E}{Z_s} \cdot \sqrt{1-x} \quad (4.112)$$

Sendo $\sqrt{1-x} \cong 1$, então:

$$I_{Ls3} = -\frac{E}{Z_s} \quad (4.113)$$

A duração desta etapa vale:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+x}} a \cos(-x) \quad (4.114)$$

Simplificando:

$$\Delta t_3 = \frac{1}{\omega_s} a \cos(-x) \quad (4.115)$$

A etapa 4 é considerada linear sendo o valor inicial da corrente no indutor L_s dado por (4.112) e o valor final nulo. A duração da etapa é dada por (4.116).

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_s \cdot \sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1-x}{x}}\right) \quad (4.116)$$

Simplificando:

$$\Delta t_4 = \frac{1}{\omega_s \cdot \sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1}{x}}\right) \quad (4.117)$$

A duração das etapas 6, 8 e 9 é dada respectivamente por (4.118), (4.119) e (4.120).

$$\Delta t_6 = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{E}{I} \cdot \frac{1}{Z_s} \cdot (1 - \sqrt{x}) \quad (4.118)$$

$$\Delta t_8 = \frac{1}{\omega_s \cdot \sqrt{x}} \cdot a \operatorname{sen}\left(\frac{Z_s \cdot I}{E}\right) \quad (4.119)$$

$$\Delta t_9 = \frac{1}{\omega_s \cdot I} \cdot \sqrt{\frac{E^2}{x \cdot Z_s^2} - \frac{I^2}{x}} \quad (4.120)$$

A partir da forma de onda da corrente em cada diodo, é possível calcular os valores médio e eficaz para corrente em cada período de comutação.

Assim, o valor médio da corrente em Da_1 para um ciclo de comutação é dado por (4.121).

$$IDa_{1md}(\omega \cdot t) = \frac{1}{\omega_s \cdot T_s} \left\{ \frac{E}{2 \cdot Z_s \cdot \sqrt{x}} \cdot a \tan\left(\frac{1}{\sqrt{x}}\right) + \frac{E \cdot (1 - \sqrt{x})}{Z_s} + \frac{I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{2 \cdot \sqrt{x}} \cdot a \text{sen}\left[\frac{Z_s}{E} \cdot I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)\right] \right\} \quad (4.121)$$

Para um ciclo da fonte de alimentação o valor médio da corrente em Da_1 é calculado por (4.122).

$$IDa_{1md} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi IDa_{1md}(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (4.122)$$

O valor eficaz da corrente no diodo Da_1 para um ciclo da tensão da fonte de alimentação é calculado por (4.123).

$$IDa_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi [IDa_{1md}(\omega \cdot t)]^2 \cdot d(\omega \cdot t)} \quad (4.123)$$

Para o diodo Da_2 , o valor médio da corrente em um ciclo de comutação é dado por (4.124).

$$IDa_{2md}(\omega \cdot t) = \frac{1}{\omega_s \cdot T_s} \left\{ \frac{E}{Z_s} \cdot a \cos(-x) + \frac{E}{Z_s} \cdot \frac{a \tan\left(\frac{1}{\sqrt{x}}\right)}{\sqrt{x}} + \frac{I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{2 \cdot \sqrt{x}} \cdot a \text{sen}[\alpha \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)] \right\} \quad (4.124)$$

O valor médio da corrente em Da_2 para o ciclo da tensão de alimentação é dado por (4.125)

$$IDa_{2md} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi IDa_{2md}(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (4.125)$$

O valor eficaz da corrente em Da_2 é calculado por (4.126).

$$IDa_{2ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi [IDa_{2md}(\omega \cdot t)]^2 \cdot d(\omega \cdot t)} \quad (4.126)$$

O valor médio da corrente em Da_3 , considerando um ciclo de comutação, é dado por (4.127).

$$IDa_{3md}(\omega \cdot t) = \frac{1}{\omega_s \cdot T_s} \left[\frac{I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{\sqrt{x}} \cdot a \text{sen} \left(\frac{Z_e}{E} \cdot I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right) + \sqrt{\frac{E^2}{x \cdot Z_s^2} - \frac{(I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t))^2}{x}} \right] \quad (4.127)$$

Para um ciclo da tensão de entrada do retificador, o valor médio da corrente em Da_3 é calculado substituindo (4.127) em (4.128).

$$IDa_{3md} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi IDa_{3md}(\omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (4.128)$$

O valor eficaz é calculado por (4.129).

$$IDa_{3ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi [IDa_{3md}(\omega \cdot t)]^2 \cdot d(\omega \cdot t)} \quad (4.129)$$

4.11 SNUBBER PASSIVO NÃO DISSIPATIVO ASSOCIADO AO RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS

A aplicação do snubber passivo não dissipativo pode ser estendida de forma direta ao retificador trifásico de três níveis, tal como apresentada no retificador monofásico. Cada fase do retificador trifásico apresenta o mesmo circuito do retificador monofásico como mostra a Fig. 4.27. Desta forma, o retificador pode ser entendido como a associação de três retificadores monofásicos que fornecem energia ao mesmo estágio de saída.

No retificador trifásico, cada fase opera de forma independente, preservando o mesmo princípio de funcionamento do circuito snubber associado ao retificador monofásico. Desta forma, o projeto para aplicação no caso trifásico segue a mesma metodologia aplicada ao caso monofásico.

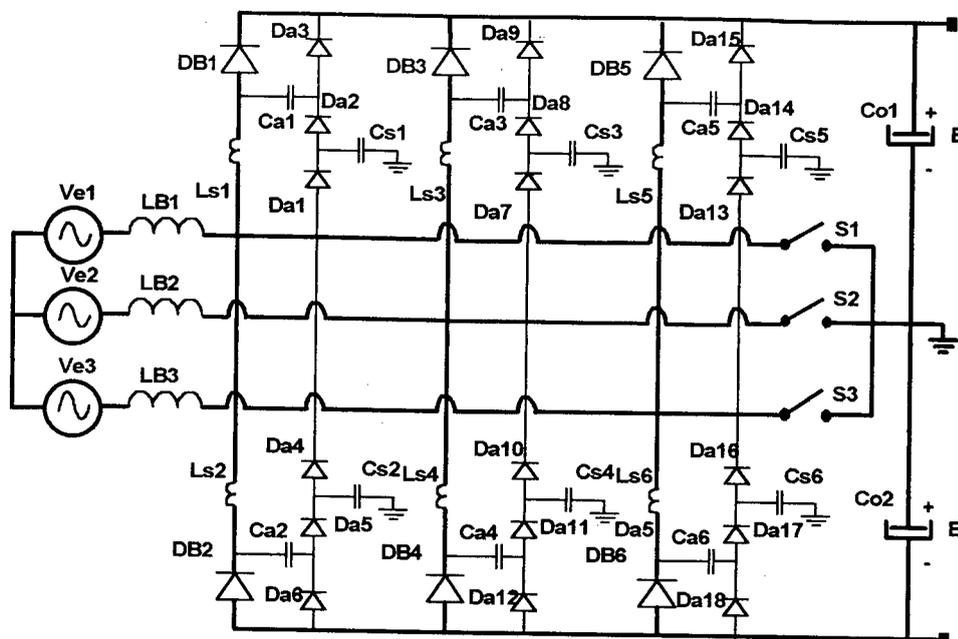


Fig. 4.27 - Retificador trifásico de três níveis associado ao snubber passivo não dissipativo.

4.12 CONCLUSÕES

Os retificadores de três níveis apresentam problemas de comutação que resultam em elevadas perdas. Durante a entrada em condução, o interruptor é submetido a surtos de correntes proibitivas, em função da recuperação reversa dos diodos. O bloqueio do interruptor provoca oscilações na tensão sobre ele e a energia armazenada em elementos parasitas pode ser transferida para sua pequena capacitância intrínseca, o que pode resultar em sobretensões destrutivas para o componente.

Tais problemas são solucionados de forma satisfatória com a implementação de um circuito snubber passivo não dissipativo, que garante comutação suave. O circuito snubber é constituído por elementos passivos e diodos, sendo portanto de baixo custo e robusto. Toda energia envolvida nas comutações é recuperada, o que confere ao circuito a característica desejável de alta eficiência. Outro mérito importante do circuito snubber é capacidade de contribuir para a redução dos níveis de interferência pelos ruídos emitidos pelos conversores, já que reduz as derivadas de corrente, durante a entrada em condução, e derivadas e oscilações de tensão durante o bloqueio dos interruptores..

Neste capítulo foram apresentadas três topologias de retificadores monofásicos de três níveis com snubbers passivos não dissipativos.

Foi analisada uma topologia de retificador, sendo apresentadas as etapas de operação e o equacionamento correspondente, restrições e condições para operação com comutação suave com corrente de entrada senoidal, bem como equações para o cálculo dos elementos passivos e esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

Uma metodologia de projeto para o retificador foi descrita e apresentada neste capítulo.

As topologias de retificadores monofásicos podem ser estendidas para retificadores trifásicos, preservando a mesma forma de funcionamento.

As equações que descrevem as etapas e restrições de operação e a metodologia de projeto válidas para o retificador monofásico podem ser utilizadas para o retificador trifásico.

CAPÍTULO V

RETIFICADORES MONOFÁSICO E TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM SNUBBER PASSIVO NÃO DISSIPATIVO: PROJETOS, SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAÇÕES

5.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo trata do projeto de dois retificadores de três níveis, um exemplo para o conversor monofásico e outro para o trifásico.

Os projetos são realizados utilizando para tanto as análises e metodologias descritas nos capítulos 2, 3 e 4. Como resultados, são determinados todos os elementos que compõem as malhas de controle e estágios de potência. Todos os esforços de corrente e tensão para todos os semicondutores, indutores e capacitores, necessários para que estes sejam corretamente especificados e/ou construídos, são determinados.

Os resultados obtidos por simulação e de protótipos montados em laboratório a partir dos projetos realizados, são apresentados neste capítulo.

5.2 EXEMPLO DE PROJETO DE UM RETIFICADOR MONOFÁSICO

Um exemplo de projeto para o retificador monofásico é apresentado a seguir.

O exemplo de projeto trata de um conversor com as seguintes especificações:

- *Potência de saída:* $P_s=1100$ Watts;
- *Tensão de alimentação:* $V_e= 127$ V eficazes, 60 Hz;
- *Tensão em cada saída:* $E= 260$ V;
- *Frequência de comutação:* $f_s=50$ kHz;
- *Rendimento estipulado:* $\eta=98\%$;
- *Ondulação da tensão de saída total:* $\Delta E= 2\%.E$;

- *Ondulação da corrente de entrada: $\Delta I_{L_{Bmax}}=2,5 A$;*
- *corrente de entrada mínima para operação com comutação suave: $I_{min}=3,125 A$.*

5.2.1 CÁLCULOS INICIAIS

Com as especificações dadas, o valor de pico da corrente de entrada vale:

$$I_{ep} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1100}{0,98 \cdot 127} = 12,5 A$$

A relação entre a tensão de saída e a tensão de pico da fonte de alimentação vale:

$$\beta = \frac{260}{\sqrt{2} \cdot 127} = 1,447 < 2$$

Verifica-se que o parâmetro β é menor que 2, desta forma a ondulação máxima parametrizada é dada por (2.30).

$$\overline{\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t)} = \frac{1,447}{4} = 0,362$$

A impedância característica, que relaciona C_s e L_s deve ser menor do que a relação entre a tensão de saída e a corrente de entrada máxima.

$$Z_s < \frac{260}{12,5} \Rightarrow Z_s < 20,8 \Omega$$

5.2.2 INDUTÂNCIA BOOST

Com os valores especificado de ondulação máxima e calculado de ondulação máxima parametrizada da corrente de entrada, é calculada a indutância boost, utilizando a equação (2.32).

$$L_B = \frac{\sqrt{2} \cdot 127 \cdot 0,362}{50 \cdot 10^3 \cdot 2,5} = 500 \mu H$$

5.2.3 CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

A capacitância para cada estágio de saída do retificador é calculada a partir da ondulação da tensão de saída especificada, utilizando a equação (2.64).

$$C_o = \frac{1100}{0,98 \cdot 2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 260 \cdot (0,02 \cdot 260)} = 1101,8 \mu F$$

5.2.4 LIMITES MÁXIMO E MÍNIMO DA CORRENTE DE ENTRADA PARA OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE

O limite máximo da corrente de entrada é o seu valor de pico, assim:

$$I_{\max} = I_{ep} = 12,5 A$$

O limite mínimo para corrente de entrada, no qual o conversor opera com comutação suave é especificado e vale:

$$I_{\min} = 3,5 A$$

A relação entre o limite máximo e mínimo vale:

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} = 3,57 A$$

5.2.5 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS X E K

De acordo com (4.77), o parâmetro k define os limites da corrente de entrada para operação com comutação suave. Então:

$$k > 3,57 = 4$$

A relação entre os valores de capacitância de C_a e C_s é calculada a partir de (4.74), assim:

$$x = \frac{1}{4} = 0,0625$$

5.2.6 LIMITES DE RAZÃO CÍCLICA

A razão cíclica mínima do interruptor ocorre na passagem da tensão de entrada pelo valor de pico, e é calculada por (2.18).

$$D_{\min} = 1 - \frac{1}{1,447} = 0,3$$

A razão cíclica para o menor valor de corrente de entrada para qual o conversor opera com comutação suave é dada por:

$$D_{\max} = 1 - \frac{1}{1,447} \cdot \frac{3,125}{12,5} = 0,83$$

5.2.7 CÁLCULO DO PARÂMETRO a

O parâmetro a representa o limite de tempo disponível para as etapas relacionadas com as comutações. Este parâmetro é determinado a partir de (4.97) e (4.103).

$$a < \frac{0,3 \cdot 2 \cdot \pi}{\left[1 + \frac{1}{\sqrt{0,0625 + 1}} \cdot a \cos(-0,0625) + \frac{1}{\sqrt{0,0625}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1 - 0,0625}{0,0625}}\right) \right]}$$

$$a < 0,128$$

$$a < \frac{[1 - 0,83] \cdot 2 \cdot \pi}{\left[\frac{12,5}{3,125} \cdot (1 - \sqrt{0,06}) + a \operatorname{sen}\left(\frac{3,125}{12,5} \cdot \sqrt{0,06}\right) + \frac{1}{\sqrt{0,06}} \cdot a \operatorname{sen}\left(\frac{3,125}{12,5}\right) + \sqrt{\frac{1}{0,06} \cdot \left(\frac{12,5^2}{3,125^2} - 1\right)} \right]}$$

$$a < 0,055$$

5.2.8 CÁLCULO DOS ELEMENTOS RESSONANTES

Para determinar os valores dos elementos ressonantes, é utilizado o menor valor calculado para o parâmetro a .

O valores de L_s , C_s e C_a são determinados a partir de (4.107), (4.110) e (4.11), respectivamente.

$$L_s = \frac{0,055}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3} \cdot \frac{260}{12,5} = 3,57 \mu H$$

$$C_s = \frac{0,055}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^3} \cdot \frac{12,5}{260} = 8,41 nF$$

$$C_a = \frac{8,41 nF}{0,0625} = 134,62 nF$$

Com o valor de L_s calculado é possível determinar a taxa de crescimento da corrente no interruptor durante sua entrada em condução. Assim:

$$\frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{E}{L_s} = \frac{260}{3,57 \cdot 10^{-6}} = 72,83 A/\mu s$$

A taxa de crescimento máxima da tensão no interruptor durante o bloqueio é calculada a partir do conhecimento do valor de C_s , assim:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I_{ep}}{C_s} = \frac{12,5}{8,41 \cdot 10^{-9}} = 1,48 kV/\mu s$$

A frequência de ressonância definida por L_s e C_s vale:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{3,57 \cdot 10^{-6} \cdot 8,41 \cdot 10^{-9}}} = 5771 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

A impedância característica definida por L_s e C_s vale:

$$Z_s = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = \sqrt{\frac{3,57 \cdot 10^{-6}}{8,41 \cdot 10^{-9}}} = 20,6 \Omega$$

5.2.9 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E INDUTORES RESSONANTES

Inicialmente são calculados o valores médio e eficaz da corrente no diodo boost, utilizando para tanto as equações (2.66) e (2.70).

$$i_{DBmd} = \frac{8,84}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,447} = 2,16 \text{ A}$$

$$I_{DBef} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{8,84}{1,447} = 4,5 \text{ A}$$

Os esforços de corrente no interruptor são calculados a partir das equações (2.75) e (2.77).

$$I_{Smd} = \frac{\sqrt{2} \cdot 8,84}{4} \cdot \frac{(4 \cdot 1,447 - \pi)}{\pi \cdot 1,447} = 1,82 \text{ A}$$

$$I_{Sef} = \frac{\sqrt{6} \cdot 8,84}{6} \cdot \sqrt{3 - \frac{8}{\pi \cdot 1,447}} = 4 \text{ A}$$

O valor médio da corrente em Da_1 é calculado utilizando as equações (4.121) e (4.122).

$$ID_{a1md} = 0,253 \text{ A}$$

O valor eficaz da corrente em Da_1 é calculado por (4.130).

$$ID_{a1ef} = 0,365 \text{ A}$$

Utilizando-se (4.124), (4.125) e (4.126) calcula-se os valores médio e eficaz para corrente em Da_2 .

$$ID_{a2md} = 0,446 \text{ A}$$

$$ID_{a2ef} = 0,635 \text{ A}$$

Os valores médio e eficaz da corrente em Da_3 são calculados a partir das equações (4.127), (4.128) e (4.129).

$$ID_{a3md} = 0,277 A$$

$$ID_{a3ef} = 0,397 A$$

5.2.10 CÁLCULO DOS ELEMENTOS DAS MALHAS DE CONTROLE

Algumas grandezas calculadas nesta seção estão de acordo com as recomendações dadas em [35].

- *Sensor de corrente*

O ganho do sensor de corrente é dado por:

$$R_{sh} = 0,1$$

- *Sinal de referência de corrente*

Este sinal é resultado da multiplicação do sinal de saída do regulador da tensão e o sinal que dá a forma da referência, I_{AC} que é derivado da tensão de entrada.

$$I_{mo} = \frac{I_{AC} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2}$$

O sinal de saída do regulador de tensão, para as condições nominais de operação, tem um valor CC de 4 Volts, assim:

$$V_{vea} - 1 = 3$$

O sinal de saída do bloco de *feedforward* vale:

$$V_{ff}^2 = 2$$

O valor de pico do sinal I_{AC} é estipulado em :

$$I_{AC} = 400 \mu A$$

Assim, o sinal I_{mo} resulta em:

$$I_{mo} = \frac{400 \cdot 10^{-6} \cdot 3}{2} = 600 \mu A$$

- *Sensores de tensão*

A tensão de referência é especificada em 7,5 V, portanto o ganho de cada sensor de tensão vale:

$$K_{o1} = K_{o2} = \frac{V_{ref}}{2 \cdot E} = \frac{7.5}{2 \cdot 260} = 0,014$$

- *Projeto do regulador de corrente*

Para realizar o projeto do regulador de corrente inicialmente é determinada a função de transferência que relaciona corrente no indutor e razão cíclica de operação do interruptor.

$$G(s) = \frac{E}{s \cdot L_B} = \frac{260}{s \cdot 500 \cdot 10^{-6}}$$

Diagrama de Bode é mostrado na Fig. 5.1.

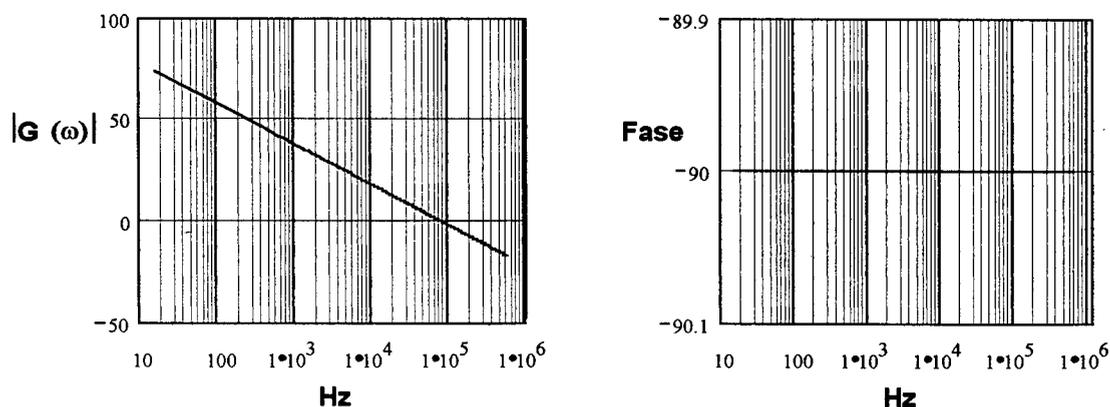


Fig.5.1 - Diagrama de Bode da F.T. do conversor $G(s) = (I_L(s)/D(s))$.

A função de transferência do regulador é dada por:

$$CI(s) = \frac{\omega_{p1}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}}$$

O regulador deve ser projetado de tal forma que a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto (FTLA) seja um quarto da frequência de comutação, assim:

$$f_c = \frac{f_s}{4} = \frac{50 \cdot 10^3}{4} = 12,5 \text{ kHz}$$

O ganho da função de transferência $G(s)$ na frequência de corte vale:

$$20 \cdot \log|G(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 16,42 \text{ dB}$$

No percurso da FTLA ainda estão os blocos do sensor de corrente e do modulador PWM, cujos ganhos em Db na frequência de corte valem:

$$20 \cdot \log|R_{sh}| = -20 \text{ dB}$$

A rampa do modulador PWM, V_s vale 5,2 V, assim:

$$20 \cdot \log\left|\frac{1}{V_s}\right| = -14,32 \text{ dB}$$

Portanto o ganho do compensador de corrente em f_c é calculado por:

$$20 \cdot \log|CI(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 0 - (-20) - (16,42) - (-14,32)$$

$$20 \cdot \log|CI(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 17,90 \text{ dB}$$

A frequência do zero do regulador é um décimo da frequência de comutação:

$$f_z = \frac{f_s}{10} = \frac{50 \cdot 10^3}{10} = 5 \text{ kHz}$$

A frequência do segundo pólo é metade da frequência de comutação:

$$f_{p2} = \frac{f_s}{2} = \frac{50 \cdot 10^3}{2} = 25 \text{ kHz}$$

O ganho do pólo localizado na origem deve ser tal que o ganho do regulador na frequência de corte tenha o valor calculado acima, ou seja, o módulo deste pólo na frequência de corte vale:

$$20 \cdot \log|P_1(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 20 \cdot \log|CI(2 \cdot \pi \cdot f_c)| - 20 \cdot \log|Z(2 \cdot \pi \cdot f_c)| - 20 \cdot \log|P_2(2 \cdot \pi \cdot f_c)|$$

$$20 \cdot \log|P_1(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 17,90 - 8,60 - (-0,97)$$

$$20 \cdot \log|P_1(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 10,27 \text{ dB}$$

O ganho do pólo na origem vale:

$$\omega_{p1} = \omega_c \cdot 10^{\frac{\log|P_1(2 \cdot \pi \cdot f_c)|}{20}} = 256,1 \cdot 10^3$$

A função de transferência do regulador de corrente pode então ser escrita substituindo os valores numéricos na sua equação.

$$CI(s) = \frac{256,10 \cdot 10^3}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{31,42 \cdot 10^3}}{1 + \frac{s}{157,10 \cdot 10^3}}$$

O traçado do diagrama de Bode do regulador é mostrado na Fig. 5.2.

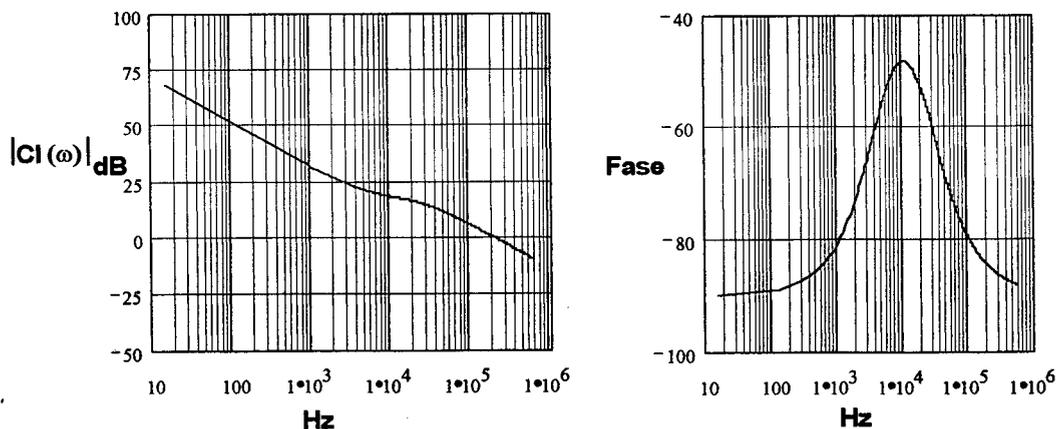


Fig. 5.2 - Diagrama de Bode do regulador de corrente.

Com a função de transferência do regulador é determinada então a *FTLA*:

$$FTLA(s) = G(s) \cdot CI(s) \cdot R_{sh} \cdot \frac{1}{V_s}$$

O diagrama de Bode da *FTLA* é então mostrado na Fig. 5.3.

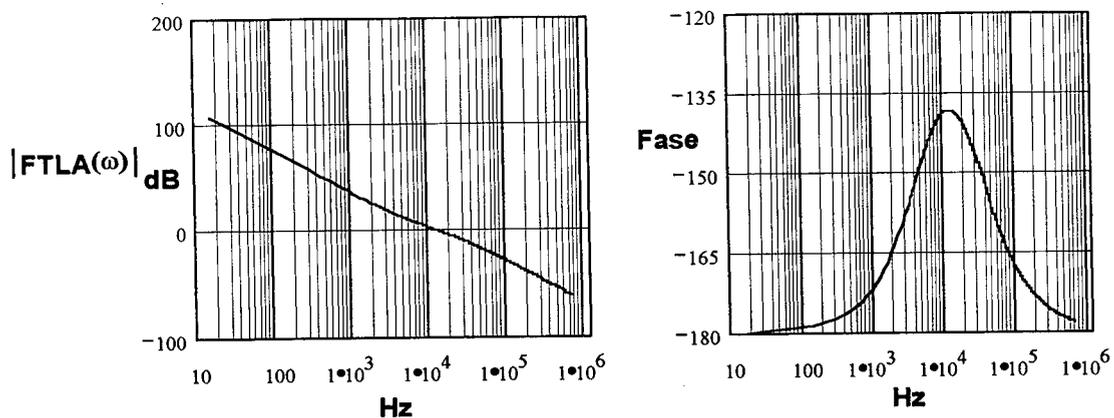


Fig. 5.3 - Diagrama de Bode da *FTLA*.

Verifica-se uma margem de fase de 45° e uma frequência de corte da *FTLA* em 12,5 kHz, de acordo com os requisitos apresentados para a realização do projeto.

O regulador de corrente é implementado de acordo com a Fig. 2.27, tomando-se os valores numéricos obtidos para sua função de transferência. Assim:

$$\frac{1}{\omega_z} = C_1 \cdot R_3 = \frac{1}{31,42 \cdot 10^3}$$

$$\frac{1}{\omega_{p1}} = (C_1 + C_2) \cdot R_2 = \frac{1}{256,10 \cdot 10^3}$$

$$\frac{1}{\omega_{p2}} = \frac{R_2 \cdot (C_1 \cdot C_2)}{C_1 + C_2} = \frac{1}{157,10 \cdot 10^3}$$

Fazendo:

$$R_1 = R_2 = 1,7 \cdot 10^3 \Omega$$

$$R_3 = 50 \cdot 10^3 \Omega$$

Com estas equações os componentes do regulador são determinados:

$$C_1 = \frac{1}{50 \cdot 10^3 \cdot 31,42 \cdot 10^3} = 63,6 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{63,6 \cdot 10}{157,10 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 63,6 \cdot 10^{-9}} = 127,60 \text{ nF}$$

- Projeto do regulador da tensão saída

Inicialmente é determinada a função de transferência do estágio de saída, dada por (2.100).

$$Gv(s) = Z_o(s) = \left(\frac{1}{1,447} + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{122,9}{s \cdot 122,9 \cdot 1101,8 \cdot 10^{-6} + 1}$$

Simplificando

$$Gv(s) = \frac{653,37}{s + 7,4}$$

$$2 \cdot Gv(s) = \frac{1307}{s + 7,4}$$

Para a ondulação da tensão de saída especificada, a ondulação da tensão a ser comparada com a referência, ou seja, a ondulação da tensão de saída após o sensor de tensão, vale:

$$\Delta E' = K_o \cdot \Delta E = 0,014 \cdot \frac{2}{100} \cdot 2 \cdot 260 = 0,15 \text{ V}$$

Considerando uma ondulação na saída do regulador de tensão em 2% do valor CC, para as condições nominais de operação, então:

$$\Delta V_{\text{vea}} = \frac{2}{100} \cdot V_{\text{vea}} = 0,02 \cdot 4 = 0,08 \text{ V}$$

O ganho do regulador de tensão em 120 Hz é dado por:

$$GCV_{120\text{Hz}} = \frac{0,08}{0,15} = 0,533$$

A função de transferência do regulador de tensão é dada por (2.101).

$$CV(s) = K_v \cdot \frac{s + Z_v}{s}$$

O zero do regulador é alocado no pólo da planta. Assim:

$$Z_v = 7,4$$

A partir da expressão da função de transferência do regulador e do seu ganho em 120 Hertz, é determinado o valor do ganho K_v .

$$K_v = 0,053 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 120}{\sqrt{(2 \cdot \pi \cdot 120)^2 + 7,4^2}} = 0,533$$

A função de transferência é reescrita, com os respectivos valores numéricos.

$$CV(s) = 0,553 \cdot \frac{s + 7,4}{s}$$

O diagrama de Bode do regulador é mostrado na Fig.5.4.

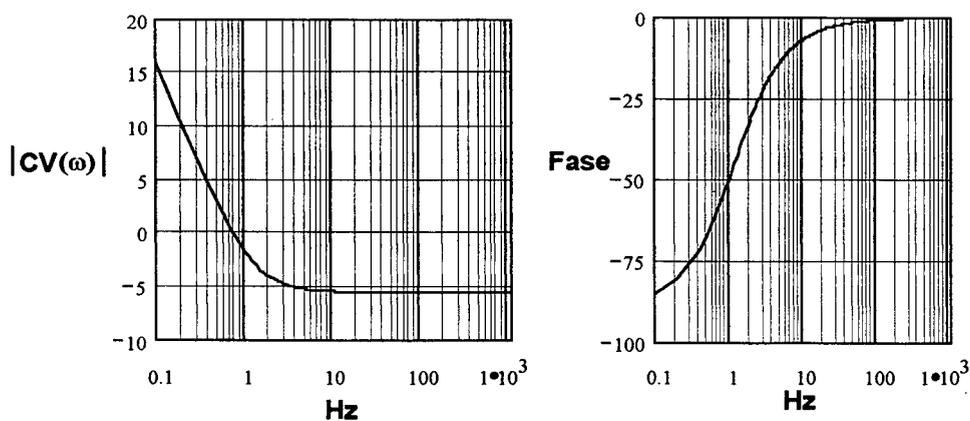


Fig.5.4 - Diagrama de Bode do regulador da tensão de saída.

A implementação do regulador de tensão é mostrada na Fig. 2.30, sendo:

$$\frac{R_{1v}}{R_v} = K_v = 0,553$$

E

$$\frac{1}{R_{1v} \cdot C_v} = Z_v = 7,4$$

Escolhendo-se o valor de C_v os demais componentes são determinados. Assim:

$$C_v = 1 \mu\text{F}$$

$$R_{1v} = 136 \text{ k}\Omega$$

$$R_v = 245 \text{ k}\Omega$$

A função de transferência de laço aberto é dada por:

$$FTLA(s) = CV(s) \cdot A_{md} \cdot \frac{1}{V_{ff}^2} \cdot H \cdot 2 \cdot G_v(s) \cdot K_o$$

A_{md} é o valor médio do sinal que dá a forma da referência de corrente. Portanto:

$$A_{md} = 2 \cdot \frac{I_{AC}}{\pi} = 2 \cdot \frac{400 \cdot 10^{-6}}{\pi} = 254,6 \cdot 10^{-6}$$

$$H = \frac{R_1}{R_{sh}} = \frac{I_{ep}}{I_{mo}} = \frac{600 \cdot 10^{-6}}{12,5} = 2,083 \cdot 10^{-4}$$

$$R1 = R_{sh} \cdot 2,083 \cdot 10^{-4} = 2 \text{ k}\Omega$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto é apresentado na Fig.

5.5.

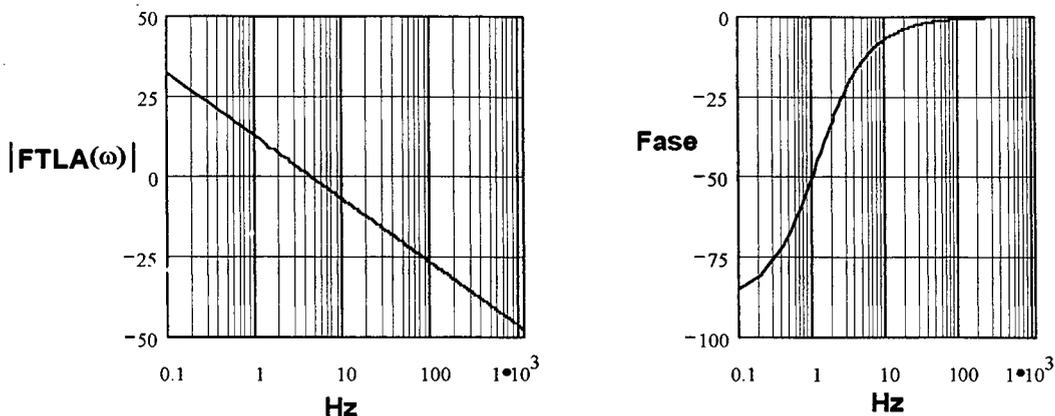


Fig. 5.5 - Diagrama de Bode da FTLA.

A função de transferência de laço aberto apresenta uma frequência de corte muito baixa, 4 Hz, sendo portanto a atuação desta malha lenta como é desejável.

- malha de *feedforward*

A malha de *feedforward* é implementada de acordo com a fig. 2.31.

O ganho e a frequência de corte são calculados a partir de (2.104) e (2.105), respectivamente.

$$G_F = \frac{1,5}{66,2} = 0,0227$$

$$fc_F = 2 \cdot f \cdot \sqrt{G_F} = 18 \text{ Hz}$$

Seja $R1_{FF} = 27 \text{ k}\Omega$, então:

$$C1_{FF} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_F \cdot R1_{FF}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 27 \cdot 10^3} = 0,33 \text{ }\mu\text{F}$$

Seja $R2_{FF} = 10 \text{ k}\Omega$, assim:

$$C2_{FF} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc_F \cdot R2_{FF}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 10 \cdot 10^3} = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

Seja a amostra da tensão de entrada $V'_{ef} = 9 \text{ V}$.

A partir de (2.108) é calculado o valor de R_{ff} .

$$R_{ff} = 22 \text{ k}\Omega$$

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO

Para validar o princípio de operação e a metodologia de projeto desenvolvida, são apresentados nesta seção os resultados obtidos por simulação e de um protótipo montado em laboratório, para o conversor projetado de acordo com a seção anterior.

A Fig. 5.6 mostra as formas de ondas de tensão e corrente na fonte de alimentação para um ciclo completo da rede. Observa-se nessa figura a operação do conversor com fator de potência unitário.

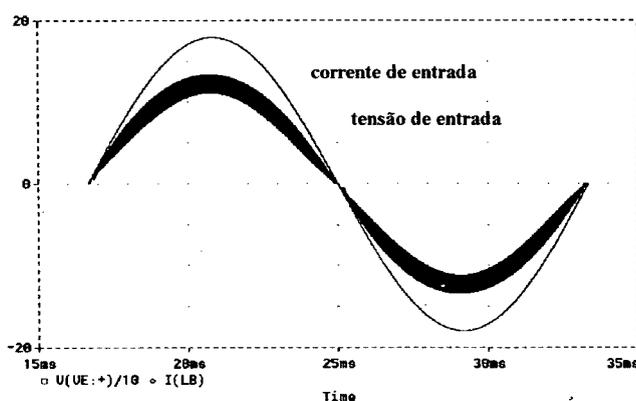
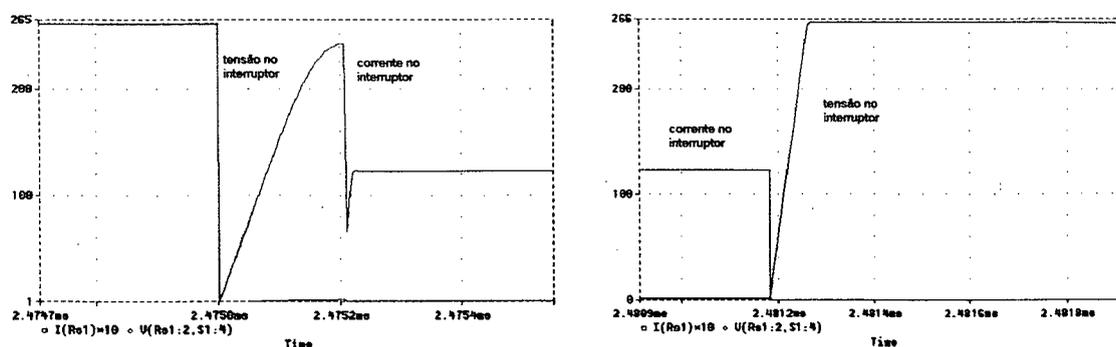


Fig. 5.6 - Tensão e corrente de entrada.

As formas de onda de tensão e corrente no interruptor, relativas às comutações, para uma corrente de entrada elevada, ou seja na passagem pelo valor pico da tensão de alimentação, são apresentadas na Fig. 5.7.

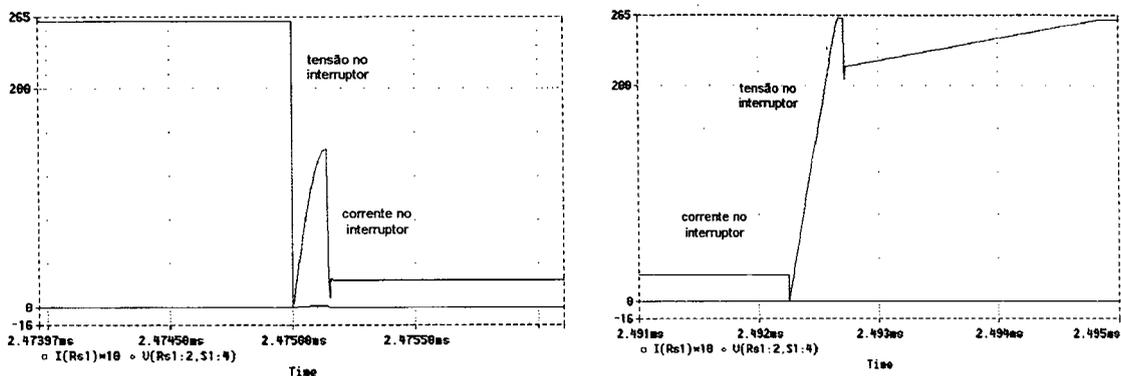


a) Entrada em condução.

b) Bloqueio.

Fig. 5.7 - Comutações para corrente de entrada máxima.

A comutação do interruptor com pequena corrente de entrada é mostrada na Fig. 5.8.



a) Entrada em condução.

b) Bloqueio.

Fig.5.8 - Comutações com valor reduzido da corrente de entrada.

As figuras 5.7 e 5.8 mostram a atuação do circuito snubber dentro de uma larga faixa de variação da corrente de entrada, fator importante em se tratando de circuito para correção do fator de potência.

As figuras seguintes, obtidas a partir de um protótipo montado em laboratório, projetado de acordo com as especificações dadas, possibilitam avaliar a atuação do circuito snubber nas comutações do interruptor. Aquisições realizadas com o retificador operando com e sem o circuito snubber permitem a avaliação da performance deste circuito.

Os diagramas esquemáticos dos estágios de potência, comando e controle do protótipo montado, são apresentados na figuras 5.9 e 5.10, respectivamente.

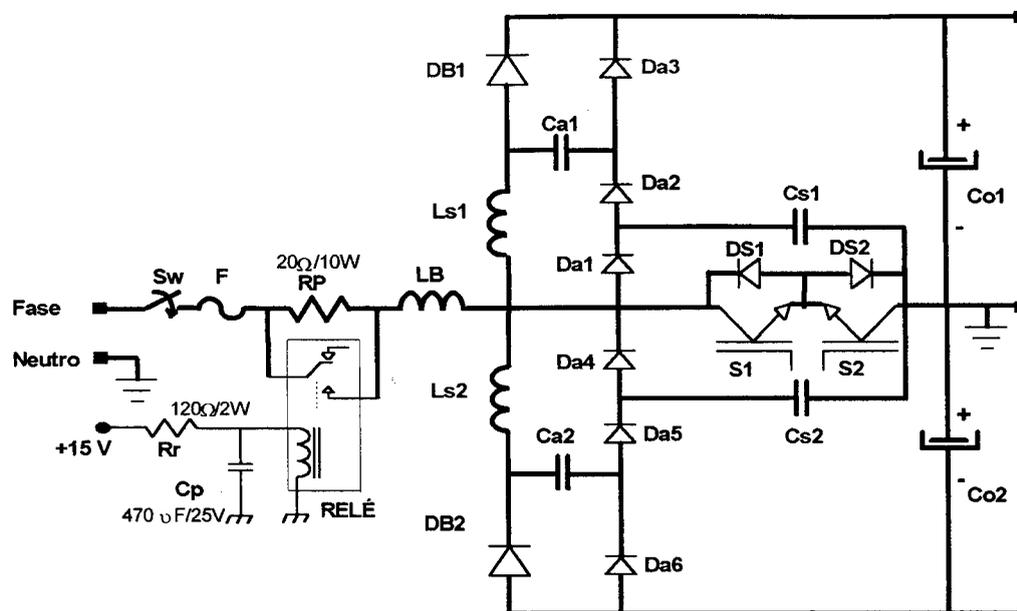


Fig. 5.9 – Diagrama esquemático do estágio de potência do protótipo montado.

A seguir, são listados os componentes utilizados no estágio de potência.

- diodos boost: HFA08TB60 – IR;
- interruptores: IRG4BC30W – IR;
- diodos do circuito snubber: MUR 460 – MOTOROLA;
- indutores de comutação:

$L=3,57 \mu\text{H}$, núcleo IP 6 30/07, 07 fios de 23 AWG, 6 espiras.

- indutor de entrada:

$L=500 \mu\text{H}$, núcleo IP 6 65/39, 13 fios de 23 AWG, 35 espiras.

- capacitores de saída:

Eletrolítico, 1000 μF , 350V

- capacitores de comutação:

C_a – polipropileno, 150 μF , 350V

C_s - polipropileno, 15 μF , 350V

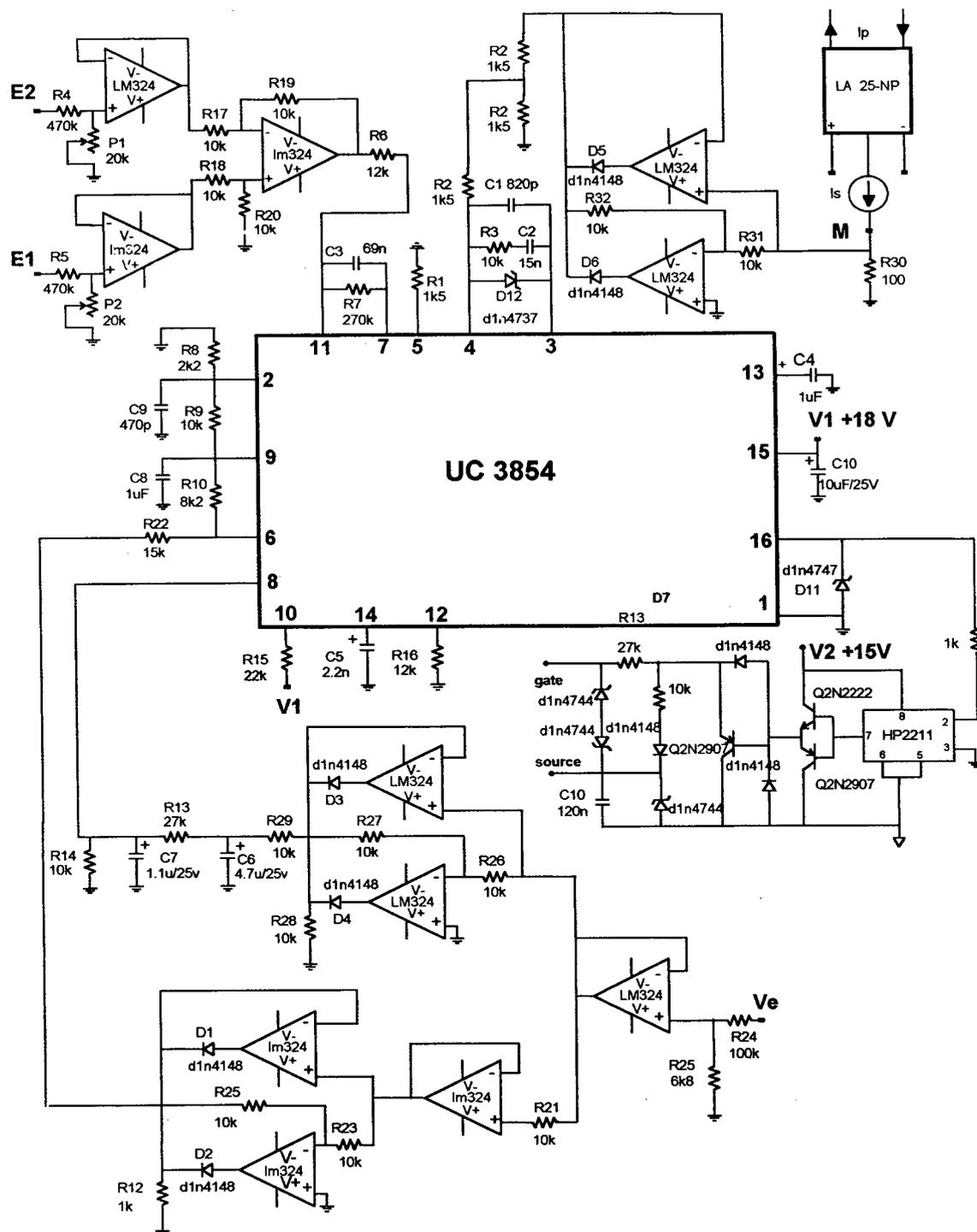
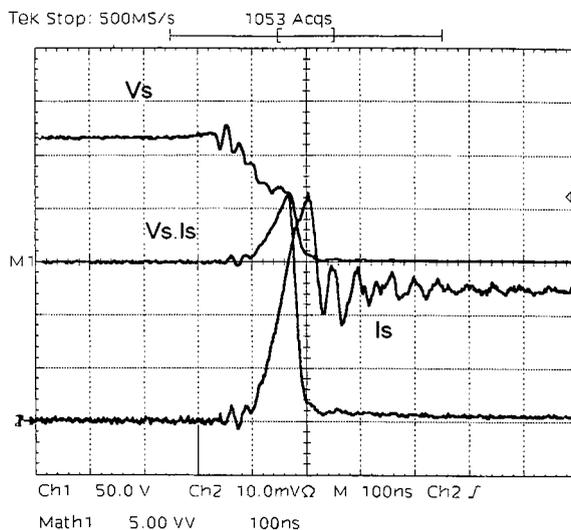


Fig. 5.10 – Diagrama esquemático do estágio de comando e controle do protótipo montado.

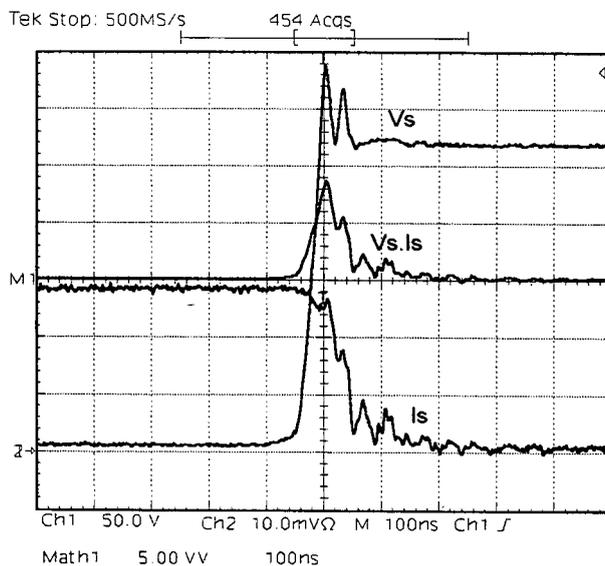
A Fig. 5.11 mostra a entrada em condução do interruptor para o retificador operando sem o circuito snubber. Verifica-se rápido crescimento da corrente, $di/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}$, com cruzamento de tensão e corrente durante o intervalo da comutação, resultando no produto tensão e corrente diferente de zero. Esta comutação ocorre com

perdas no interruptor. A curva de potência instantânea apresenta valor não nulo no intervalo da comutação.



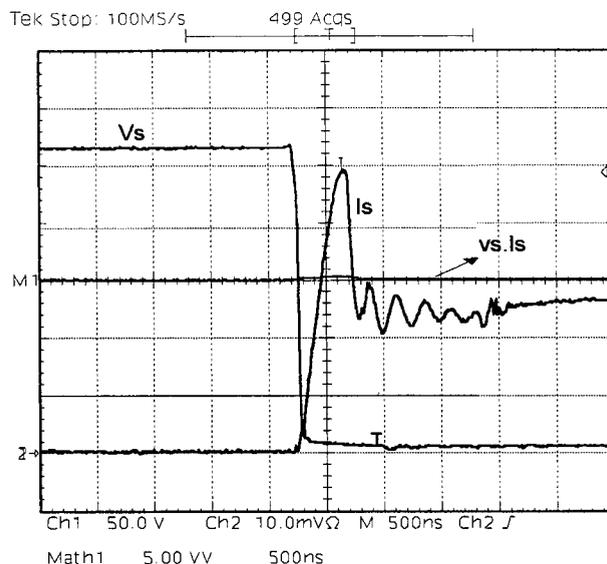
*Fig. 5.11 - Entrada em condução sem o circuito snubber.
Escala: 50 V/div. e 5 A/div – 10ns/div.*

O bloqueio do interruptor para o conversor operando sem o circuito snubber é apresentada na Fig. 5.12. Observa-se elevada taxa de crescimento da tensão, $dv/dt = 9,5 \text{ kV} / \mu\text{s}$, com cruzamento da tensão com a corrente resultando em potência dissipada diferente de zero no interruptor.



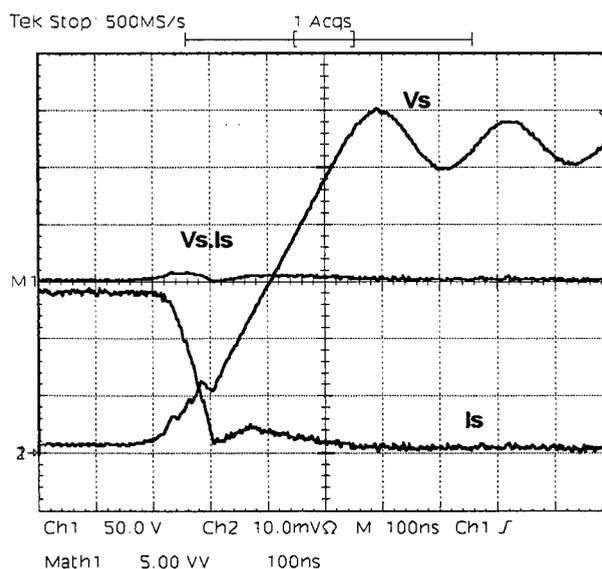
*Fig. 5.12 - Bloqueio do interruptor sem circuito snubber.
Escala: 50 V/div. e 5 A/div – 10ns/div.*

A entrada em condução do interruptor para o conversor operando com o circuito snubber é apresentada na Fig. 5.13. Neste caso, observa-se a redução da taxa de crescimento da corrente no interruptor, $di/dt = 60 A/\mu s$, para aproximadamente o valor previsto em projeto, e a não-ocorrência de cruzamento de tensão e corrente durante a comutação. A curva do produto tensão e corrente mostra que a potência dissipada no interruptor é nula.



*Fig.5.13 - Entrada em condução com o circuito snubber.
Escala: 50 V/div. e 5 A/div.-500ns/div..*

O bloqueio da interruptor é apresentado na Fig. 5.14 para operação do retificador com o circuito snubber.



*Fig. 5.14 - Bloqueio com o circuito snubber.
Escala: 50 V/div. e 5 A/div.-100ns/div..*

Verifica-se redução da taxa de crescimento da tensão nos terminais do interruptor, $dv/dt = 0,75 \text{ kV} / \mu\text{s}$, o que proporciona redução significativa da potência nele dissipada, como mostra a curva do produto tensão e corrente. A forma de onda da tensão no interruptor apresenta oscilações em frequências menores, quando comparadas com as observadas no bloqueio com comutação dissipativa.

A operação do conversor com fator de potência unitário é apresentado na Fig. 5.15, que mostra as formas de onda de tensão e corrente de entrada, para um ciclo da fonte de alimentação. A forma de onda da corrente de entrada segue a forma de onda da fonte de tensão senoidal.

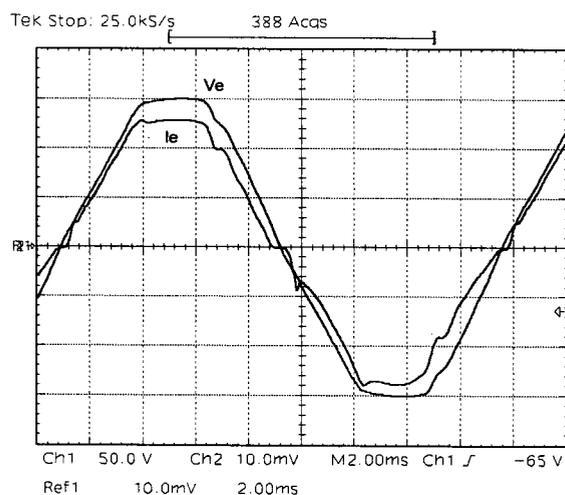


Fig. 5.15 - Tensão e corrente da fonte de alimentação.

Escala: 50 V/div. e 5 A/div. - 2ms/div..

A Fig. 5.16 apresenta as formas de onda de tensão total e em cada saída do retificador.

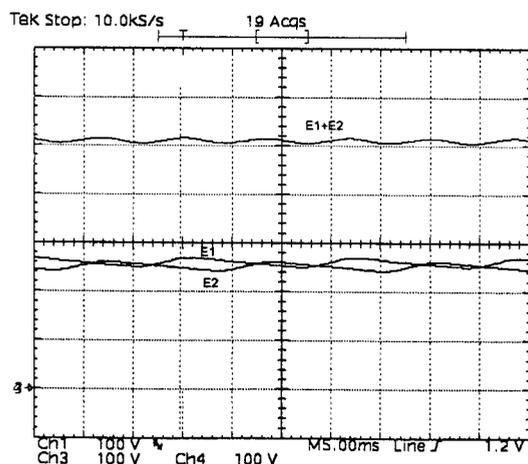


Fig. 5.16 - Formas de onda das tensões nas saídas do retificador.

Escala: 100 V/div. - 5ms/div..

A Fig.5.17 mostra o rendimento do conversor em função da potência fornecida. A eficiência do conversor operando com o circuito snubber é melhorada em patamares de potências elevadas.

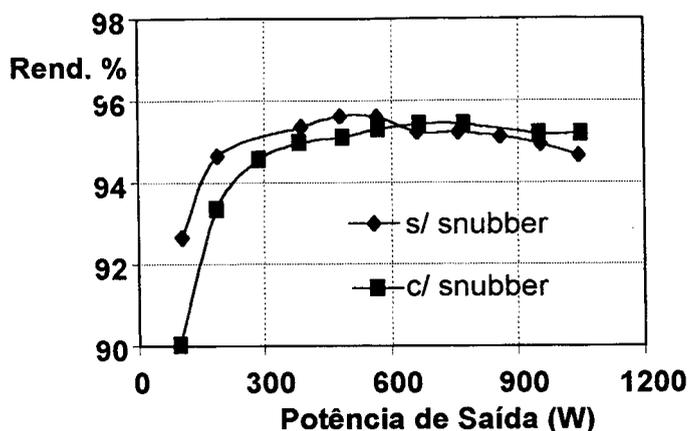


Fig. 5.17 - Curvas de rendimento do conversor.

Neste ponto vale ressaltar que uma característica inerente ao retificador de três níveis é a operação com alto rendimento, em função das baixas perdas por condução. Desta forma, a introdução do circuito snubber não alterou de modo significativo o rendimento do conversor.

5.4 EXEMPLO DE PROJETO PARA O RETIFICADOR TRIFÁSICO

Um exemplo de projeto para o retificador trifásico é apresentado nesta seção, a partir das seguintes especificações:

- Potência de saída: $P_s=12 \text{ kWatts}$;
- Tensão de alimentação: $V_e= 220/380 \text{ V}$, 60 Hz ;
- Tensão em cada saída: $E= 400 \text{ V}$;
- Frequência de comutação: $f_s=60 \text{ kHz}$;
- Rendimento estipulado: $\eta=98\%$;
- Ondulação da tensão de saída total: $\Delta E= 2\%.2.E$
- Ondulação da corrente de entrada: $\Delta I_{L_{Bmax}}=6 \text{ A}$

5.4.1 CÁLCULOS INICIAIS

Com as especificações dadas, os valores pico e eficaz da corrente de linha valem:

$$I_{ep} = \frac{\sqrt{2} \cdot 12000}{3 \cdot 0,98 \cdot 220} = 26,22 \text{ A}$$

$$I_e = \frac{12000}{3 \cdot 0,98 \cdot 220} = 18,54 \text{ A}$$

A relação entre a tensão de saída e a tensão de pico da fonte de alimentação vale:

$$\beta = \frac{400}{\sqrt{2} \cdot 220} = 1,285 < 2$$

Verifica-se que o parâmetro β é menor do que 2. Desta forma, a ondulação máxima parametrizada é dada por (3.50).

$$\overline{\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t)} = \frac{1,285}{4} = 0,321$$

A impedância característica, que relaciona C_s e L_s , deve ser menor do que a relação entre a tensão de saída e a corrente de entrada máxima.

$$Z_s = \frac{400}{26,22} = 15,25 \Omega$$

5.4.2 INDUTÂNCIA BOOST

Com os valores especificado de ondulação máxima e calculado de ondulação máxima parametrizada da corrente de entrada, é calculada a indutância boost utilizando a equação (2.50).

$$L_B = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0,321}{60 \cdot 10^3 \cdot 6} = 275 \mu\text{H}$$

5.4.3 CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

A capacitância para cada estágio de saída do retificador é calculada a partir da ondulação da tensão de saída especificada, utilizando a equação (3.49).

$$C = \frac{26,22}{6 \cdot 1,285 \cdot \pi \cdot 60 \cdot \frac{2}{100} \cdot 2 \cdot 400} = 1128 \mu F$$

5.4.4 LIMITES MÁXIMO E MÍNIMO DA CORRENTE DE ENTRADA PARA OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE

O limite máximo para corrente de entrada de modo que o conversor opere com comutação suave é o próprio valor de pico da corrente de entrada.

$$I_{\max} = I_{ep} = 26,22 A$$

O limite mínimo para corrente de entrada, no qual o conversor opera com comutação suave, é especificado e vale:

$$I_{\min} = 10 A$$

A relação entre os limites máximo e mínimo vale:

$$\frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{26,22}{10} = 2,6$$

5.4.5 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS X E K

De acordo com (4.77), o parâmetro k define os limites da corrente de entrada para operação com comutação suave. Então:

$$k > 2,6 = 2,7$$

$$x = \frac{1}{2,7^2} = 0,137$$

5.4.6 LIMITES DE RAZÃO CÍCLICA

A razão cíclica mínima do interruptor ocorre na passagem da tensão de entrada pelo valor de pico, e é calculada por (2.18).

$$D_{\min} = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{400} = 0,22$$

A razão cíclica para o menor valor de corrente de entrada, para qual o conversor opera com comutação suave é dada por:

$$D_{\max} = 1 - \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{400} \cdot \frac{10}{26,22} = 0,7$$

5.4.7 CÁLCULO DO PARÂMETRO a

O parâmetro a representa o limite de tempo disponível para as etapas relacionadas com as comutações. Este parâmetro é determinado a partir de (4.97) e (4.103).

$$a < \frac{0,22 \cdot 2 \cdot \pi}{\left[1 + \frac{1}{\sqrt{0,137} + 1} \cdot a \cos(-0,137) + \frac{1}{\sqrt{0,137}} \cdot a \tan\left(\sqrt{\frac{1-0,137}{0,137}}\right) \right]}$$

$$a < 0,237$$

$$a < \frac{[1-0,7] \cdot 2 \cdot \pi}{\left[\frac{26,22}{10} \cdot (1 - \sqrt{0,137}) + a \operatorname{sen}\left(\frac{10}{26,22} \cdot \sqrt{0,137}\right) + \frac{1}{\sqrt{0,137}} \cdot a \operatorname{sen}\left(\frac{10}{26,22}\right) + \sqrt{\frac{1}{0,137} \cdot \left(\frac{26,22^2}{10^2} - 1\right)} \right]}$$

$$a < 0,1$$

5.4.8 CÁLCULO DOS ELEMENTOS RESSONANTES

Para determinar os valores dos elementos ressonantes, é utilizado o menor valor calculado para o parâmetro a .

O valores de L_s , C_s e C_a são determinados a partir de (4.107), (4.110) e (4.11), respectivamente.

$$L_s = \frac{0,1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 10^3} \cdot \frac{400}{26,22} = 4 \mu H$$

$$C_s = \frac{0,1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 10^3} \cdot \frac{26,22}{400} = 17,4 nF$$

$$C_a = \frac{17,4}{0,1} = 174 nF$$

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 10^{-9}}} = 3790 \cdot 10^3 \frac{rad}{s}$$

Com o valor de L_s calculado, é possível determinar a taxa de crescimento da corrente no interruptor durante sua entrada em condução. Assim:

$$\frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{E}{L_s} = \frac{400}{4 \cdot 10^{-6}} = 120 A / \mu s$$

A taxa de crescimento máxima da tensão no interruptor durante o bloqueio é calculada a partir do conhecimento do valor de C_s , Assim:

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{I_{ep}}{C_s} = \frac{26,22}{17,4 \cdot 10^{-9}} = 1,2 kV / \mu s$$

5.4.9 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E INDUTORES RESSONANTES

Inicialmente são calculados os valores médio e eficaz da corrente no diodo boost, utilizando para tanto as equações (2.66) e (2.70).

$$i_{DB}^{md} = \frac{18,54}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,285} = 5,1 A$$

$$I_{DB}^{ef} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{18,54}{1,285} = 8,8 A$$

Os esforços de corrente no interruptor são calculados a partir das equações (2.75) e (2.77).

$$I_{smd} = \frac{\sqrt{2} \cdot 18,54}{4} \cdot \frac{(4 \cdot 1,285 - \pi)}{\pi \cdot 1,285} = 3,25 A$$

$$I_{sef} = \frac{\sqrt{6} \cdot 18,54}{6} \cdot \sqrt{3 - \frac{8}{\pi \cdot 1,285}} = 7,65 A$$

O valor médio da corrente em Da_1 é calculado utilizando as equações (4.121) e (4.122).

$$ID_{a1md} = 0,65 A$$

O valor eficaz da corrente em Da_1 é calculado por (4.130).

$$ID_{a1ef} = 0,94 A$$

Utilizando-se (4.124), (4.125) e (4.126), são calculados os valores médio e eficaz para corrente em Da_2 .

$$ID_{a2md} = 1,22 A$$

$$ID_{a2ef} = 1,73 A$$

Os valores médio e eficaz da corrente em Da_3 são calculados a partir das equações (4.127), (4.128) e (4.129).

$$ID_{a3md} = 0,72 A$$

$$ID_{a3ef} = 1 A$$

5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO PARA O RETIFICADOR TRIFÁSICO

Para validar o princípio de operação e a metodologia de projeto desenvolvida, são apresentadas nesta seção os resultados obtidos por simulação e de um protótipo montado em laboratório, para o conversor projetado de acordo com a seção anterior.

Os elementos das malhas de controle são projetados seguindo as análises apresentadas no capítulo 2.

A operação com corrente senoidal na entrada é apresentada na figuras 5.18 a 5.20, que mostram corrente e tensão em cada fase no retificador.

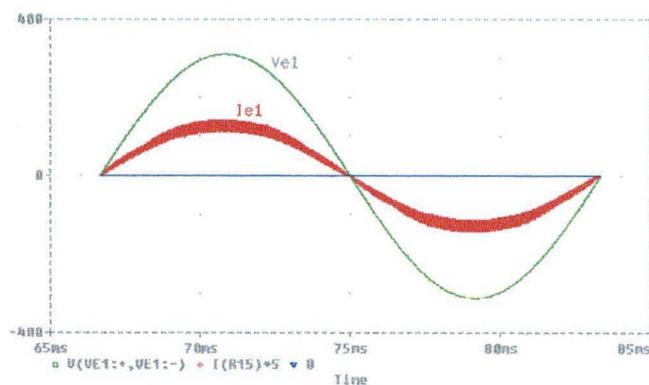


Fig. 5.18 – Tensão e corrente na fase 1.

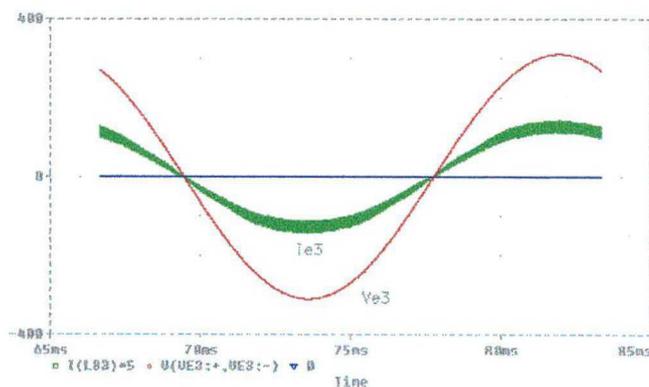


Fig. 5.19 – Tensão e corrente na fase 2.

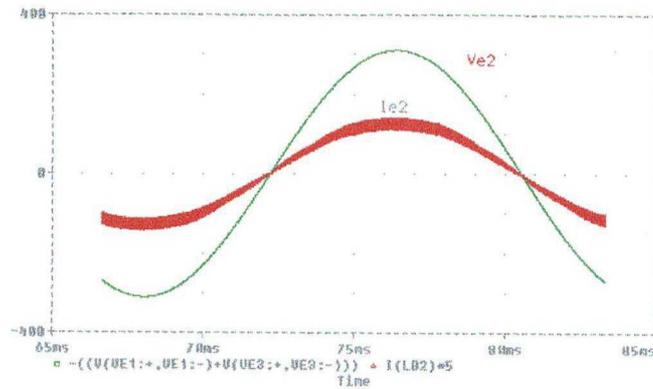


Fig. 5.20 – Tensão e corrente na fase 3.

A Fig. 5.21 apresenta as formas de onda para tensão em cada saída do retificador. Verifica-se que a ondulação de tensão na saída 1 está em oposição de fase com relação à ondulação de tensão na saída 2, o que resulta em ondulação nula no barramento CC.

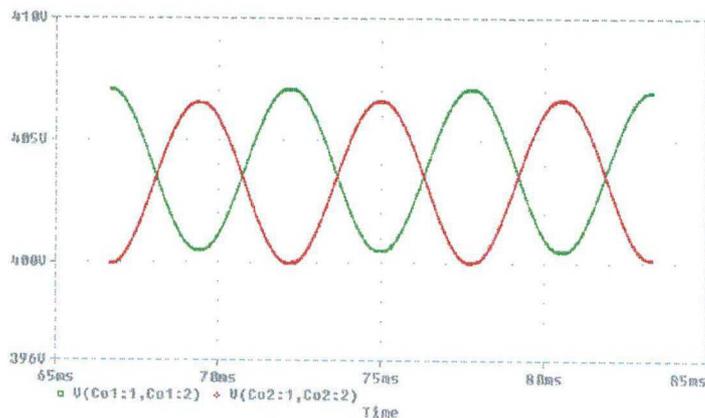


Fig. 5.21 – Formas de onda de tensão em cada saída do retificador.

A Fig. 5.22 mostra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor durante a entrada em condução. Verifica-se comutação sem perdas no interruptor.

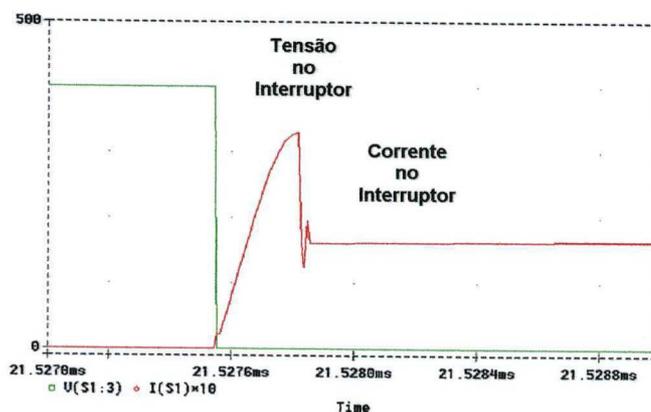


Fig. 5.22 - Tensão e corrente para entrada em condução do interruptor.

O bloqueio do interruptor é mostrado na Fig. 5.23, que apresenta as formas de onda de tensão e corrente para tal comutação. Neste caso, é verificado um bloqueio sem dissipação de potência no interruptor.

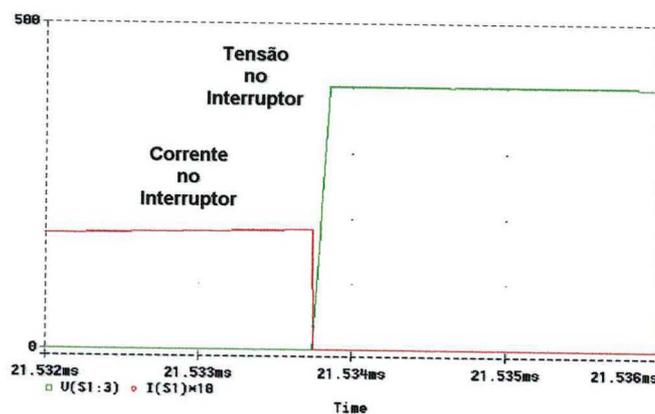


Fig. 5.23 - Bloqueio do interruptor.

No protótipo de laboratório montado, foram utilizados os seguintes semicondutores:

- interruptores:

IGBT's – APT 5010B2VR – APT

- diodos boost:

HFA25PB60 – IRF

- diodos do circuito snubber:

MUR 460 – MOTOROLA

- capacitores de saída:

Eletrolítico, 4 x 330 μ F, 350V

- capacitores do circuito snubber

C_a – 169 nF - polipropileno

C_s - 18 nF - polipropileno

As formas de onda de tensão e corrente de entrada são apresentadas nas figuras 5.24, 5.25 e 5.26.

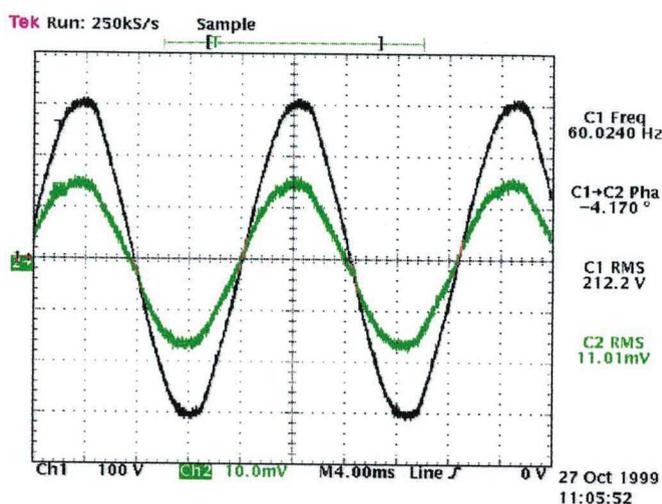


Fig. 5.24 - Formas de onda para tensão e corrente de entrada, fase 1.

Escalas: 100 V/div. e 20 A/div.

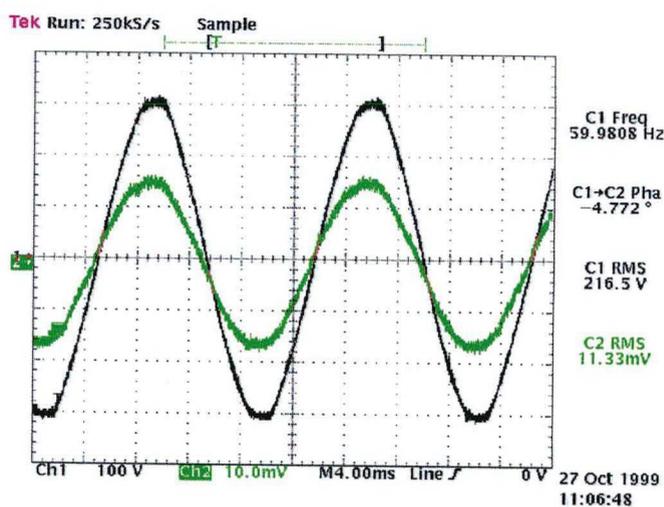


Fig. 5.25 - Formas de onda para tensão e corrente de entrada, fase 2.

Escalas: 100 V/div. e 20 A/div.

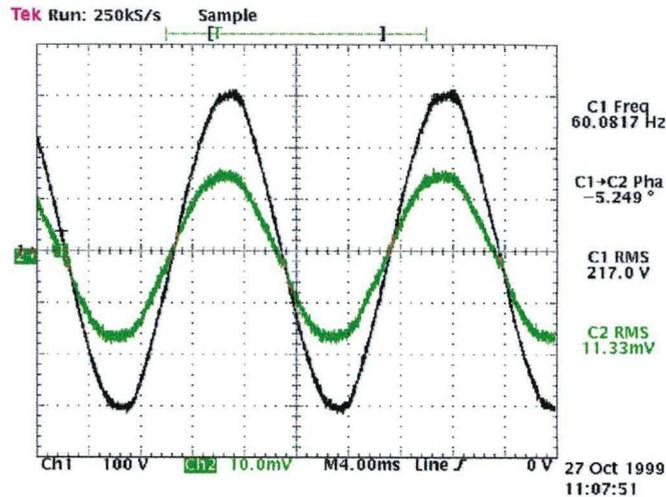


Fig. 5.26 - Formas de onda para tensão e corrente de entrada, fase 3.

Escalas: 100 V/div. e 20 A/div.

As formas de onda para corrente e tensão e corrente no interruptor, durante a entrada em condução, corrente de entrada máxima, são apresentadas na figura 5.27. A atuação do circuito snubber garante comutação com perdas praticamente nulas no interruptor. A corrente no interruptor apresenta uma taxa de crescimento $\frac{di}{dt} = 120 \text{ A}/\mu\text{s}$, definida pelo indutor de comutação.

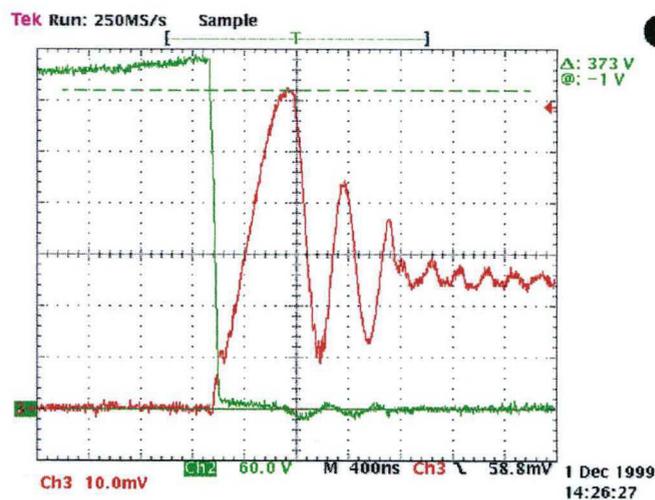


Fig. 5.27 - Formas de onda para tensão e corrente no interruptor durante a entrada em condução.

Escalas: 60 V/div. e 10 A/div.

As formas de onda para o bloqueio do interruptor são apresentadas na Fig. 5.28. Esta comutação ocorre com cruzamento mínimo entre tensão e corrente, ou seja, perdas de comutação desprezíveis.

Verifica-se que a taxa de crescimento da tensão nos terminais do interruptor, $dv/dt = 0,912 \text{ kV} / \mu\text{s}$, é aproximadamente o valor obtido em projeto.

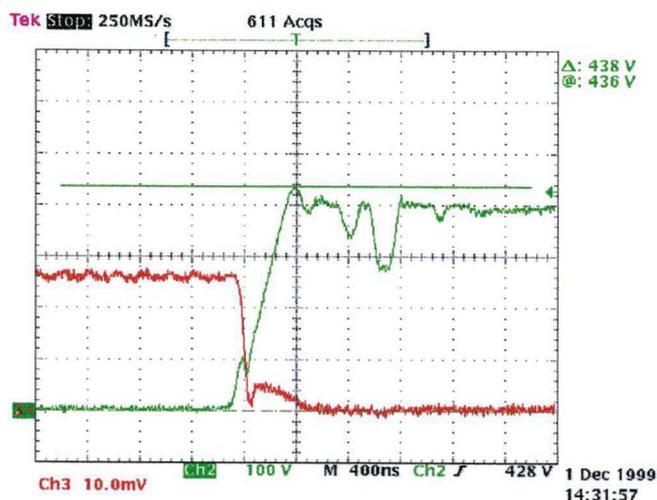


Fig. 5.28 - Formas de onda para tensão e corrente no interruptor durante bloqueio.

Escalas: 100 V/div. e 10 A/div.

A eficiência do conversor é apresentada na Fig. 5.29.

O conversor apresenta um rendimento elevado, acima de 97% em potência nominal, mesmo operando em frequências altas (60 kHz). O alto rendimento é, em parte, decorrente da atuação do circuito snubber que garante comutações com o mínimo de perdas nos interruptores comandados. Outro fato importante relacionado com o rendimento é que este é elevado para potência nominal do conversor, ponto de operação de interesse em fontes para sistemas em telecomunicações.

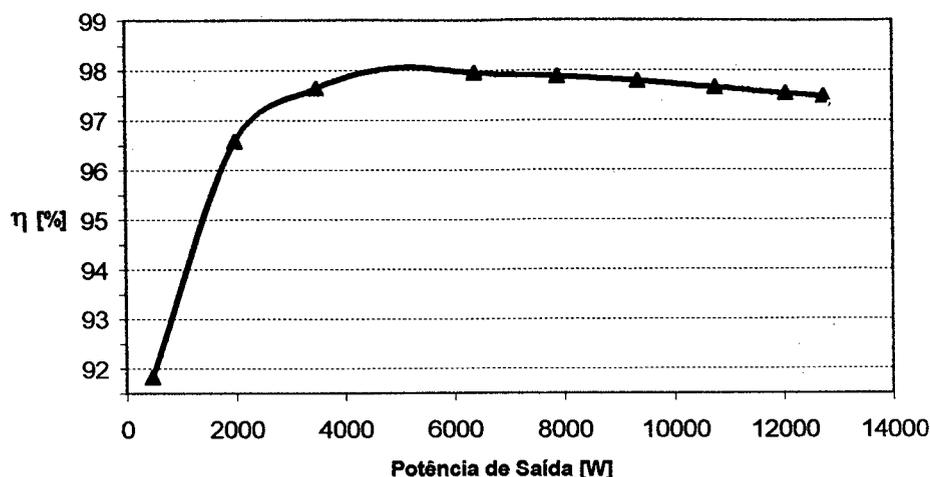


Fig. 5.29 - Curva de rendimento do conversor.

5.6 CONCLUSÕES

Aplicando as metodologias dos capítulos 2 e 4, foram projetados, simulados e montados dois retificadores, um monofásico de 1,1 kW e outro trifásico de 12 kW.

Os resultados obtidos por simulação e experimentação confirmam o estudo analítico realizado.

Cada retificador drena da rede corrente senoidal, com ondulação em alta frequência, apresentando elevado fator de potência.

Os interruptores apresentam entrada em condução com derivada de corrente controlada, resultando numa comutação sem perdas. O bloqueio ocorre sem cruzamento de tensão e corrente e com derivada de tensão controlada.

O retificador trifásico apresentou, para valores em torno da potência nominal, melhor eficiência quando comparado ao retificador monofásico. A inclusão do circuito snubber é mais bem justificada em conversores de potências elevadas, já que, nestes casos, a circulação de energia reativa não contribui de forma significativa para a elevação de perdas em condução.

É fundamental e indispensável a utilização do circuito snubber quando o conversor trabalha com tensão de saída com elevado valor, pois neste caso, a entrada em condução ocorre em condição desfavorável.

CAPÍTULO VI

RETIFICADOR MONOFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS OPERANDO COM GRAMPEAMENTO ATIVO DA TENSÃO NOS INTERRUPTORES COMANDÁVEIS: OPERAÇÃO, ESTUDO QUALITATIVO E QUANTITATIVO

6.1 INTRODUÇÃO

A técnica de desmagnetização do transformador do conversor Forward proposto em [28] consiste na introdução de um circuito auxiliar, composto por um interruptor comandável, denominado interruptor auxiliar que opera com um comando complementar, em relação ao principal, e um capacitor. Além da desmagnetização do transformador, a técnica possibilita o grampeamento da tensão no interruptor principal e entrada em condução sob tensão nula (ZVS), para ambos os interruptores comandáveis.

Em [29] foi descrito, tomando como origem o mecanismo proposto em [28], o processo de generalização do princípio de comando assimétrico com comutação ZVS, modulação PWM e grampeamento ativo de tensão sobre os interruptores comandáveis, para conversores CC-CC. O estudo resultou na obtenção das células fundamentais de comutação, com ação de grampeamento distintas, e a partir das quais a geração de várias topologias de conversores CC-CC básicos não isolados. As células fundamentais de comutação apresentam ação de grampeamento dos tipos buck, boost, buck-boost, cúk, sepic e zeta.

Este capítulo trata da aplicação das células fundamentais de comutação dos tipos buck, boost e buck-boost, ao retificador monofásico de três níveis, para operação com fator de potência unitário.

São concebidos, a partir da aplicação das células fundamentais de comutação, retificadores com comando assimétrico, comutação ZVS e grampeamento ativo de tensão nos interruptores comandáveis.

Dentre os conversores gerados, é analisado o retificador com célula de comutação do tipo buck-boost, sendo realizado o estudo detalhado das etapas de operação, do comportamento da tensão de grampeamento e do ganho estático, bem como o estudo da

comutação, estabelecendo-se a faixa de operação com comutação suave, considerando-se a operação com corrente de entrada variando de forma senoidal para um ciclo da tensão de alimentação. É estabelecida uma metodologia de projeto para determinação das grandezas dos elementos passivos, bem como esforços de tensão e corrente nos semicondutores, para o correto dimensionamento e especificação do retificador.

A metodologia empregada é avaliada por simulação e experimentação.

6.2 CÉLULAS FUNDAMENTAIS DE COMUTAÇÃO E GERAÇÃO DOS RETIFICADORES

As células fundamentais de comutação descritas em [29], com ação de grampeamento dos tipos buck, boost e buck-boost, são apresentadas na Fig. 6.1.

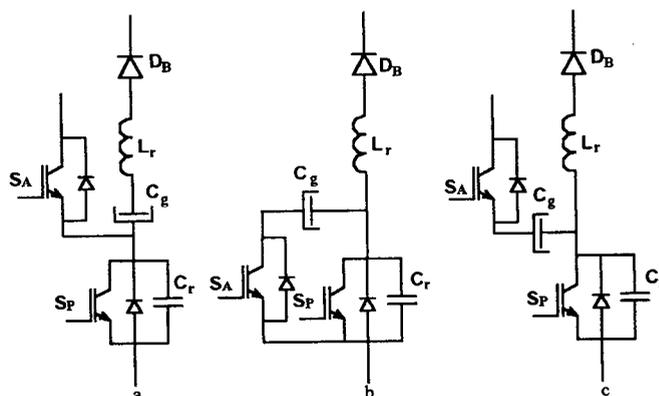


Fig. 6.1 - Células fundamentais de comutação ZVS-PWM: a) Ação de grampeamento do tipo buck; b) Ação de grampeamento do tipo boost; c) Ação de grampeamento do tipo buck-boost.

Além do interruptor SP e do diodo DB , que compõem a célula mais fundamental de comutação que gera os seis conversores básicos PWM convencionais, essas células apresentam ainda os elementos necessários a garantir o princípio da comutação ZVS com grampeamento ativo, os quais são: o capacitor de grampeamento C_g , o capacitor ressonante C_r , o indutor ressonante L_r e o interruptor comandável SA .

A partir do conhecimento das células fundamentais de comutação mostradas na Fig. 5.1, obtém-se os retificadores com comando assimétrico, comutação ZVS e grampeamento ativo de tensão nos interruptores comandáveis.

Esses conversores são concebidos substituindo-se as células fundamentais de comutação PWM, que geram os conversores básicos e estão presentes no retificador de três níveis, pelas novas células fundamentais de comutação.

O diagrama esquemático do retificador monofásico de três níveis com célula de comutação com ação de grampeamento ativo do tipo Buck é apresentado na figura 6.2.

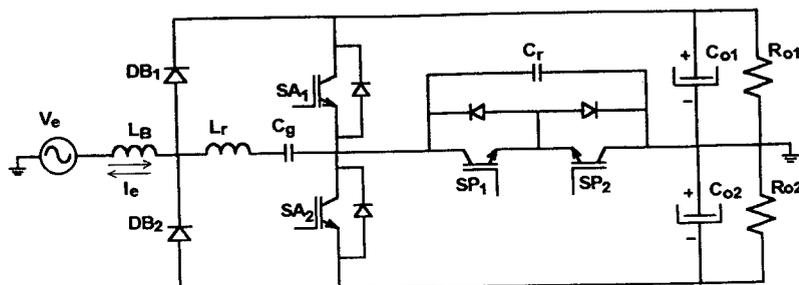


Fig. 6.2 - Retificador monofásico de três níveis com célula de comutação do tipo buck.

Para este conversor a tensão máxima sobre os interruptores principais e auxiliares fica limitada na tensão de saída. Parcela significativa da corrente de entrada circula através do capacitor de grampeamento C_g , devendo este ser especificado para elevado valor eficaz de corrente. O valor elevado de corrente através de C_g limita a utilização deste conversor para aplicações em baixas potências.

Através da aplicação da célula de comutação com ação de grampeamento do tipo boost é concebido o retificador mostrado na Fig. 6.3.

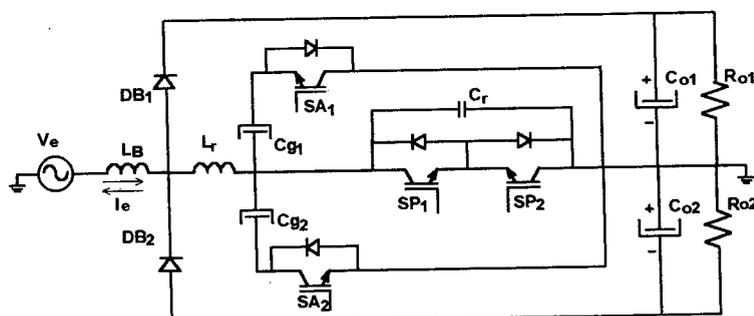


Fig. 6.3 - Retificador monofásico de três níveis com célula de comutação do tipo boost.

A tensão sobre os interruptores comandáveis para este conversor fica limitada ao valor da tensão do capacitor de grampeamento C_g , que é maior do que a tensão de saída do conversor.

O retificador com célula de grampeamento do tipo buck-boost é mostrado na Fig. 6.4.

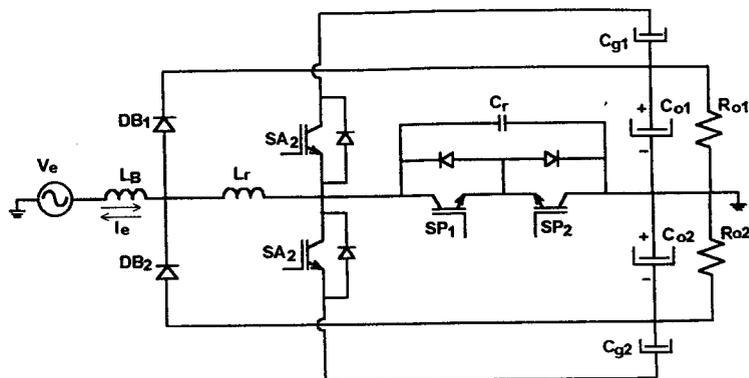


Fig. 6.4 - Retificador monofásico de três níveis com célula de comutação do tipo buck-boost.

Cada interruptor principal, quando no estado de bloqueio, fica submetido à tensão de uma saída somada à tensão do capacitor de grampeamento. Os interruptores auxiliares devem bloquear a tensão total de saída do retificador somada à tensão de um capacitor de grampeamento.

Redesenhando o circuito da Fig. 6.4, obtém-se o diagrama esquemático da Fig. 6.5.

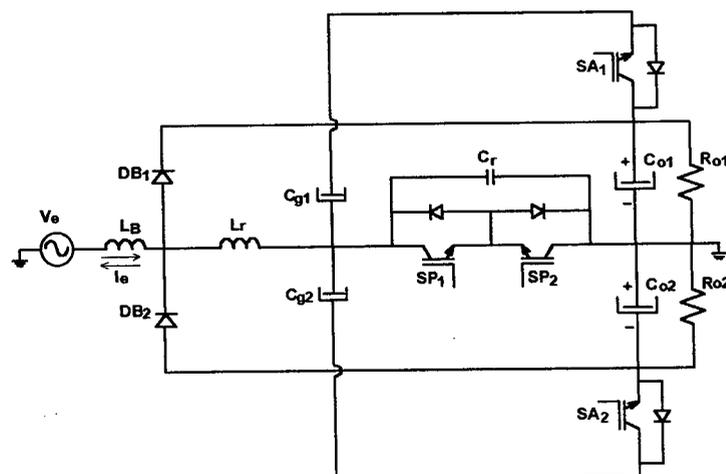


Fig. 6.5 - Retificador monofásico de três níveis com célula de comutação do tipo buck-boost.

As duas células de comutação do retificador apresentam em comum o indutor ressonante L_r e o capacitor ressonante C_r . Os outros componentes das células são dois interruptores comandáveis, SA_1 e SA_2 , e dois capacitores de grampeamento C_{g1} e C_{g2} .

Uma modificação possível para o conversor é apresentada na Fig. 6.6, onde é utilizado apenas um capacitor de grampeamento, comum às duas células de comutação. Neste caso, o capacitor de grampeamento opera com duas polaridades, uma para cada semiciclo da tensão e corrente de entrada do retificador.

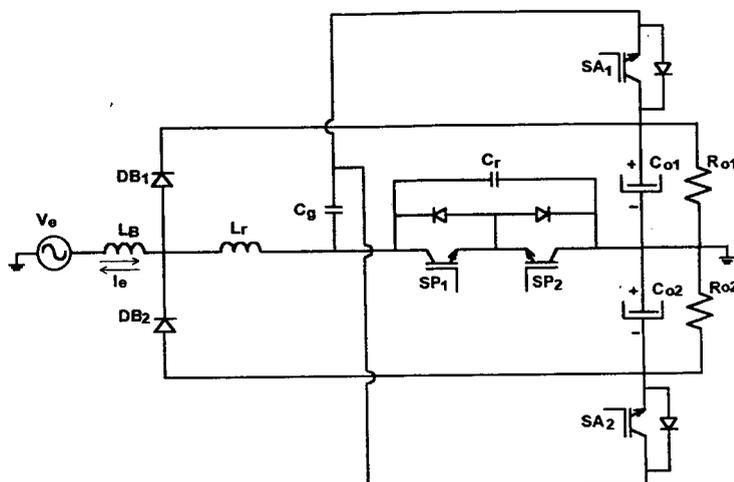


Fig. - 6.6 Retificador monofásico de três níveis com célula de comutação do tipo buck-boost com capacitor de grampeamento único.

Em relação ao circuito da Fig. 6.5, o retificador com capacitor de grampeamento único apresenta as seguintes vantagens: utilização de um número menor de componentes e menor tensão sobre os interruptores auxiliares, que ficam submetidos à tensão total de saída.

Nas seções seguintes deste capítulo será estudado o retificador apresentado na Fig. 6.6.

6.3 ANÁLISE E DESCRIÇÃO DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO

Com o intuito de facilitar a análise da operação do conversor, são feitas as seguintes simplificações, válidas no intervalo correspondente ao período de comutação do conversor:

- o filtro de entrada possui uma indutância com uma ordem de grandeza tal que, juntamente com a fonte de alimentação, possa ser substituído por uma fonte de corrente constante, sendo $I_e = I$;
- o filtro de cada saída possui uma capacitância com uma ordem de grandeza tal que, juntamente com a carga, possa ser substituído por uma fonte de tensão constante, E ;
- a frequência de ressonância do circuito formado por L_r e C_g é muito menor do que a frequência de ressonância do circuito formado por L_r e C_r . Assim, a capacitância de C_g é muito maior do que a de C_r , podendo ser representado por uma fonte de tensão constante denominada V_g ;

d) todos os componentes semicondutores são considerados idealizados.

As etapas de operação referentes aos estados topológicos assumidos pelo conversor, durante um período de comutação, são apresentadas a seguir.

Etapa 1 (t_0-t_1) – carga linear do capacitor de comutação C_r .

Quando o interruptor SP_1 é comandado a bloquear, em $t=t_0$, inicia-se o processo de carga do capacitor de comutação C_r , através da indutância de comutação L_r com corrente constante e igual à corrente da fonte de alimentação, portanto de forma linear. A etapa prossegue com o crescimento linear da tensão através de C_r até o instante em que esta atinja um valor igual à tensão da fonte de saída E , polarizando diretamente o diodo DB_1 que entra em condução, dando início à segunda etapa de operação. O circuito equivalente para esta etapa é mostrado na Fig. 6.7.

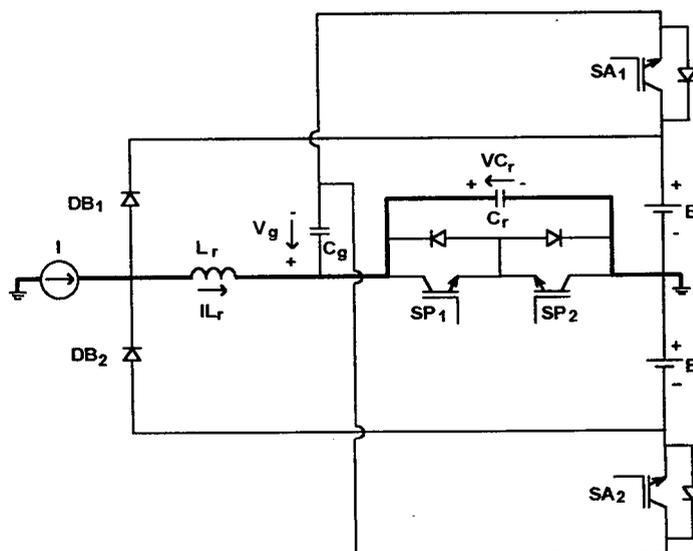


Fig. 6.7 - Etapa 1.

A análise desta etapa resulta nas equações mostradas abaixo.

$$i_{L_r}(t) = I \quad (6.1)$$

$$V_{C_r}(t) = \frac{1}{C_r} \cdot I \cdot t \quad (6.2)$$

No final da etapa $V_{C_r}(t_1) = E$, sendo a duração da etapa dada por (6.3).

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{C_r \cdot E}{I} \quad (6.3)$$

Etapa 2 (t_1-t_2) – ressonância entre o capacitor C_r e o indutor L_r .

A etapa 2 tem início quando o diodo Boost DB_1 entra em condução, resultando numa oscilação ressonante entre o indutor L_r e o capacitor C_r . Durante esta etapa, parcela da corrente de entrada é desviada para o estágio de saída, ocorrendo diminuição da corrente em L_r . A tensão através de C_r cresce até atingir o valor igual à soma das tensões da fonte de saída E , e da capacitância de grampeamento V_g , quando então, o diodo do interruptor auxiliar SA_1 é polarizado, diretamente, e entra em condução, dando início à etapa seguinte. A Fig. 6.8 mostra a etapa 2.

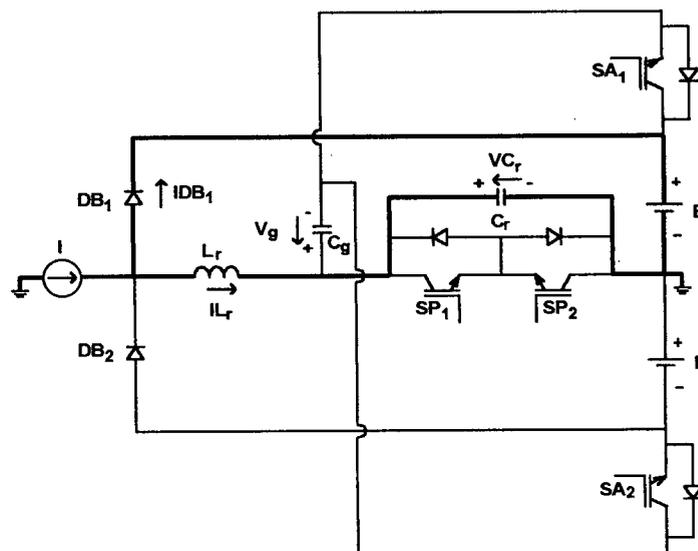


Fig. 6.8 - Etapa 2.

A partir do circuito equivalente e condições iniciais válidas para essa etapa, obtém-se:

$$i_{L_r}(t) = I \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (6.4)$$

$$V_{C_r}(t) = E + Z_o \cdot I \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (6.5)$$

onde $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}}$ e $Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ representam, respectivamente, a frequência

angular de ressonância e a impedância característica do circuito ressonante composto por L_r e C_r .

No final da etapa a tensão em C_r é dada por (6.6).

$$V_{C_r}(t_2) = E + V_g \quad (6.6)$$

Assim, o tempo de duração da etapa vale:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_o} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_g}{I \cdot Z_o} \right) \quad (6.7)$$

Com a corrente em L_r atingindo o valor dado por (6.8).

$$I_{L_r}(t_2) = I_2 = I \cdot \sqrt{1 - \frac{V_g^2}{I^2 \cdot Z_o^2}} \quad (6.8)$$

Etapa 3 (t_2-t_3) – desmagnetização linear de L_r .

Durante a etapa 3 o diodo do interruptor auxiliar SA_1 conduz a corrente do indutor, num primeiro instante, que decresce linearmente até atingir zero, visto que L_r se encontra submetido a uma tensão igual à do capacitor de grampeamento, a qual, em função do elevado valor da capacitância de C_g , permanece constante. Estando o diodo conduzindo, a tensão sobre o interruptor permanece grampeada em zero, sendo, portanto, o momento de SA_1 ser comandado a conduzir, de modo que se obtenha para o mesmo comutação do tipo ZVS. Num segundo instante, a corrente em L_r inverte de sentido, circulando através de SA_1 , crescendo de forma linear, com uma derivada que é função dos valores da tensão no capacitor de grampeamento e da indutância de L_r . A etapa prossegue até que o interruptor auxiliar SA_1 receba o sinal de comando para entrar em estado de bloqueio, dando início, então, à etapa seguinte. A Fig. 6.9 mostra o circuito equivalente relacionado com a etapa 3.

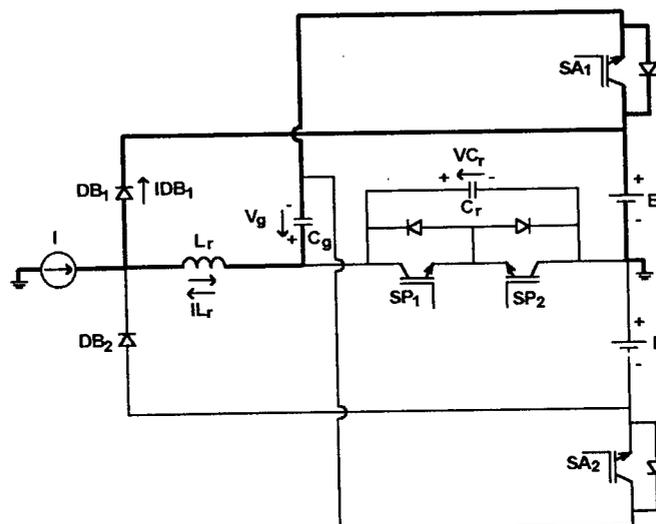


Fig. 6.9 - Etapa 3.

A corrente no indutor evolui de forma linear segundo (6.9).

$$i_{L_r}(t) = I \cdot \sqrt{1 - \frac{V_g^2}{Z_o^2 \cdot I^2}} - \frac{V_g}{L_r} \cdot t \quad (6.9)$$

A tensão no capacitor de comutação C_r permanece grampeada no valor dado por (6.10)

$$v_{C_r}(t) = V_g + E \quad (6.10)$$

A etapa termina com o comando de bloqueio do interruptor, sendo a duração da mesma dada por:

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = (1 - D) \cdot T_s - \Delta t_1 - \Delta t_2 - \Delta t_4 \quad (6.11)$$

No final da etapa 3, a corrente em L_r atinge o valor dado por (6.12).

$$I_{L_r}(t_3) = I_3 = I \cdot \sqrt{1 - \frac{V_g^2}{Z_o^2 \cdot I^2}} - \frac{V_g}{L_r} \cdot \Delta t_3 \quad (6.12)$$

Etapa 4 (t_3-t_4) – ressonante, descarga do capacitor C_r .

Quando o interruptor auxiliar SA_1 é comandado a bloquear, a corrente do indutor de comutação L_r é transferida instantaneamente para o capacitor ressonante C_r . A partir de então, ocorre uma oscilação ressonante entre L_r e C_r , com o decréscimo da tensão sobre o capacitor de comutação. A etapa prossegue até a descarga completa de C_r . A etapa 4 é mostrada na Fig. 6.10.

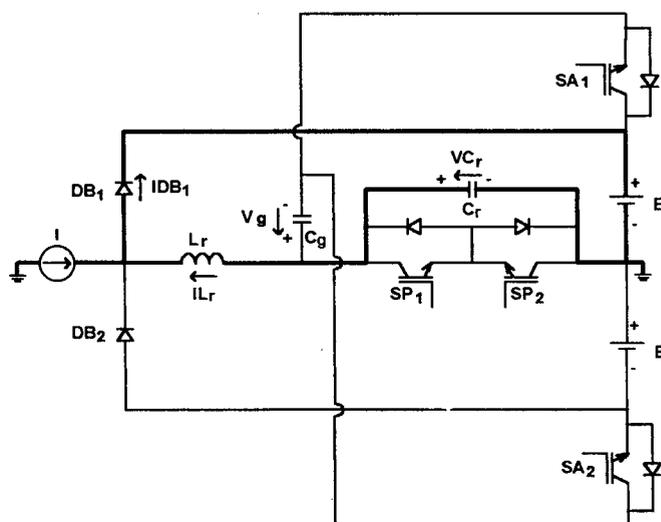


Fig. 6.10 - Etapa 4.

A partir das condições iniciais obtidas na etapa anterior e o circuito resultante da etapa em análise, obtém-se as seguintes equações para tensão no capacitor ressonante e corrente no indutor ressonante:

$$v_{C_r}(t) = E + V_g \cdot \cos(\omega_o \cdot t) - Z_o \cdot I_3 \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) \quad (6.13)$$

$$i_{L_r}(t) = \frac{V_g}{Z_o} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot t) + I_3 \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (6.14)$$

O intervalo de duração da etapa é dado pela equação (6.15), obtida fazendo a equação de tensão no capacitor de comutação igual a zero para $t = t_4$. Assim:

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{1}{\omega_o} \cdot \left[\text{tg}^{-1} \left(\frac{-Z_o \cdot I_3}{V_g} \right) + \cos^{-1} \left(\frac{-E}{\sqrt{V_g^2 + (Z_o \cdot I_3)^2}} \right) \right] \quad (6.15)$$

No final da etapa, a corrente no indutor de comutação L_r é dada por:

$$i_{L_r}(t_4) = I_4 = \frac{V_g}{Z_o} \cdot \text{sen}(\omega_o \cdot \Delta t_4) + I_3 \cdot \cos(\omega_o \cdot \Delta t_4) \quad (6.16)$$

Etapa 5 (t_4 - t_5) – corrente linear no indutor ressonante.

O circuito equivalente que corresponde à etapa 5 é mostrado na Fig. 6.11.

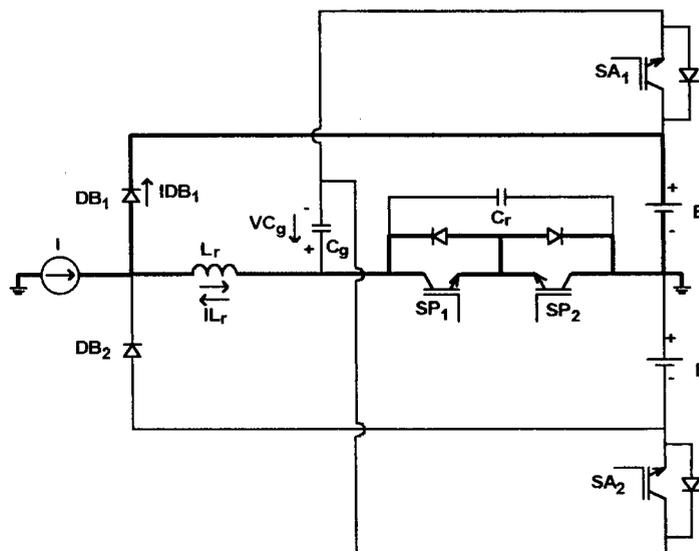


Fig. 6.11 - Etapa 5.

Quando a tensão no capacitor de comutação atinge zero, o diodo do interruptor principal SP_1 é polarizado diretamente, entrando em condução e grampeando a tensão sobre o interruptor em zero. A partir desse instante, o interruptor principal SP_1 pode ser

comandado a conduzir, sendo obtida uma comutação do tipo ZVS para ele. Num primeiro instante, a corrente do indutor L_r , que decresce linearmente até zero, circula através do diodo do interruptor SP_1 e através do interruptor SP_2 , sendo necessário que este se encontre em estado de condução. Quando a corrente em L_r inverte de sentido, passa a circular através de SP_1 e do diodo de SP_2 , crescendo linearmente até atingir o valor da corrente de entrada, quando, então, o diodo DB_1 bloqueia, dando início à próxima etapa.

A corrente no indutor de comutação varia de forma linear segundo (6.17).

$$i_{L_r}(t) = I_4 - \frac{E}{L_r} \cdot t \quad (6.17)$$

A etapa termina quando $I_{L_r}(t_5) = I$. Assim, a duração da etapa 5 é dada por:

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = (I_4 - I) \cdot \frac{L_r}{E} \quad (6.18)$$

Etapa 6 (t_5-t_6) – etapa de acumulação de energia.

Durante a etapa 6, como mostra a Fig. 6.12, a corrente de entrada flui através do indutor de comutação e interruptor principal SP_1 . O capacitor de comutação permanece com tensão nula. A etapa prossegue até que o interruptor SP_1 seja comandado a conduzir, dando início a mais um ciclo de operação do conversor.

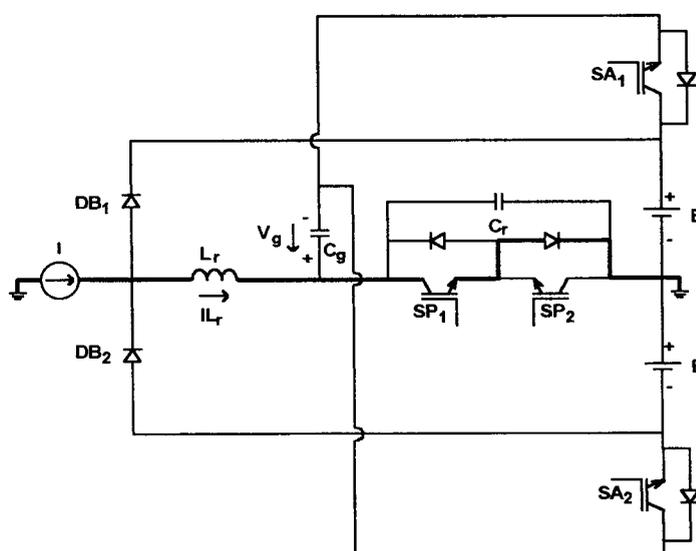


Fig. 6.12 - Etapa 6.

A corrente no indutor L_r é dada pela equação (6.19)

$$I_{L_r}(t) = I \quad (6.19)$$

E,

$$V_{C_r}(t) = 0 \quad (6.20)$$

O intervalo de duração desta etapa é dado por:

$$\Delta t_6 = t_6 - t_5 = D \cdot T_s - \Delta t_5 \quad (6.21)$$

A Fig. 6.13 apresenta as formas de onda relevantes referentes a operação do conversor. A partir destas, verifica-se que os interruptores principal e auxiliar operam com comutação suave.

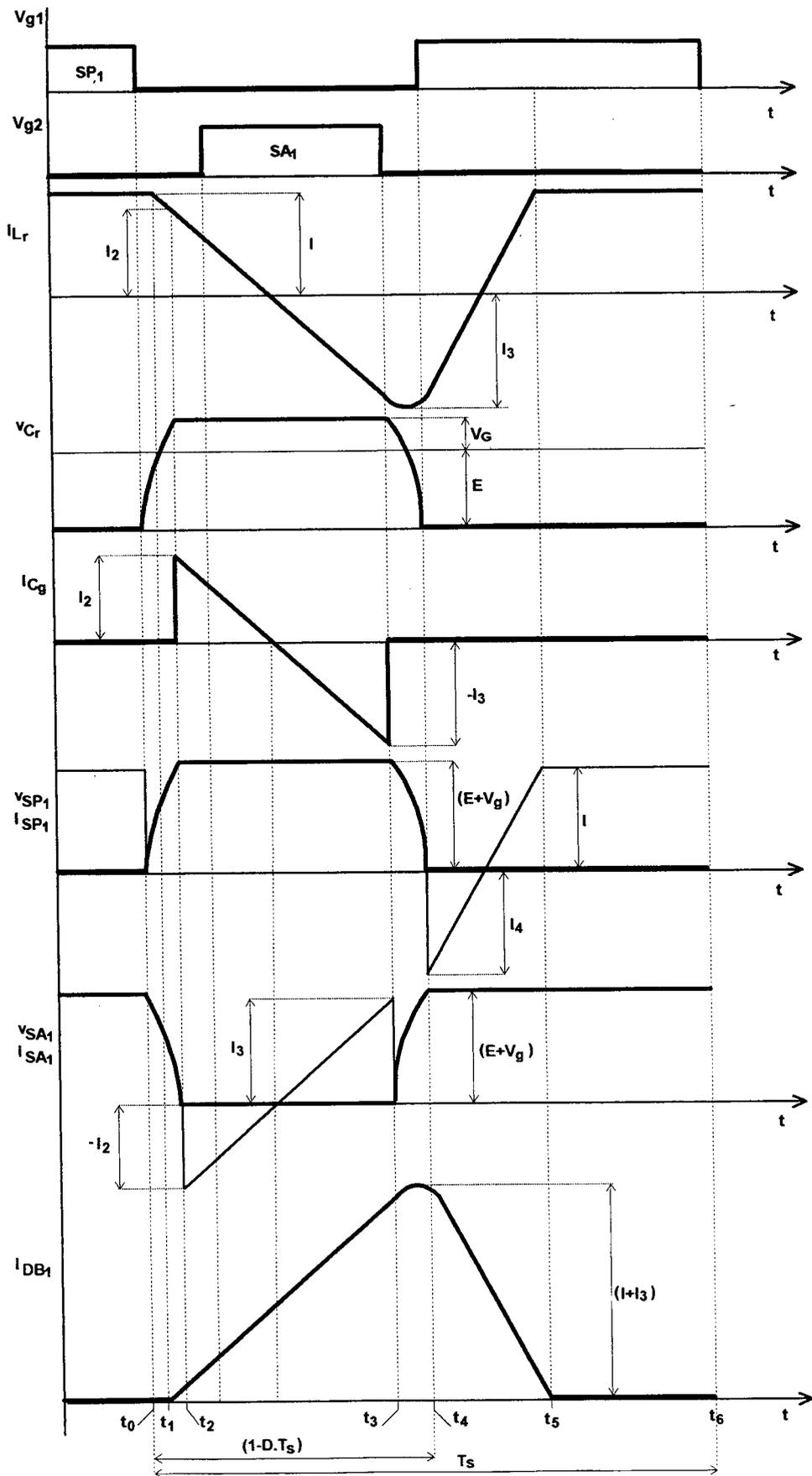


Fig. 6.13 - Formas de onda para comutação.

6.4 ANÁLISE SIMPLIFICADA DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR

O retificador de três níveis, sem qualquer circuito auxiliar de comutação, apresenta dois estados topológicos distintos para um ciclo de comutação. O ganho estático é então determinado a partir da análise destes estados topológicos, resultando numa relação entre as tensões de saída e entrada dada por (6.22).

$$\frac{E}{V_e} = \frac{1}{1-D} \quad (6.22)$$

Quando associado ao circuito de grampeamento ativo, o retificador de três níveis apresenta, conforme análise da seção 6.3, seis estados topológicos para cada ciclo de operação. A relação entre as tensões de saída e entrada, para este caso, é determinada levando-se em consideração as etapas de operação presentes no ciclo de operação.

Dentre as etapas que o conversor apresenta no ciclo de operação, as ressonantes são de curta duração, interferindo de forma mínima no processo de transferência de energia entre a entrada e saída do conversor. Desta forma, a análise do conversor, no que se refere ao ganho estático, tensão de grampeamento, bem como esforços de tensão e corrente nos diversos componentes, pode ser realizada de forma simplificada, desconsiderando-se todas as etapas ressonantes, garantindo ainda resultados precisos.

Do ponto de vista da simplificação adotada, o conversor apresenta três etapas de operação distintas, descritas a seguir.

Etapas A (t_0-t_1) – corresponde à etapa 3.

Quando o interruptor principal SP_1 é comandado a bloquear e o interruptor auxiliar SA_1 é comandado a conduzir, sem intervalo de tempo morto entre os dois sinais de comando, a corrente no indutor de comutação L_r é transferida do interruptor principal SP_1 para o diodo do interruptor SA_1 , e decresce até atingir o valor nulo. A corrente inverte de sentido e circula através de SA_1 , até o instante do comando de bloqueio. O circuito equivalente é mostrado na Fig. 6.14.

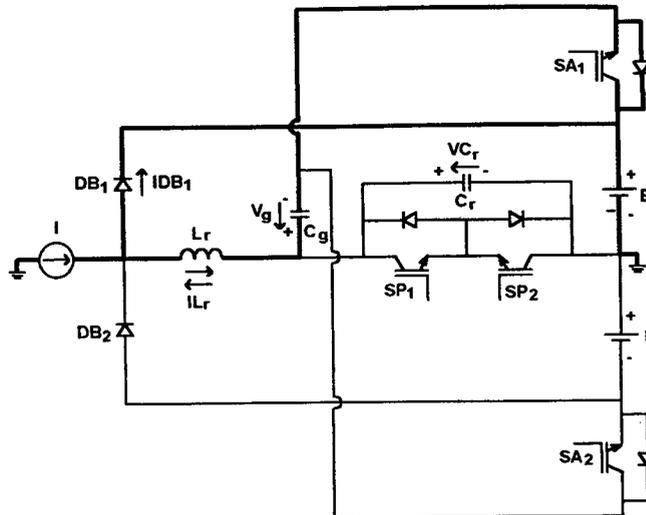


Fig. 6.14 – Etapa A.

Para esta etapa a corrente no capacitor de grameamento é a mesma que no indutor de comutação, dada pela equação (6.23)

$$i_{L_r}(t) = i_{C_g}(t) = I - \frac{V_g}{L_r} \cdot t \quad (6.23)$$

A corrente no final da etapa vale:

$$i_{L_r}(t_1) = I_1 = I - \frac{V_g}{L_r} \cdot \Delta t_1 \quad (6.24)$$

Sendo a duração da etapa dada por (6.25)

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = (1 - D) \cdot T_s \quad (6.25)$$

Então, substituindo (6.24) em (6.25), obtém-se (6.26).

$$I_1 = I - \frac{V_g}{L_r} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (6.26)$$

Etapa B (t_1-t_2) – comutação entre o diodo Boost e o interruptor principal.

A etapa tem início no instante em que o interruptor SA_1 é comandado a bloquear e o interruptor SP_1 comandado a conduzir.

Durante esta etapa ocorre a desmagnetização linear do indutor de comutação. Num primeiro instante, a corrente do indutor circula através do diodo do interruptor SP_1 e interruptor SP_2 , até atingir o valor zero. Num segundo instante, a corrente do indutor L_r circula através do diodo do interruptor SP_2 e do interruptor principal SP_1 , desde zero até

alcançar o valor da corrente da fonte de entrada. Neste instante o diodo Boost bloqueia e a etapa se encerra. O circuito equivalente para a etapa B é apresentado na Fig. 6.15.

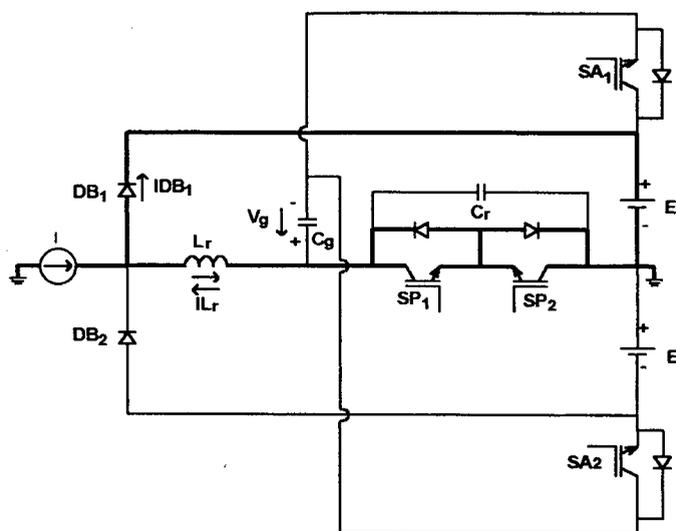


Fig. 6.15 - Etapa B.

Tomando-se a equação de malha do circuito equivalente para esta etapa, tem-se:

$$L_r \cdot \frac{di_{L_r}}{dt} = E \quad (6.27)$$

Resolvendo a equação (6.27) obtém-se:

$$i_{L_r}(t) = K + \frac{E}{L_r} \cdot (t - t_1) \quad (6.28)$$

O valor de K é determinado em função da corrente no indutor L_r no início da etapa B.

Para $t = t_1$, a corrente no indutor vale :

$$i_{L_r}(t_1) = I_1 \quad (6.29)$$

E,

$$K = I_1 \quad (6.30)$$

Substituindo (6.30) em (6.28), obtém-se a expressão para a corrente no indutor:

$$i_{L_r}(t) = I_1 + \frac{E}{L_r} \cdot (t - t_1) \quad (6.31)$$

A etapa termina quando a corrente no indutor se iguala à corrente de entrada em $t = t_2$, assim:

$$i_{L_r}(t_2) = I \quad (6.32)$$

E, $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ vale:

$$\Delta t_2 = \frac{L_r}{E} \cdot (I - I_1) \quad (6.33)$$

Etapa C (t_2-t_3) – etapa de acumulação de energia.

Durante esta etapa, com circuito equivalente apresentado na Fig. 6.16, a corrente de entrada flui através do indutor de comutação, do interruptor principal SP_1 e do diodo do interruptor SP_2 . A etapa termina quando o interruptor SP_1 é comandado a bloquear.

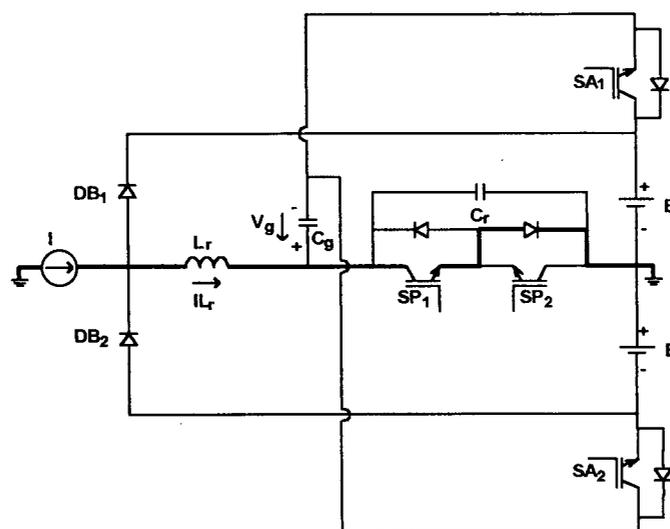


Fig. 6.16 - Etapa C.

As equações relativas à etapa C são mostradas a seguir.

A corrente no indutor de comutação é igual à corrente da fonte de entrada, assim:

$$i_{L_r}(t) = I \quad (6.34)$$

O capacitor ressonante permanece totalmente descarregado, portanto:

$$V_{C_r}(t) = 0 \quad (6.35)$$

A duração da etapa é a diferença entre o intervalo de tempo em que o interruptor principal se encontra habilitado a conduzir e o tempo de desmagnetização do indutor de comutação.

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = D \cdot T_s - \Delta t_2 \quad (6.36)$$

As formas de onda relativas à análise simplificada da operação do conversor são mostradas na Fig. 6.17. Verifica-se o comando complementar, e sem tempo morto, dos interruptores auxiliar e principal, o crescimento instantâneo da tensão no capacitor ressonante, os valores de pico positivo e negativo através do capacitor de grampeamento. A Fig. 6.17 mostra também a forma de onda de tensão sobre o indutor Boost, a partir da qual se determina a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída para este conversor.

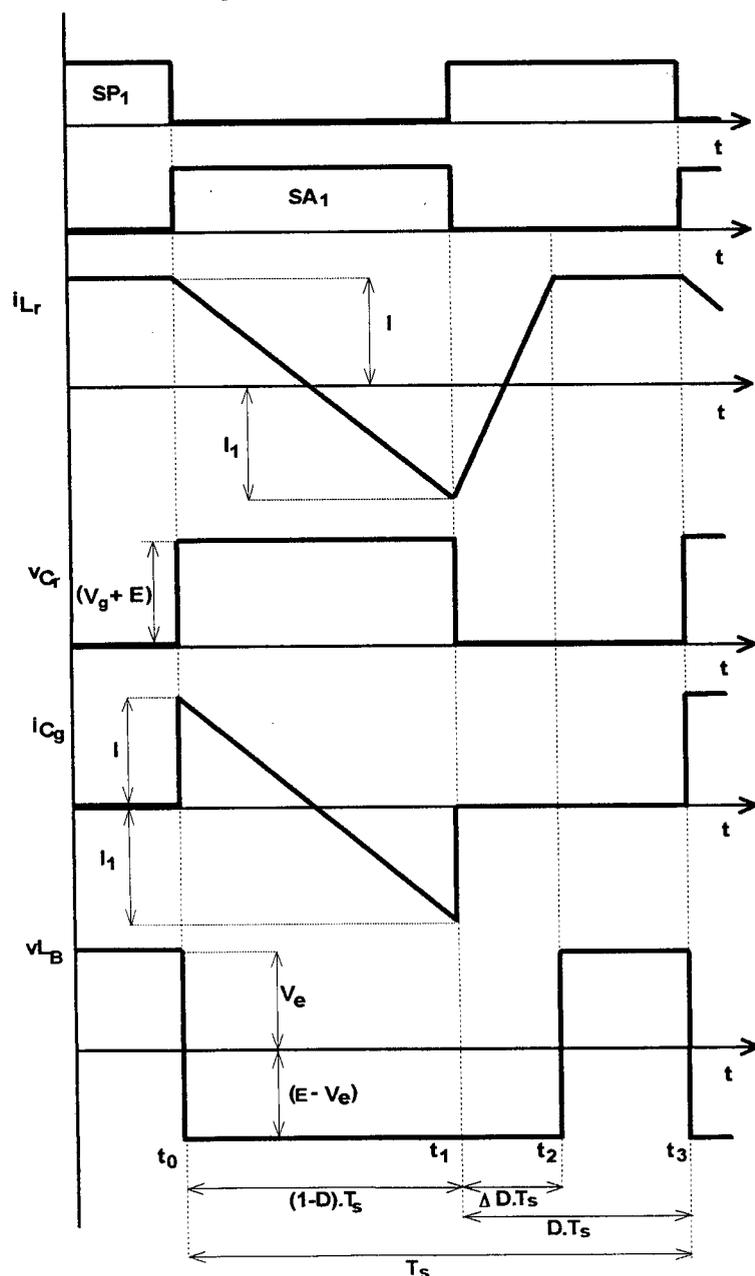


Fig. 6.17 – Formas de onda para análise simplificada do conversor.

6.5 TENSÃO DE GRAMPEAMENTO E PERDA DE RAZÃO CÍCLICA

A relação entre a tensão de grampeamento e a tensão média de saída, pode ser determinada a partir da equação da corrente que circula através do capacitor de grampeamento C_g , obtida na etapa A da análise simplificada. Na operação em regime permanente do conversor, o valor médio da corrente do capacitor de grampeamento é nulo. Assim:

$$I_{C_g,md} = 0 = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} i_{C_g}(t) \cdot dt \quad (6.37)$$

Substituindo a equação (6.23) em (6.37), obtém-se (6.38).

$$I_{C_g,md} = 0 = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s} \left(I - \frac{V_g}{L_r} \cdot t \right) \cdot dt \quad (6.38)$$

Resolvendo,

$$V_g = \frac{2 \cdot L_r \cdot I}{(1-D) \cdot T_s} \quad (6.39)$$

Verifica-se portanto que a tensão de grampeamento é proporcional à corrente de entrada do conversor, e depende também da razão cíclica e das grandezas frequência de comutação e indutância de comutação.

Substituindo a expressão de V_g na equação da corrente no final da etapa A, (6.26), obtém-se (6.40).

$$I_1 = I - \frac{V_g}{L_r} \cdot (1-D) \cdot T_s = I - \frac{2 \cdot L_r \cdot I}{(1-D) \cdot T_s} \cdot \frac{1}{L_r} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (6.40)$$

Simplificando

$$I_1 = -I \quad (6.41)$$

A partir de (6.41) e (6.26), verifica-se que a corrente no indutor L_r varia desde I até $-I$ durante a etapa A.

Substituindo a equação da corrente no final da etapa A na equação para a duração da etapa B, obtém-se (6.42).

$$\Delta t_2 = \frac{L_r}{E} \cdot [I - (-I)] \quad (6.42)$$

Resultando

$$\Delta t_2 = \frac{2 \cdot L_r \cdot I}{E} \quad (6.43)$$

Para o conversor Boost sem qualquer circuito auxiliar de comutação, durante o intervalo de tempo que o interruptor comandado está conduzindo o diodo encontra-se bloqueado, então, a tensão de entrada é aplicada sobre o indutor, caracterizando a etapa de acumulação de energia. O ciclo de trabalho é definido a partir do intervalo de condução do interruptor que corresponde ao intervalo em que o sinal de comando tem nível alto.

Com a introdução do circuito de grampeamento ativo, o intervalo em que o interruptor se encontra conduzindo e o diodo bloqueado, e por conseguinte a tensão de entrada aplicada ao indutor, é subtraído em Δt_2 do intervalo em que o sinal de comando se encontra em nível alto. A partir deste intervalo de condução simultânea do interruptor e do diodo, é definido o parâmetro perda de razão cíclica. Assim:

$$\Delta D = \frac{\Delta t_2}{T_s} \quad (6.44)$$

Substituindo (6.44) em (6.43), obtém-se (6.45).

$$\Delta D = \frac{2 \cdot L_r \cdot I}{E \cdot T_s} \quad (6.45)$$

A equação da tensão de grampeamento pode ser reescrita como (6.46), substituindo (6.45) em (6.39).

$$V_g = \frac{\Delta D \cdot E}{(1 - D)} \quad (6.46)$$

Seja a relação entre a tensão média de saída e a tensão de grampeamento definida pelo parâmetro δ . Então:

$$\delta = \frac{V_g}{E} \quad (6.47)$$

E,

$$\delta = \frac{\Delta D}{(1-D)} \quad (6.48)$$

6.6 GANHO ESTÁTICO DO CONVERSOR

O ganho estático do conversor, ou seja, a relação entre a tensão média de saída e a tensão de entrada, é obtido a partir da expressão da tensão média no indutor boost, para um período de comutação.

A partir da análise da Fig. 6.17 e, sabendo-se que a tensão média no indutor boost tem valor nulo para operação em regime permanente do conversor, é obtida a equação (6.49).

$$(E - V_e) \cdot [(1-D) \cdot T_s + \Delta t_2] = V_e \cdot \Delta t_3 \quad (6.49)$$

Substituindo as expressões de Δt_2 e Δt_3 na equação acima e resolvendo, obtém-se:

$$E \cdot (1-D) + V_g \cdot (1-D) - V_e = 0 \quad (6.50)$$

Substituindo a equação da tensão de grampeamento V_g na em (6.50), obtém-se:

$$\frac{E}{V_e} = \frac{1}{[1 - (D - \Delta D)]} \quad (6.51)$$

Seja $G_e = \frac{E}{V_e}$, o ganho estático de tensão do conversor. Assim:

$$G_e = \frac{1}{[1 - (D - \Delta D)]} \quad (6.52)$$

Para este conversor o ganho estático difere do apresentado para o conversor boost, como pode ser verificado pela comparação entre as equações (6.52) e (6.22), pela redução da razão cíclica efetiva do conversor em ΔD . Sendo ΔD uma quantidade reduzida da razão cíclica D , é portanto denominada perda de razão cíclica.

A tensão de grampeamento pode ser determinada em função do ganho estático de tensão e da perda de razão cíclica, manipulando-se as equações (6.46) e (6.52). Assim:

$$V_g = \frac{E \cdot \Delta D}{\frac{1}{G_e} - \Delta D} \quad (6.53)$$

6.7 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

O objetivo desta análise é determinar os valores dos elementos ressonantes, L_r e C_r , de modo a garantir comutação suave, nos interruptores auxiliares e principais, a partir de condições necessárias e critérios justificáveis, que levem a operação do conversor com comutação suave sem excessivo nível de energia reativa, através dos seus semicondutores.

6.7.1 CONDIÇÃO NECESSÁRIA

A partir da análise das etapas de operação do conversor, quando o interruptor auxiliar SA_1 é comandado a bloquear em $t = t_3$ no final da etapa 3, a energia acumulada no indutor L_r deverá ser suficiente para descarregar o capacitor C_r , desde $V_{C_r} = (V_g + E)$ até zero em $t = t_4$, garantindo entrada em condução sob tensão nula (ZVS) para o interruptor SP_1 . Assim, a energia acumulada no indutor em $t = t_3$ deverá ser maior do que a energia acumulada no capacitor, também em $t = t_3$, como mostra a equação (6.54).

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot [i_{L_r}(t_3)]^2 > \frac{1}{2} \cdot C_r \cdot [v_{C_r}(t_3)]^2 \quad (6.54)$$

Substituindo (6.41) e (6.10) em (6.54), obtém-se:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} > \frac{V_g + E}{I} \quad (6.55)$$

A equação (6.55) representa a condição necessária para que a entrada em condução do interruptor principal ocorra sob tensão nula.

6.7.2 PERDA DE RAZÃO CÍCLICA

O parâmetro perda de razão cíclica pode ser determinado a partir da especificação de tensão de grampeamento.

Das equações de ganho estático de tensão e da relação de grampeamento e tensão de saída do conversor, pode-se relacionar a perda de razão cíclica com a tensão de grampeamento. Assim:

$$\Delta D = \frac{1}{G_e \cdot (1 + \delta)} \quad (6.56)$$

6.7.3 INDUTÂNCIA DE COMUTAÇÃO

A indutância de comutação pode ser calculada a partir do valor do parâmetro perda de razão cíclica, tomando-se (6.45) e reescrevendo como:

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot E \cdot T_s}{2 \cdot I} \quad (6.57)$$

6.7.4 CAPACITÂNCIA DE COMUTAÇÃO

A capacitância de comutação é calculada a partir do conhecimento de L_r e da tensão de grampeamento.

Assim, da condição necessária para obter comutação suave, tem-se que:

$$C_r < \frac{L_r \cdot I^2}{(V_g + E)^2} \quad (6.58)$$

O cálculo de C_r deve ser realizado para um valor mínimo da corrente de entrada.

6.8 OPERAÇÃO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

A operação com fator de potência unitário significa que a corrente de entrada apresenta uma forma senoidal e em fase com a tensão da fonte de alimentação do conversor. Neste caso, a razão cíclica varia a cada período de comutação, ao longo do ciclo de rede, sendo necessário investigar o comportamento do circuito de grampeamento operando com tensão de entrada, corrente de entrada e razão cíclica variáveis.

O objetivo deste estudo é determinar o comportamento da tensão de grampeamento, bem como desenvolver expressões para calcular os valores dos elementos passivos do circuito de grampeamento, L_r e C_r , de modo a garantir comutação suave dos interruptores, dentro de limites preestabelecidos da corrente de entrada.

6.8.1 PERDA DE RAZÃO CÍCLICA

De acordo com (6.45), a perda de razão cíclica é proporcional à corrente de entrada. Então, tomando-se a equação para corrente de entrada (6.59), ao longo do ciclo de rede, desprezando-se a ondulação de alta frequência, e substituindo em (6.45), obtém-se a expressão da perda de razão cíclica ao longo do ciclo de rede.

$$i_e(\omega \cdot t) = I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (6.59)$$

Assim,

$$\Delta D(\omega \cdot t) = \frac{2 \cdot L_r \cdot I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{E \cdot T_s} \quad (6.60)$$

A perda de razão cíclica máxima é dada por:

$$\Delta D_p = \frac{2 \cdot L_r \cdot I_{ep}}{E \cdot T_s} \quad (6.61)$$

E,

$$\Delta D(\omega \cdot t) = \Delta D_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (6.62)$$

A Fig. 6.18 apresenta o comportamento da perda de razão cíclica normalizada,

$$\overline{\Delta D(\omega \cdot t)} = \frac{\Delta D(\omega \cdot t)}{\Delta D_p}, \text{ ao longo do ciclo de rede.}$$

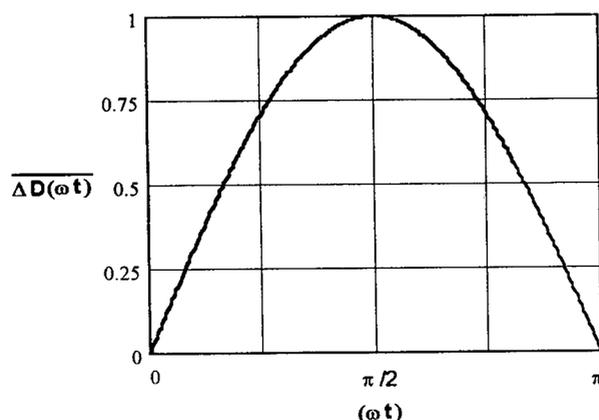


Fig. 6.18 – Perda de razão cíclica normalizada.

6.8.2 RAZÃO CÍCLICA

A razão cíclica dos interruptores se ajusta a cada ciclo de comutação, de modo a impor uma corrente de entrada senoidal e em fase com a tensão de alimentação, bem como manter constante a tensão de saída do conversor. Assim, partindo da equação do ganho estático do conversor, obtém-se:

$$\frac{E}{V_e(\omega \cdot t)} = \frac{1}{[1 - (D(\omega \cdot t) - \Delta D(\omega \cdot t))]} \quad (6.63)$$

Sendo,

$$V_e(\omega \cdot t) = V_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (6.64)$$

Substituindo as expressões de tensão e perda de razão cíclica na equação da característica de saída obtém-se a razão cíclica.

$$D(\omega \cdot t) = 1 + \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (6.65)$$

A equação (6.65) é válida para $0 \leq \omega \cdot t \leq \pi$.

Para $\omega \cdot t = 0$ e $\omega \cdot t = \pi$ a razão cíclica é máxima e vale $D(0) = D(\pi) = D_{\text{máx}} = 1$.

E, para $\omega \cdot t = \frac{\pi}{2}$ a razão cíclica é mínima e vale:

$$D\left(\frac{\pi}{2}\right) = D_{\text{mín}} = 1 + \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right) \quad (6.66)$$

6.8.3 TENSÃO DE GRAMPEAMENTO

A seguir é analisado o comportamento da tensão de grampeamento, ao longo de um ciclo da tensão da fonte de alimentação.

Partindo da equação da tensão de grampeamento, obtida para tensão, corrente de entrada e razão cíclica constante, determina-se a expressão para a tensão de grampeamento.

Assim,

$$\frac{V_g(\omega \cdot t)}{E} = \frac{\Delta D(\omega \cdot t)}{\frac{1}{G_v(\omega \cdot t)} - \Delta D(\omega \cdot t)} \quad (6.67)$$

Sendo,

$$G_v(\omega \cdot t) = \frac{E}{V_e(\omega \cdot t)} = \frac{E}{V_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} \quad (6.68)$$

Substituindo (6.68) em (6.67), obtém-se (6.69).

$$V_g(\omega \cdot t) = \frac{E \cdot \Delta D_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{\frac{V_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{E} - \Delta D_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} \quad (6.69)$$

Simplificando,

$$V_g(\omega \cdot t) = \frac{E \cdot \Delta D_p}{\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p} \quad (6.70)$$

A partir de (6.70), verifica-se que a tensão de grampeamento é constante ao longo de um ciclo da rede.

A perda de razão cíclica máxima, ao longo de um ciclo da tensão de entrada, pode ser calculada a partir da especificação da tensão de grampeamento, assim:

$$\Delta D_p = \frac{V_g \cdot \frac{V_{ep}}{E}}{V_g + E} \quad (6.71)$$

6.8.4 FAIXA DE OPERAÇÃO COM COMUTAÇÃO SUAVE

A equação (6.54) determina a condição necessária para operação do conversor com comutação suave. A expressão é reescrita em (6.72) para grandezas variantes no tempo, ao longo de um ciclo da tensão de alimentação.

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I_e(\omega \cdot t)^2 > \frac{1}{2} \cdot (E + V_g(\omega \cdot t))^2 \quad (6.72)$$

Sendo a tensão de grampeamento $V_g(\omega \cdot t)$ constante e a corrente de entrada variável, verifica-se que deve ser estabelecido um limite mínimo para $I_e(\omega \cdot t)$, de modo a garantir comutação suave no interruptor principal do conversor.

A corrente de entrada mínima que garante comutação ZVS estabelece o ângulo θ_{\min} . Assim:

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot [I_{ep} \cdot \text{sen}(\theta_{\min})]^2 > \frac{1}{2} \cdot C_r \cdot \left[E + \left(\frac{E \cdot \Delta D_p}{\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p} \right) \right]^2 \quad (6.73)$$

Simplificando,

$$[\text{sen}(\theta_{\min})]^2 > \frac{C_r}{L_r} \cdot \left(\frac{E}{I_{ep}}\right)^2 \cdot \left[1 + \left(\frac{\Delta D_p}{\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p}\right)^2\right] \quad (6.74)$$

$$[\text{sen}(\theta_{\min})]^2 > C_r \cdot L_r \cdot \left(\frac{E}{L_r \cdot I_{ep}}\right)^2 \cdot \left[1 + \left(\frac{\Delta D_p}{\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p}\right)^2\right] \quad (6.75)$$

Sendo,

$$\Delta D_p = \frac{2 \cdot L_r \cdot I_{ep}}{E \cdot T_s} \quad (6.76)$$

Então,

$$\left(\frac{E}{L_r \cdot I_{ep}}\right)^2 = \frac{2}{\Delta D_p \cdot T_s} \quad (6.77)$$

Substituindo (6.77) em (6.75), obtém-se (6.78).

$$[\text{sen}(\theta_{\min})]^2 > C_r \cdot L_r \cdot \left(\frac{2}{\Delta D_p \cdot T_s}\right)^2 \cdot \left[1 + \left(\frac{\Delta D_p}{\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p}\right)^2\right] \quad (6.78)$$

E,

$$\text{sen}(\theta_{\min}) > \sqrt{C_r \cdot L_r} \cdot \left(\frac{2}{\Delta D_p \cdot T_s}\right) \cdot \left[1 + \left(\frac{\Delta D_p}{\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p}\right)\right] \quad (6.79)$$

Seja o parâmetro λ definido como:

$$\lambda = \frac{1}{\Delta D_p} \cdot \left(1 + \frac{\Delta D_p}{\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p}\right) \quad (6.80)$$

Simplificando,

$$\lambda = \frac{1}{\Delta D_p} \cdot \left(1 + \frac{1}{\frac{V_{ep}}{E \cdot \Delta D_p} - 1} \right) \quad (6.81)$$

Substituindo (6.81) em (6.79), obtém-se (6.82).

$$\text{sen}(\theta_{\min}) > 2 \cdot f_s \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r} \cdot \lambda \quad (6.82)$$

Resolvendo (6.82) para C_r , define-se (6.83) para o cálculo da capacitância de comutação.

$$C_r < \frac{\text{sen}(\theta_{\min})^2}{\lambda^2} \cdot \frac{1}{4 \cdot f_s^2 \cdot L_r} \quad (6.83)$$

6.9 CAPACITÂNCIA DE GRAMPEAMENTO

Na análise do funcionamento do conversor, o capacitor de grampeamento é considerado muito grande, podendo ser representado por uma fonte de tensão constante. É necessária no entanto, a especificação de um valor de capacitância adequada, que proporcione o correto funcionamento do conversor.

Pode-se adotar o critério que metade do período de ressonância, do circuito formado pelo capacitor de grampeamento e o indutor de comutação, seja maior do que, pelo menos, três vezes o máximo intervalo de bloqueio do interruptor principal SP_1 .

Seja o período da citada ressonância dado por:

$$T_g = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_g} \quad (6.84)$$

Pelo critério adotado:

$$\frac{T_g}{2} > 3 \cdot (1 - D_{\min}) \cdot T_s \quad (6.85)$$

Substituindo (6.85) em (6.84), obtém-se (6.86).

$$\frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_g}}{2} > 3 \cdot (1 - D_{\min}) \cdot T_s \quad (6.86)$$

A partir de (6.86), determina-se a (6.87) para o cálculo da capacitância de grampeamento.

$$C_g > \frac{9 \cdot (1 - D_{min})^2}{\pi^2 \cdot L_r \cdot f_s^2} \quad (6.87)$$

6.10 ONDULAÇÃO DE CORRENTE NO INDUTOR BOOST

O indutor boost é projetado de modo a atender a especificação de ondulação máxima para a corrente de entrada. Portanto é necessário determinar uma expressão que relacione o valor da indutância com a ondulação máxima de corrente.

A ondulação de corrente no indutor é dada por (6.88), obtida do circuito equivalente do retificador quando o interruptor principal se encontra conduzindo.

$$\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t) = \frac{1}{L_B} \cdot V_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \frac{D(\omega \cdot t)}{f_s} \quad (6.88)$$

Substituindo a expressão da razão cíclica em (6.88), obtém-se:

$$\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t) = \frac{V_{ep}}{L_B \cdot f_s} \left[1 + \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (6.89)$$

Seja a ondulação de corrente dada em função da ondulação parametrizada, assim:

$$\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t) = \frac{V_{ep}}{L_B \cdot f_s} \cdot \overline{\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t)} \quad (6.90)$$

A ondulação de corrente parametrizada é definida como

$$\overline{\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t)} = \left[1 + \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (6.91)$$

Desenvolvendo

$$\overline{\Delta i_{L_B}(\omega \cdot t)} = \text{sen}(\omega \cdot t) + \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)^2 \quad (6.92)$$

Derivando a expressão da ondulação parametrizada e igualando a zero, obtém-se o seu valor máximo.

$$\frac{\partial(\overline{\Delta i_{LB}}(\omega \cdot t))}{\partial(\omega \cdot t)} = 0 \quad (6.93)$$

$$\frac{\partial \left(\overline{\text{sen}(\omega \cdot t) + \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)^2} \right)}{\partial(\omega \cdot t)} = 0 \quad (6.94)$$

Resolvendo:

$$1 + 2 \cdot \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t_{m\acute{a}x}) = 0 \quad (6.95)$$

Ent\~{a}o:

$$\omega \cdot t_{m\acute{a}x} = \text{sen}^{-1} \left[\frac{-1}{2 \cdot \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right)} \right] \quad (6.96)$$

Substituindo a express\~{a}o de $\omega \cdot t_{m\acute{a}x}$ na equa\~{c}o de ondula\~{c}o parametrizada, obt\~{e}m-se o valor m\~{a}ximo para a ondula\~{c}o parametrizada de corrente no indutor boost.

$$\Delta i_{LB}(\omega \cdot t_{m\acute{a}x}) = \Delta I_{m\acute{a}x} = \text{sen}(\omega \cdot t_{m\acute{a}x}) + \left(\Delta D_p - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t_{m\acute{a}x}) \quad (6.97)$$

Resultando em:

$$\overline{\Delta I_{m\acute{a}x}} = \frac{1}{4 \cdot \left(\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p \right)} \quad (6.98)$$

A ondula\~{c}o m\~{a}xima de corrente \u00e9 dada por:

$$\Delta I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{ep}}{L_B \cdot f_s} \cdot \frac{1}{4 \cdot \left(\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p \right)} \quad (6.99)$$

O valor da indut\~{a}ncia pode ser determinado a partir da especifica\~{c}o de ondula\~{c}o m\~{a}xima da corrente de entrada do conversor.

$$L_B = \frac{V_{ep}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_{m\acute{a}x} \cdot \left(\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p \right)} \quad (6.100)$$

Constata-se que o valor de indutância, para atender a especificação de ondulação máxima de corrente, depende da relação entre a tensão máxima de entrada e a tensão média de saída, bem como da máxima perda de razão cíclica.

6.11 INVERSÃO DA CORRENTE DE ENTRADA NA PASSAGEM POR ZERO DA TENSÃO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Um problema inerente à operação do conversor é a inversão e rápida elevação da corrente de entrada, no intervalo de tempo em torno da passagem por zero da tensão da fonte de alimentação.

Sendo a tensão de saída muito maior do que o pequeno valor instantâneo da tensão de entrada, então, quando o interruptor auxiliar é comandado a conduzir, mesmo que por um reduzido intervalo de tempo, a corrente de entrada cresce no sentido indicado na Fig. 6.19. Este sentido de circulação de corrente é o contrário do esperado para o semiciclo positivo da tensão de entrada. O crescimento da corrente de entrada tem como consequência, por ação da malha de controle, a diminuição da razão cíclica do interruptor principal, e, de outra forma, a elevação da razão cíclica do interruptor auxiliar, que é complementar. O aumento do ciclo de trabalho de interruptor significa aumento do tempo de condução deste e um rápido crescimento da corrente de entrada.

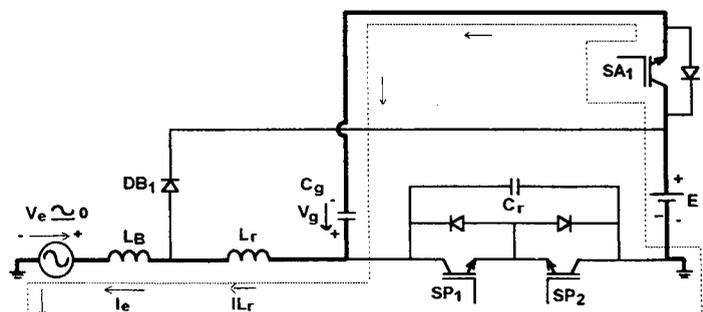


Fig. 6.19 - Inversão da corrente de entrada na passagem por zero da tensão de alimentação.

A solução possível para este problema é inibir os pulsos de comando do interruptor auxiliar, para um pequeno intervalo de tempo em torno da passagem por zero da tensão de

entrada, até que a corrente de entrada alcance um valor suficiente para evitar a sua inversão.

6.12 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES E INDUTORES

As equações de corrente instantânea em cada semiconductor podem ser deduzidas a partir das equações de corrente instantânea através do indutor ressonante e das formas de onda mostradas na Fig. 6.17.

Da análise simplificada do conversor, para o intervalo de tempo igual a $(1 - D) \cdot T_s$, a corrente no indutor ressonante é dada por (6.101).

$$i_{L_r}(t) = I - \frac{2 \cdot I}{(1 - D) \cdot T_s} \cdot t \quad (6.101)$$

Para o intervalo $\Delta t = \Delta D \cdot T_s$, a corrente instantânea no indutor ressonante vale:

$$i_{L_r}(t) = -I + \frac{2 \cdot I}{\Delta D \cdot T_s} \cdot t \quad (6.102)$$

E, completando um período de comutação, para o intervalo $\Delta t = (D \cdot T_s - \Delta D \cdot T_s)$, a corrente em L_r é igual à corrente de entrada do conversor. Assim:

$$i_{L_r}(t) = I \quad (6.103)$$

6.12.1 CORRENTE NO INTERRUPTOR PRINCIPAL

Da análise simplificada da operação do conversor, verifica-se que:

- a) durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o interruptor principal SP_1 conduz durante o intervalo correspondente à segunda metade da etapa B e durante toda a etapa C , enquanto o interruptor principal SP_2 conduz durante a primeira metade da etapa B ;
- b) durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, o interruptor principal SP_1 conduz durante a primeira metade da etapa B .

Das duas observações acima, pode ser considerado para o cálculo do valor eficaz da corrente em SP_1 , que este conduz durante todo o intervalo da etapa B e durante apenas um semiciclo da tensão de entrada.

A corrente em SP_I para etapa B é obtida a partir das equações (6.101) e (6.102), sendo:

$$i_{SP_I}(t) = -I + \frac{E}{L_r} \cdot t \quad (6.104)$$

Durante a etapa C a corrente no interruptor é definida por (6.105).

$$i_{SP_I}(t) = I \quad (6.105)$$

Assim, a corrente eficaz em cada interruptor principal para um período de comutação vale:

$$ISP_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\Delta D \cdot T_s} \left(-I + \frac{E}{L_r} \cdot t \right)^2 \cdot dt + \int_0^{(D \cdot T_s - \Delta D \cdot T_s)} (I)^2 \cdot dt \right]} \quad (6.106)$$

Resolvendo:

$$ISP_{1ef} = I \cdot \sqrt{\left(D - \frac{2}{3} \cdot \Delta D \right)} \quad (6.107)$$

As grandezas corrente de entrada, razão cíclica e perda de razão cíclica variam ao longo do ciclo da tensão de entrada. Assim:

$$ISP_{1ef}(\omega \cdot t) = i_e(\omega \cdot t) \cdot \sqrt{\left(D(\omega \cdot t) - \frac{2}{3} \cdot \Delta D(\omega \cdot t) \right)} \quad (6.108)$$

Substituindo as equações (6.59), (6.60) e (6.65) em (6.108), obtém-se:

$$ISP_{1ef}(\omega \cdot t) = I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \sqrt{\left[1 + \left(\frac{\Delta D}{3} - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right]} \quad (6.109)$$

Para um ciclo da tensão de entrada, a corrente eficaz para cada interruptor principal vale:

$$ISP_{1ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_0^{\pi} \left(I_{ep} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \sqrt{\left[1 + \left(\frac{\Delta D}{3} - \frac{V_{ep}}{E} \right) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right]} \right)^2 \cdot d(\omega \cdot t) \right]} \quad (6.110)$$

Resolvendo

$$ISP_{1ef} = I_{ep} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2}{3 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{\Delta D_p}{3} - \frac{V_{ep}}{E} \right)} \quad (6.111)$$

A corrente média no interruptor principal é determinada por (6.112).

$$ISP_{1md} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{(D \cdot T_s) - \left(\frac{\Delta D \cdot T_s}{2} \right)} I \cdot dt \right] \quad (6.112)$$

Resolvendo

$$ISP_{1md} = I \cdot \left(D - \frac{\Delta D}{2} \right) \quad (6.113)$$

O valor médio da corrente no interruptor, considerando um ciclo completo da tensão de alimentação vale:

$$ISP_{1md} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi i_e(\omega \cdot t) \cdot \left(D(\omega \cdot t) - \frac{\Delta D(\omega \cdot t)}{2} \right) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (6.114)$$

Resultando:

$$ISP_{1md} = I_{ep} \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{\Delta D_p}{8} - \frac{V_{ep}}{4 \cdot E} \right) \quad (6.115)$$

6.12.2 CORRENTE NO INTERRUPTOR AUXILIAR

O interruptor auxiliar conduz durante a segunda metade da etapa A, sendo a equação de corrente através deste semicondutor, para um ciclo de comutação, dada por (6.116).

$$ISA_{1ef} = I \cdot \sqrt{\frac{(1-D)}{6}} \quad (6.116)$$

Para um ciclo da fonte de alimentação, a corrente eficaz é dada por (6.117).

$$ISA_{1ef} = \frac{I_{ep}}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p \right)} \quad (6.117)$$

O valor médio da corrente no interruptor auxiliar é dado por (6.118), para um ciclo de comutação.

$$ISA_{1md} = I \cdot \frac{(1-D)}{4} \quad (6.118)$$

Considerando o ciclo da fonte de alimentação, a corrente média é dada por (6.119).

$$ISA_{1md} = \frac{I_{ep}}{16} \cdot \left(\frac{V_{ep}}{E} - \Delta D_p \right) \quad (6.119)$$

6.12.3 CORRENTE NO DIODO DO INTERRUPTOR PRINCIPAL

O diodo do interruptor principal conduz, em cada ciclo de comutação, durante a primeira metade da etapa *B*, no semiciclo positivo da corrente de entrada do conversor. Para o semiciclo negativo, da corrente de entrada, o diodo conduz durante a segunda metade da etapa *B* e toda a etapa *C*, em cada ciclo de comutação. Assim, os valores médio e eficaz de corrente para este semiconductor são os mesmos do interruptor principal, dados pelas equações (6.120) e (6.121), respectivamente.

$$IDSP_{md} = I_{ep} \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{\Delta D_p}{8} - \frac{V_{ep}}{4 \cdot E} \right) \quad (6.120)$$

$$IDSP_{ef} = I_{ep} \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2}{3 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{\Delta D}{3} - \frac{V_{ep}}{E} \right)} \quad (6.121)$$

6.12.4 CORRENTE NO DIODO DO INTERRUPTOR AUXILIAR

O diodo do interruptor auxiliar conduz durante a primeira metade da etapa *A*, sendo os valores médio e eficaz de corrente iguais ao do interruptor auxiliar.

6.12.5 CORRENTE NO DIODO BOOST

O diodo boost conduz durante as etapas *A* e *B*, e a corrente de pico é igual a duas vezes a corrente de entrada.

O valor eficaz da corrente no diodo boost para um ciclo de comutação vale:

$$IDB_{ef} = I \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \cdot (1-D + \Delta D)} \quad (6.122)$$

Para um ciclo da tensão de entrada, o valor eficaz da corrente no diodo boost é dado por (6.123).

$$IDB_{ef} = \frac{4}{3} \cdot I_{ep} \cdot \sqrt{\frac{V_{ep}}{2 \cdot \pi \cdot E}} \quad (6.123)$$

A corrente média no diodo boost para um ciclo de comutação é dada por (6.124).

$$IDB_{md} = I \cdot [(1 - D) + \Delta D] \quad (6.124)$$

Para um ciclo da tensão de alimentação, a corrente no diodo boost é dada por (6.125).

$$IDB_{md} = \frac{1}{4} \cdot I_{ep} \cdot \frac{V_{ep}}{E} \quad (6.125)$$

6.12.6 CORRENTE NO INDUTOR RESSONANTE

O valor eficaz de corrente no indutor ressonante, para um período de comutação, é dado por (6.126).

$$IL_{ref} = I \cdot \sqrt{\frac{1 + 2 \cdot D - 2 \cdot \Delta D}{3}} \quad (6.126)$$

Para o ciclo da tensão da fonte de alimentação, o valor eficaz da corrente em L_r é calculado como segue.

$$IL_{ref} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left[\int_0^\pi \frac{i_e^2(\omega \cdot t)}{3} \cdot (1 + 2 \cdot D(\omega \cdot t) - 2 \cdot \Delta D(\omega \cdot t)) \cdot d(\omega \cdot t) \right]} \quad (6.127)$$

Substituindo as expressões de corrente de entrada instantânea, razão cíclica e perda de razão cíclica na equação (6.127), obtém-se (6.128).

$$IL_{ref} = I_{ep} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{8}{9 \cdot \pi} \cdot \frac{V_{ep}}{E}} \quad (6.128)$$

6.13 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram concebidas topologias de retificadores de três níveis a partir de células fundamentais de comutação ZVS-PWM com comando assimétrico e grampeamento ativo de tensão. Foram apresentados retificadores com células de comutação com ação de grampeamento do tipo buck, boost e buck-boost.

O retificador monofásico com célula de comutação com ação de grampeamento do tipo buck-boost e capacitor de grampeamento único, foi analisado no que se refere a descrição e equacionamento das etapa de operação bem como as condições necessárias para operação com comutação suave.

Foi demonstrado que a tensão no capacitor de grampeamento se mantém constante, alternando a polaridade, durante o ciclo da rede. A faixa de operação com comutação não-dissipativa, vai desde um valor mínimo para corrente de entrada, estabelecido em projeto, e o valor de pico.

CAPÍTULO VII

RETIFICADOR MONOFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM GRAMPEAMENTO ATIVO DA TENSÃO NOS INTERRUPTORES COMANDÁVEIS: PROJETO, SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO

7.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os projetos, as simulações dos retificadores monofásico e trifásico, e os resultados obtidos de um protótipo do retificador monofásico, montado em laboratório. Os projetos seguem as equações deduzidas no capítulo 6.

7.2 EXEMPLO DE PROJETO

A seguir é apresentado um exemplo de projeto para o conversor, baseado na análise matemática realizada ao longo do capítulo 6.

O conversor projetado deverá atender as seguintes especificações:

- *Potência de saída:* $P_s=1600\text{ W}$;
- *Tensão de alimentação:* $V_e=127\text{ V eficazes}$, 60 Hz ;
- *Tensão de saída total:* $2.E=800\text{ V}$;
- *Frequência de comutação:* $f_s=40\text{ kHz}$;
- *Rendimento estipulado:* $\eta=95\%$;
- *Tensão de grampeamento:* $V_g=80\text{ V}$;
- *Amplitude da ondulação da tensão total de saída total:* $\Delta V=2\%.E$;
- *Ondulação da corrente de entrada:* $\Delta I_{L_B}=3,75\text{ A}$;
- *Ângulo a partir do qual a entrada em condução do interruptor principal é suave, para corrente de entrada nominal:* $\theta_{min}=45^\circ$.

7.2.1 CÁLCULOS INICIAIS

O valor de pico da corrente de entrada é calculada em função da potência e tensão de entrada. Então:

$$I_{ep} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1600}{0,95 \cdot 127} = 18,75 \text{ A}$$

A perda de razão cíclica máxima é função da tensão de grampeamento, tensão de entrada e tensão de saída de acordo com a equação (6.71).

$$\Delta D_p = \frac{80 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400}}{80 + 400} = 0,075$$

A razão cíclica mínima ao longo do ciclo da rede é dada por (6.66):

$$D_{\min} = 1 + \left(0,075 - \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400} \right) \cdot 1 = 0,62$$

7.2.2 INDUTÂNCIA DE COMUTAÇÃO

A partir do cálculos iniciais, determina-se o valor da indutância de comutação, utilizando (6.57).

$$L_r = \frac{0,075 \cdot 400}{2 \cdot 18,75 \cdot 40 \cdot 10^3} = 20 \mu H$$

7.2.3 CAPACITÂNCIA DE COMUTAÇÃO

Inicialmente é calculado o parâmetro λ , a partir de (5.81), em seguida a capacitância de comutação, utilizando (5.83). Assim:

$$\lambda = \frac{1}{0,075} \cdot \left(1 + \frac{1}{\frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400 \cdot 0,075} - 1} \right) = 16$$

$$C_r < \frac{0,707^2}{16^2} \cdot \frac{1}{4 \cdot (40 \cdot 10^3)^2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} < 15 \text{ nF}$$

7.2.4 CAPACITÂNCIA DE GRAMPEAMENTO

A capacitância de grampeamento é calculada de acordo com a equação (6.87).

$$C_g > \frac{9 \cdot (1 - 0,62)^2}{\pi^2 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot (40 \cdot 10^3)^2} > 4 \mu F$$

7.2.5 INDUTÂNCIA DE ENTRADA

O valor da indutância de entrada é determinado a partir da especificação de ondulação máxima da corrente de entrada, utilizando (6.100). Assim:

$$L_B = \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{4 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 3,75 \cdot \left(\frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400} - 0,075 \right)} = 800 \mu H$$

7.2.6 CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

O valor da capacitância do filtro de saída é obtido em função da especificação da amplitude da ondulação em 120 Hz, da tensão total de saída, utilizando (2.64).

$$C_o = \frac{1600}{0,98 \cdot 2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 400 \cdot \frac{2}{100} \cdot 400} = 676,7 \mu H$$

7.2.7 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO NOS SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA E INDUTOR RESSONANTE

• *Interruptores principais*

Os valores médio e eficaz de corrente nos interruptores principais são calculados a partir das equações (6.111) e (6.115), respectivamente. Assim:

$$ISP_{ef} = 18,75 \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{2}{3 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{0,075}{3} - \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400} \right)} = 7,5 A$$

$$ISP_{md} = 18,75 \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{0,075}{8} - \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{4 \cdot 400} \right) = 4 A$$

• *Interruptores auxiliares*

Os esforços de corrente no interruptores auxiliares são calculados por (6.117), para valor eficaz, e (6.119), para valor médio.

$$ISA_{ef} = \frac{18,75}{3} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400} - 0,075 \right)} = 2,15 \text{ A}$$

$$ISA_{md} = \frac{18,75}{16} \cdot \left(\frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400} - 0,075 \right) = 0,5 \text{ A}$$

- *Diodos dos interruptores principais*

A partir das equações (6.121) e (6.120), são calculados os valores eficaz e médio, respectivamente, para corrente nos diodos dos interruptores principais.

$$IDSP_{ef} = 7,5 \text{ A}$$

$$IDSP_{md} = 4 \text{ A}$$

- *Diodos dos interruptores auxiliares*

Os esforços de corrente nestes diodos são os mesmos para os interruptores auxiliares.

- *Diodos boost*

O valor de pico da corrente no diodo boost é de duas vezes o valor de pico da corrente de entrada. Assim:

$$IDB_{pk} = 2 \cdot 18,75 = 37,5 \text{ A}$$

O valor eficaz da corrente neste componente é calculado a partir de (6.123), portanto:

$$IDB_{ef} = \frac{4}{3} \cdot 18,75 \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{2} \cdot 127}{2 \cdot \pi \cdot 400}} = 6,7 \text{ A}$$

A partir de (6.125), calcula-se o valor médio da corrente em cada diodo boost. Assim:

$$IDB_{md} = \frac{1}{4} \cdot 18,75 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400} = 2,1 \text{ A}$$

- *Indutor ressonante*

Para projetar e construir o indutor ressonante, é necessário determinar o valor eficaz da corrente que irá circular através deste, utilizando-se para tanto a equação (6.128).

Assim:

$$I_{L_{ref}} = 18,75 \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{8}{9 \cdot \pi} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 127}{400}} = 11,45 \text{ A}$$

Os esforços de tensão nos semicondutores podem ser obtidos facilmente a partir da observação das etapas de operação do conversor.

- *Interruptor principal e respectivo diodo:* $V_{\max} = E + V_g = 480 \text{ V}$
- *Interruptor auxiliar e respectivo diodo:* $V_{\max} = 2 \cdot E = 800 \text{ V}$
- *Diodo boost:* $V_{\max} = 2 \cdot E = 800 \text{ V}$

7.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar o princípio de operação e o projeto descritos nas seções anteriores, são apresentadas nesta seção os resultados obtidos por simulação numérica, com a utilização do programa Pspice.

A partir da análise desenvolvida ao longo deste capítulo, para o correto funcionamento do conversor, os interruptores principais e auxiliares devem ser comandados, ao longo do ciclo da tensão da fonte de alimentação, de acordo com a lógica descrita a seguir.

Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o interruptor principal SP_1 é comandado pelo sinal PWM gerado pelo circuito de controle e o interruptor principal SP_2 permanece em estado de condução. De outra forma, durante o semiciclo negativo, o interruptor SP_1 permanece em estado de condução enquanto o interruptor SP_2 é comandado pelo sinal PWM gerado pelo circuito de controle.

O interruptor auxiliar SA_1 é comandado pelo sinal PWM complementar gerado pelo circuito de comando, durante um intervalo compreendido entre θ_1 e $(\pi - \theta_1)$ dentro do semiciclo positivo da tensão de alimentação. Para o restante do ciclo da tensão de alimentação, SA_1 permanece bloqueado. O interruptor auxiliar SA_2 permanece bloqueado durante todo o semiciclo positivo da tensão de alimentação e também durante os intervalos

$(\pi + \theta_1)$ e $(2 \cdot \pi - \theta_1)$, sendo comandado pelo sinal PWM complementar gerado pelo circuito de comando no restante do ciclo da tensão de alimentação.

A Fig. 7.1 mostra os sinais necessários para comandar adequadamente os interruptores do conversor.

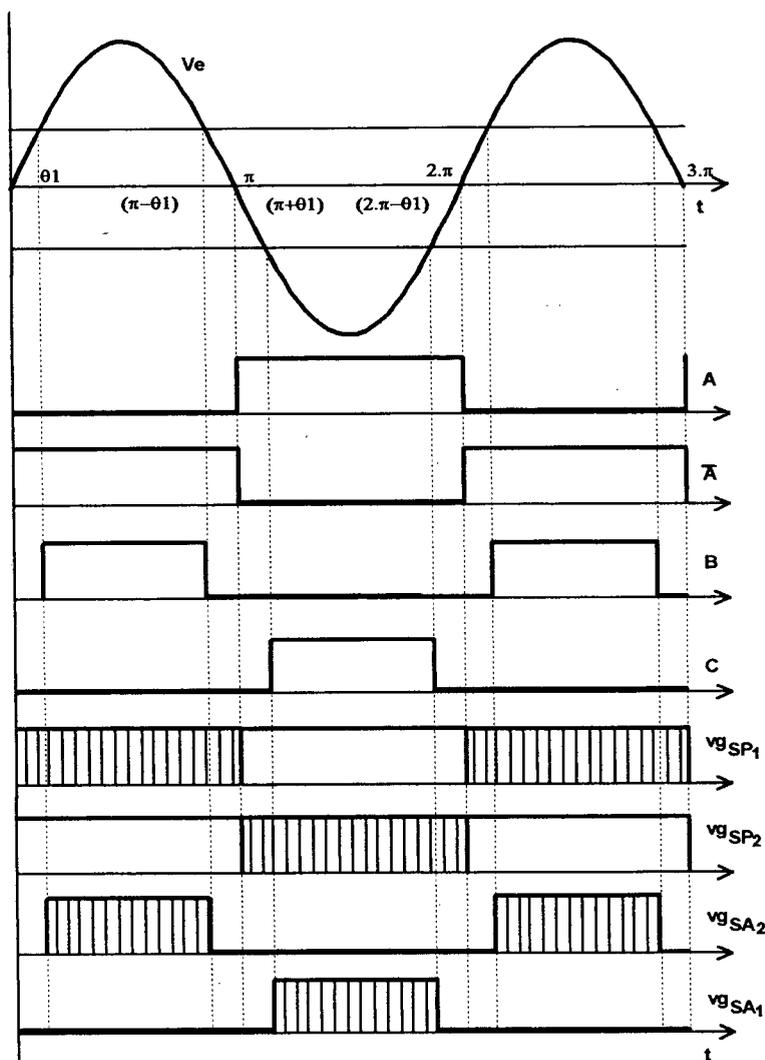


Fig. 7.1 – Formas de onda dos sinais de comando.

Os sinais A e \bar{A} são gerados a partir da comparação entre a amostra da tensão de entrada e o nível zero. Os sinais B e C são obtidos a partir da comparação entre um nível CC e o sinal amostrado da tensão de entrada.

O sinal de comando do interruptor SP_1 é resultante da lógica OU entre os sinais PWM e A . O interruptor SP_2 é comandado pelo sinal gerado a partir da lógica OU entre os sinais PWM e \bar{A} .

O interruptor auxiliar SA_1 é comandado pelo sinal gerado a partir da lógica E entre o complemento do sinal PWM e o sinal B . O sinal de comando do interruptor SA_2 é resultante da lógica E entre os sinais PWM e C .

As malhas de controle necessárias para impor corrente senoidal na entrada e tensão regulada na saída do conversor são projetadas como mostrado no capítulo 2, sendo omitidas deste capítulo.

A operação do conversor com fator de potência unitário pode ser verificada nas formas de onda de tensão e corrente de entrada, apresentadas na Fig. 7.2.

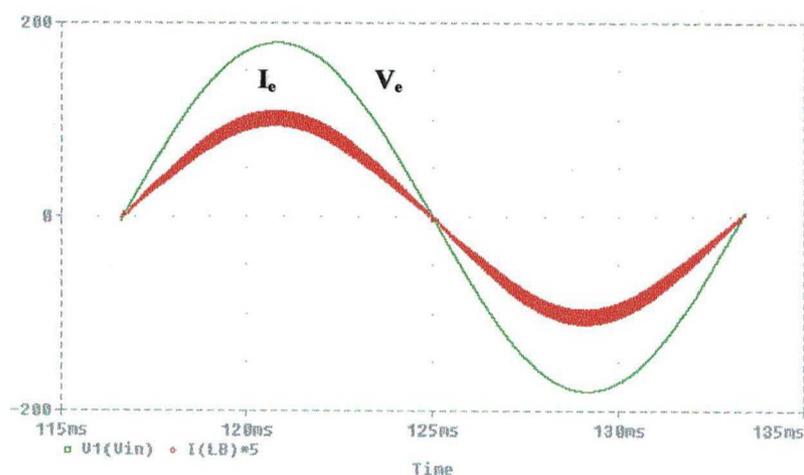


Fig. 7.2 - Formas de onda de tensão e corrente de entrada.

A Fig. 7.3 apresenta as grandezas tensão e corrente nos elementos ressonantes L_r e C_r , respectivamente, para um ciclo de comutação do interruptor principal. Neste instante a corrente de entrada passa pelo seu valor de pico.

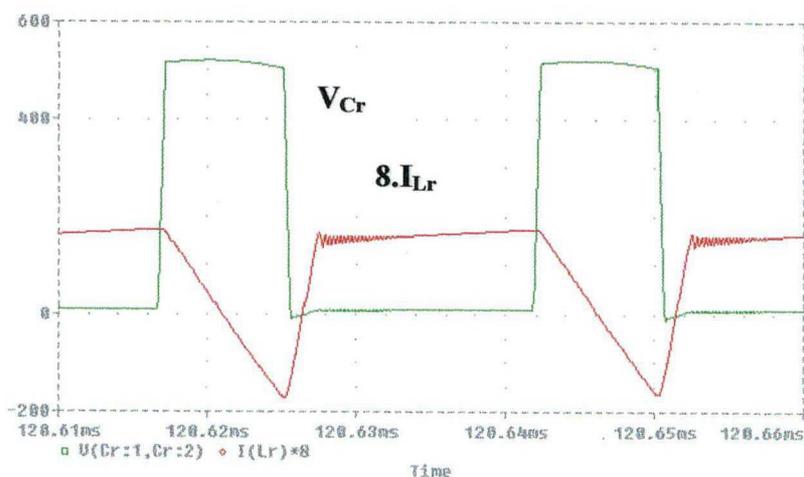


Fig. 7.3 – Tensão no capacitor ressonante e corrente no indutor ressonante.

A comutação do interruptor principal é apresentada na Fig. 7.4, onde pode ser constatada comutação suave na entrada em condução e no bloqueio. A forma de onda de corrente inclui a circulação através do diodo que compõe o interruptor bidirecional em corrente.

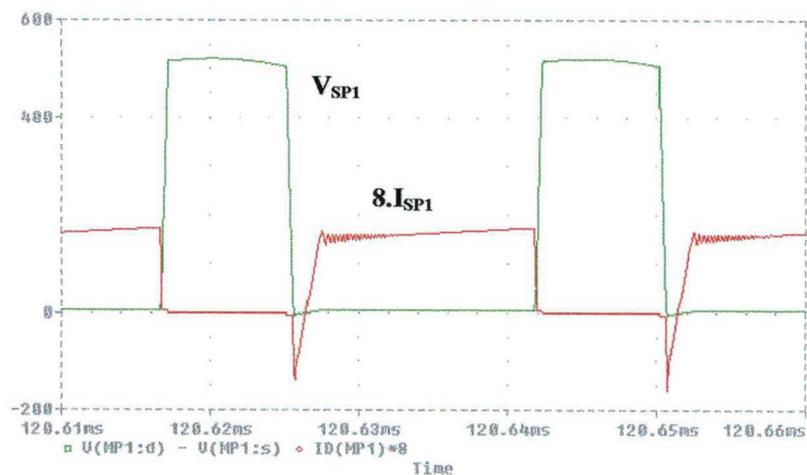


Fig. 7.4 – Tensão e corrente no interruptor principal.

A Fig. 7.5 apresenta as formas de onda para tensão e corrente no interruptor auxiliar, onde se verifica comutação suave no bloqueio e entrada em condução.

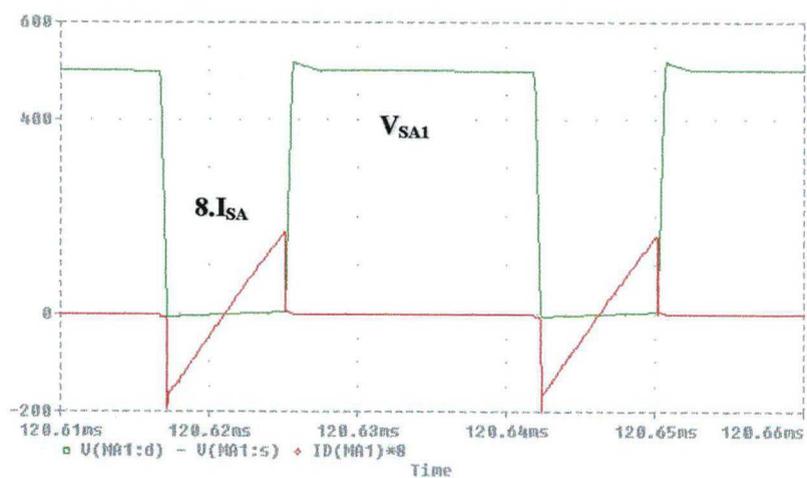


Fig. 7.5 – Tensão e corrente no interruptor auxiliar.

A comutação do diodo boost é mostrada na Fig. 7.6.

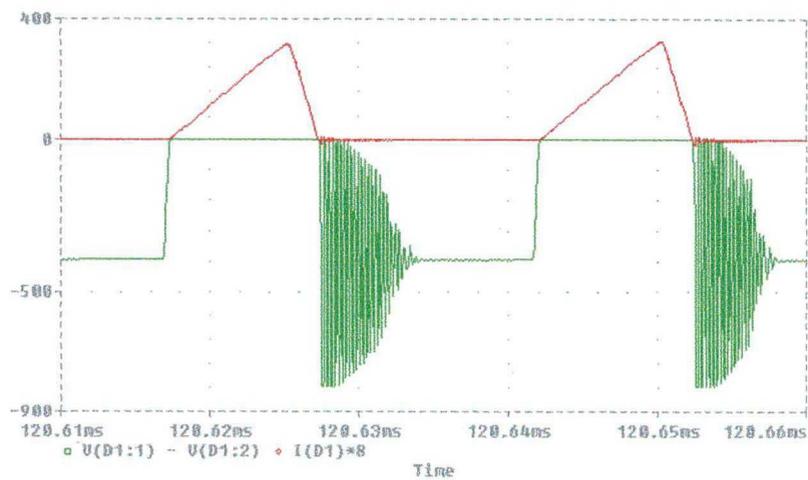


Fig. 7.6 – Tensão e corrente no diodo boost.

As tensões em cada saída e a tensão total nos terminais da carga são apresentadas nas Figuras 7.7 e 7.8, respectivamente.

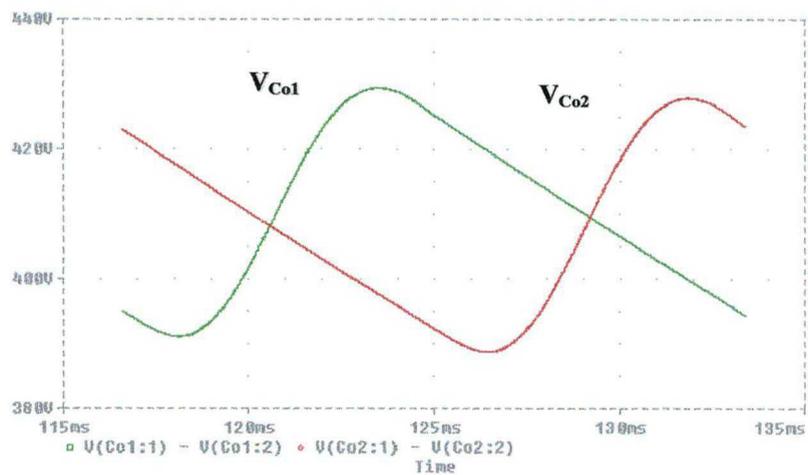


Fig. 7.7 - Tensões em cada saída

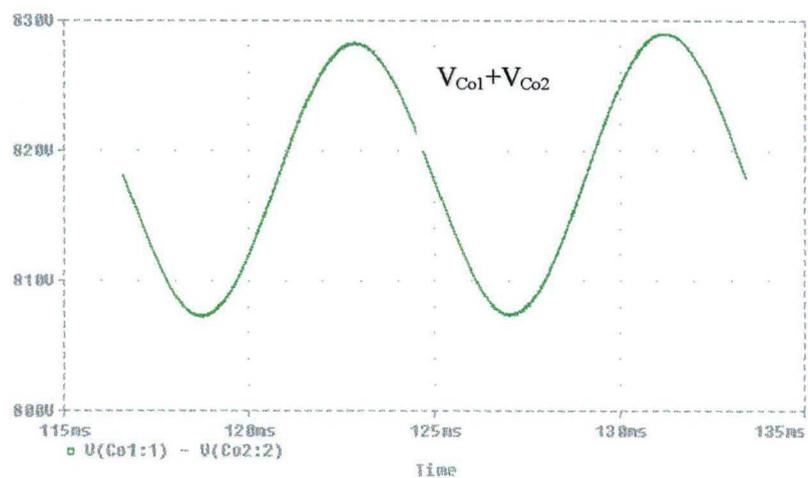


Fig. 7.8 – Tensão de saída total.

Verifica-se que a tensão em cada saída apresenta o formato deduzido no capítulo 2, com uma frequência de ondulação igual à frequência da fonte de alimentação.

A ondulação da tensão de saída total do conversor apresenta frequência de 120 Hz e amplitude menor que em cada saída individualmente.

7.4 RESULTADOS DE EXPERIMENTAÇÃO

Baseado no projeto descrito na seção 7.2 e resultados de simulações apresentados em 7.3, foi construído um protótipo de laboratório, cujos diagramas dos estágios de controle e potência são apresentados nas figuras 7.9 e 7.10, respectivamente. A construção e operação do protótipo permitiu a verificação das proposições dos capítulos 2, 6 e 7.

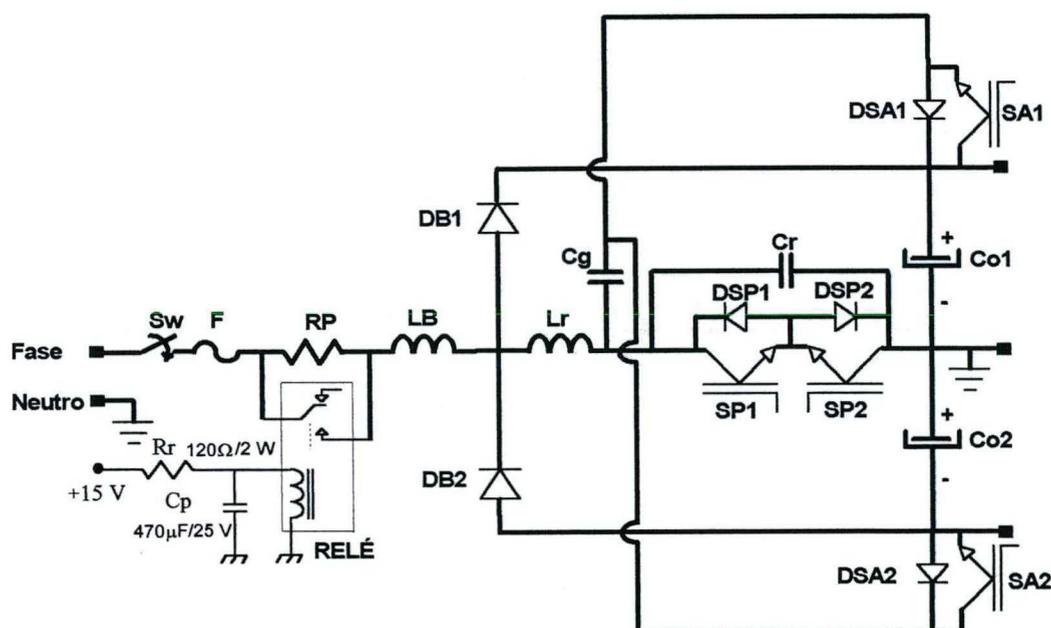


Fig. 7.9 – Diagrama do estágio de potência do conversor.

A seguir são listados os componentes utilizados na montagem do protótipo.

- *sensor de corrente:*

LA 25-NP - LEM.

- *interruptores*

principais: IGBT's: IRGAPF50W – IRF

auxiliares: IGBT's: IRGAPH50U - IRF

- *diodos*

interruptores: MUR 8100 – MOTOROLA

boost: MUR8100 – MOTOROLA

- *indutores*

L_r – E 42/15, 19 espiras, 21 fios de 25 AWG

L_B – E 65/39, 60 espiras, 3 fios de 17 AWG

- *capacitores*

C_{o1} e C_{o2} – eletrolítico, 2 x 330 μ F / 450 V

C_r – polipropileno, 2,2 nF / 600 V

C_g – polipropileno, 4 μ F / 250 V

Para acionar os interruptores, com comando isolado, complementar e sem superposição, foram utilizados dois circuitos denominados *SEMIDRIVER SKHI 20op* do fabricante *SEMIKRON*. O diagrama esquemático dos circuitos de acionamento dos interruptores é mostrado na Fig. 7.11.

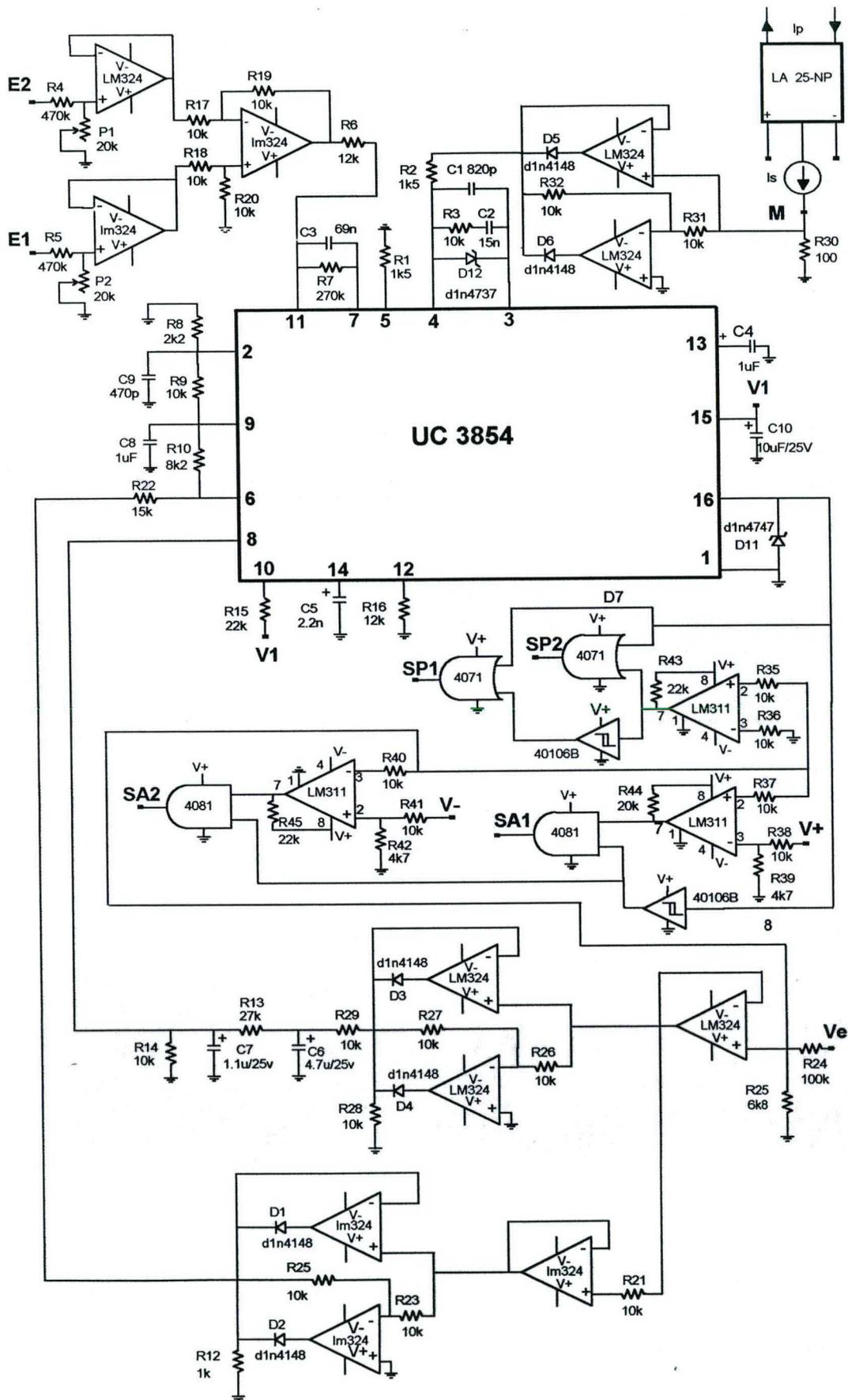


Fig. 7.10 – Diagrama do estágio de controle do conversor.

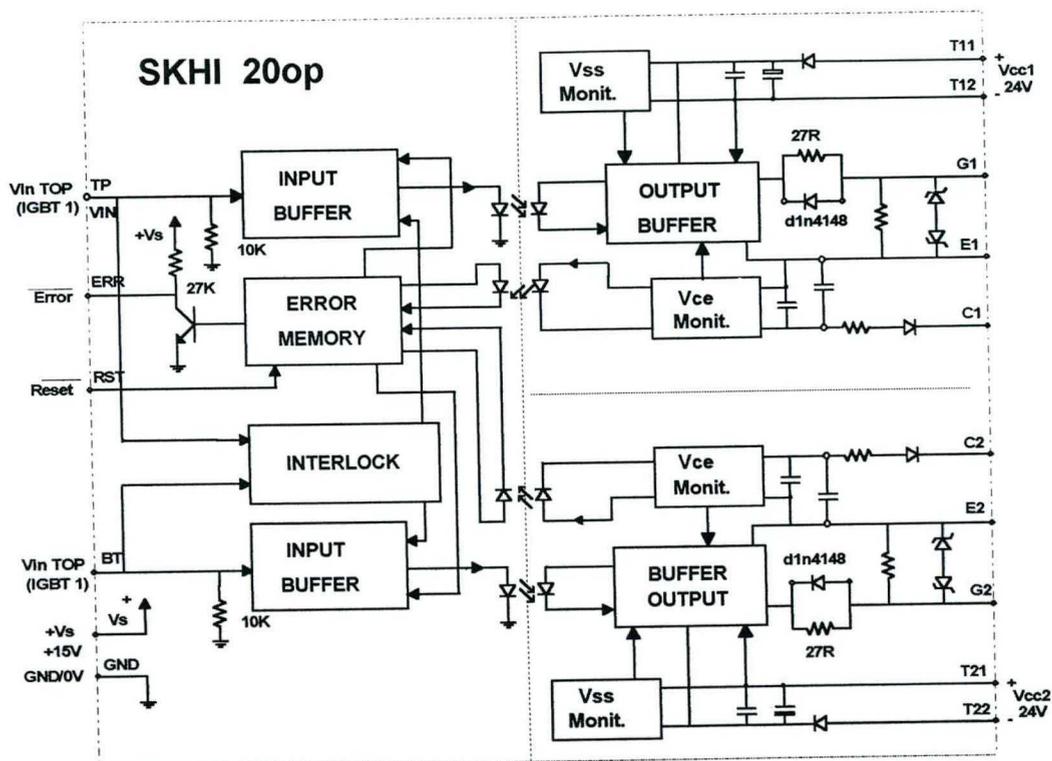


Fig. 7.11 – Circuito para acionamento do interruptores.

A Fig. 7.12 mostra as formas de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação para um ciclo completo da tensão de alimentação. Observa-se nesta figura a operação do conversor com fator de potência unitário e potência de entrada nominal.

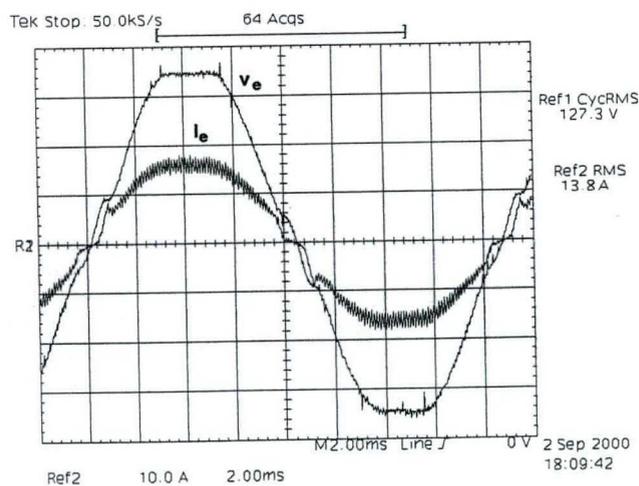


Fig. 7.12 - Tensão e corrente de entrada.

Escala: 50 V/div. e 10 A/div.- 2 ms/div..

A Fig. 7.13 apresenta as formas de onda para tensão em cada saída do conversor.

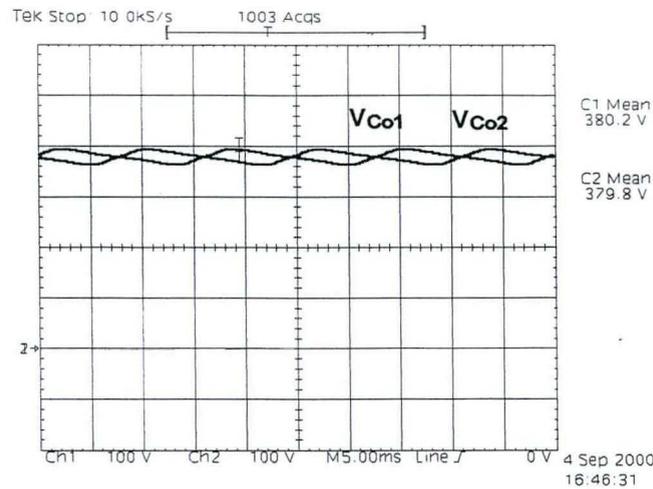


Fig. 7.13 – Formas de onda de tensão em cada saída .

Escala: 100 V/div.- 5 ms/div..

A ondulação de tensão numa saída e no barramento CC do retificador são apresentadas na Fig. 7.14. Verifica-se que a amplitude da ondulação da tensão de saída total do conversor é de 8 Volts, com frequência de 120 Hz, como previsto na análise teórica e no projeto do conversor.

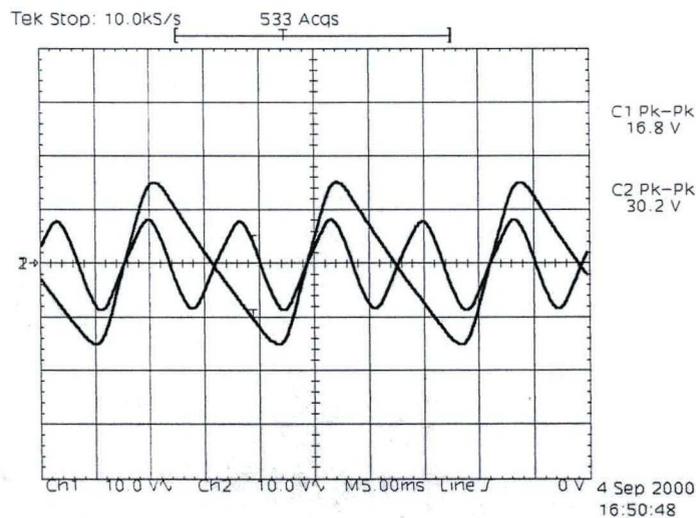


Fig. 7.14 – Ondulação de tensão numa saída e no barramento CC.

Escala: 10 V/div. – 5 ms/div..

As formas de onda de corrente no indutor ressonante e tensão no capacitor ressonante são apresentadas na Fig. 7.15, obtidas no instante da passagem da corrente de entrada por seu valor de pico. Estas formas de onda são idênticas às apresentadas na análise teórica e simulação do conversor.

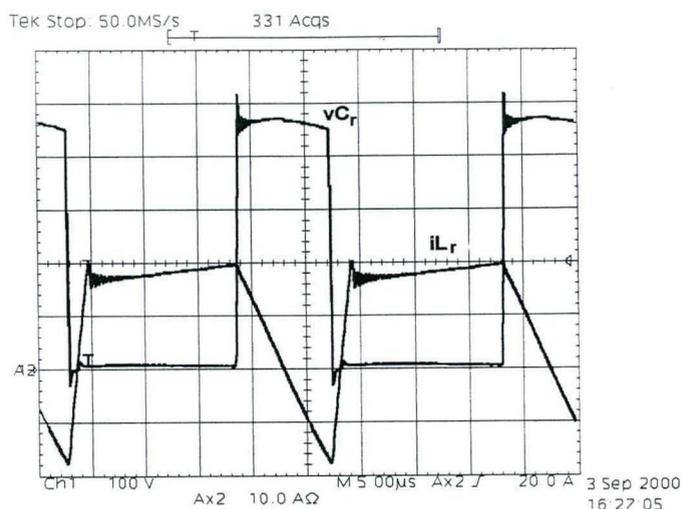


Fig. 7.15 – Corrente em L_r e tensão em C_r .

Escalas: 100 V/div., 10 A/div. – 5 μ /div..

As formas de onda de tensão e corrente no interruptor principal, para uma corrente de entrada elevada, ou seja, na passagem pelo valor pico, são apresentadas na Fig. 7.16.

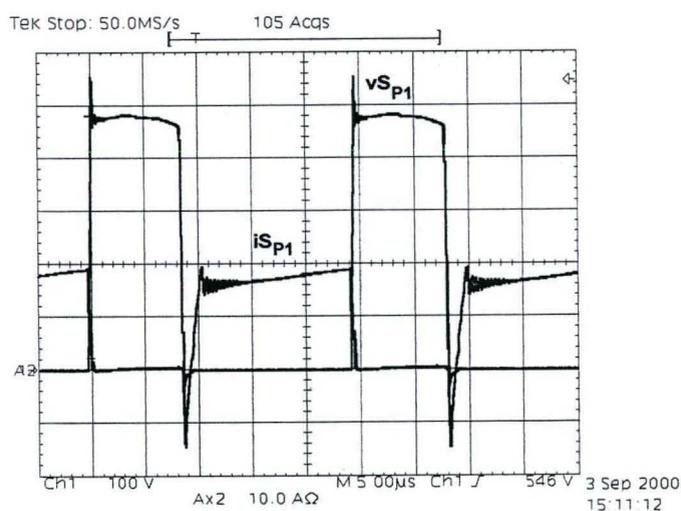


Fig. 7.16 – Forma de onda de tensão e corrente no interruptor principal.

Escalas: 100 V/div., 10 A/div. – 5 μ /div..

O detalhe do bloqueio do interruptor principal é apresentado na Fig. 7.17. Esta comutação ocorre sem o cruzamento entre tensão e corrente, caracterizando-se uma comutação não dissipativa do tipo ZVS. A tensão no interruptor permanece grampeada em 480V, ou seja, num valor igual a soma da tensão de saída e tensão no capacitor de grampeamento. Verifica-se também a ausência de oscilações significativas na tensão através do interruptor.

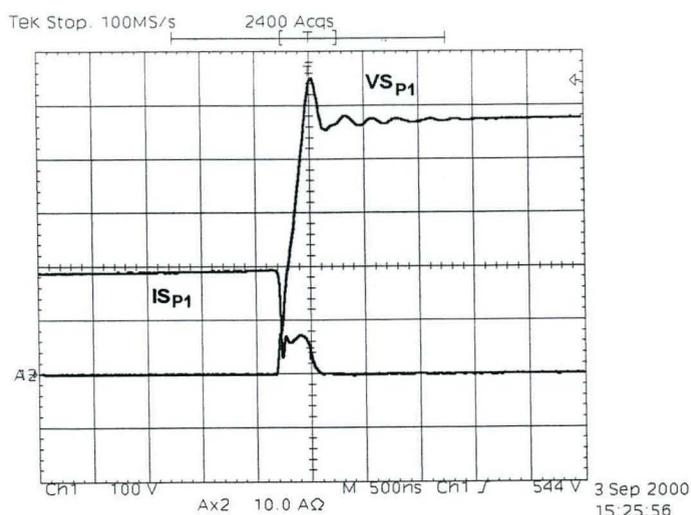


Fig. 7.17 – Detalhe do bloqueio do interruptor principal.

Escala: 100 V/div., 10 A/div. – 500 ns/div..

O detalhe da entrada em condução do interruptor principal é apresentado na Fig. 7.18. Verifica-se que, quando efetivamente a corrente começa a circular através do interruptor, a tensão em seus terminais é nula, evidenciando uma comutação não dissipativa do tipo ZVS. A parcela de corrente negativa que aparece na figura é à corrente através do diodo em paralelo com o IGBT.

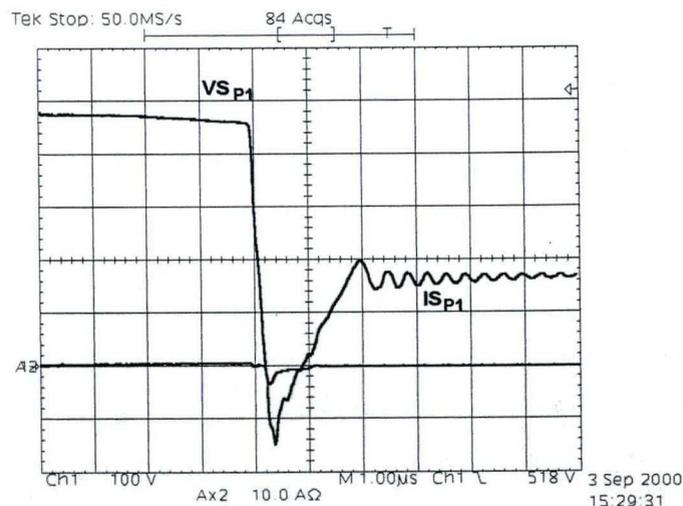


Fig. 7.18 – Detalhe da entrada em condução do interruptor principal.

Escala: 100 V/div. E 10 A/div.

As formas de onda para comutação do interruptor auxiliar são mostradas na Fig. 7.19. Este componente apresenta comutações sem cruzamento de tensão e corrente, portanto são comutações não dissipativas do tipo ZVS. A corrente negativa é a que circula através do diodo em paralelo com o IGBT.

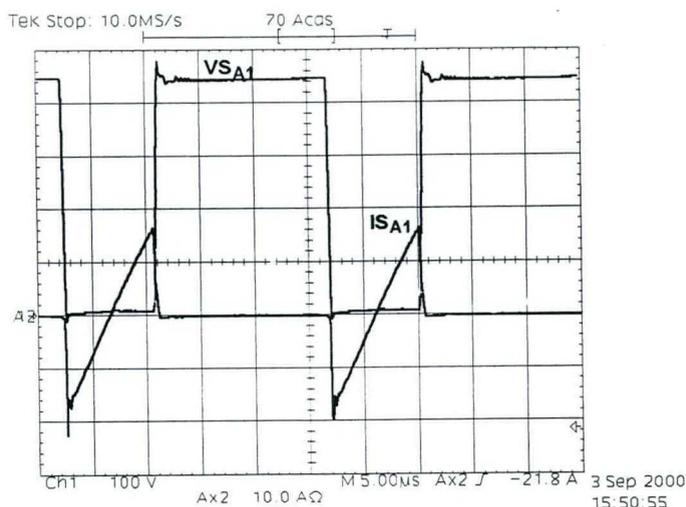


Fig. 7.19 – Tensão e corrente no interruptor auxiliar.

Escalas: 100 V/div., 10 A/div.- 5 μ div..

O diodo boost comuta como mostra as formas de onda apresentadas na Fig. 7.20. As oscilações são resultantes da recuperação reversa deste componente.

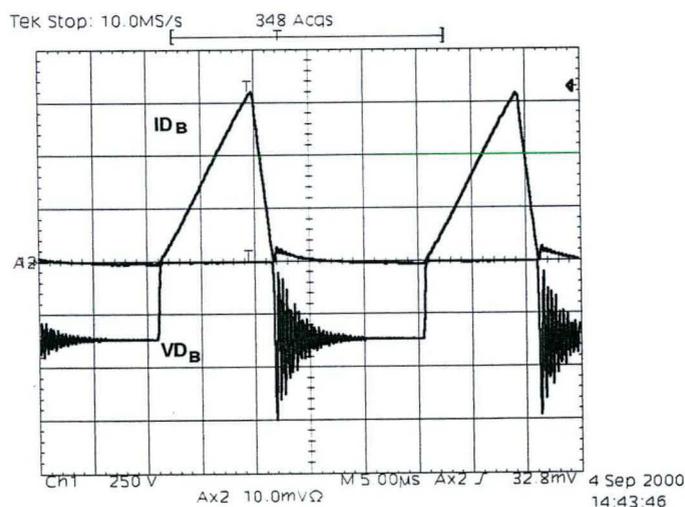


Fig. 7.20 – Tensão e corrente no diodo boost.

Escalas: 100 V/div., 10 A/div. - 5 μ div..

A Fig. 7.21 mostra o rendimento em função da potência fornecida para a toda faixa de carga do conversor. Verifica-se que o conversor opera com alto rendimento, 96%, para uma larga faixa de variação de carga, desde 50 até 100% da potência nominal, em função das reduzidas perdas de condução, inerentes ao retificador de três níveis, bem como das reduzidas perdas de comutação. Para operação com potência reduzida, o rendimento cai, visto que, em virtude da atuação do circuito de grampeamento ativo, a energia reativa circulante se torna relevante, contribuindo com a elevação das perdas em condução. Outro

motivo para redução do rendimento com carga baixa é o fato de que a comutação suave não ocorre em toda faixa de carga.

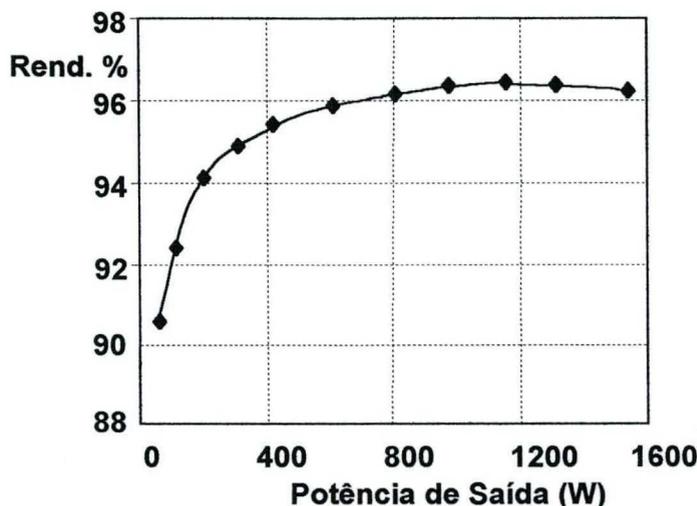


Fig. 7.21 – Eficiência do conversor.

7.5 CONCLUSÕES

Projeto, simulação e resultados de experimentação, obtidos de um protótipo do retificador monofásico, são apresentados neste capítulo.

Do ponto de vista da corrente de entrada, o retificador opera de forma satisfatória, utilizando a técnica de controle por valores médios instantâneos de corrente.

A implementação deste conversor exige um circuito que gere o sinal de comando de cada interruptor, a partir do sinal PWM gerado pelo integrado 3854 e circuitos auxiliares.

Os resultados demonstram a operação do conversor com comutação não dissipativa nos interruptores auxiliares e principais, tanto no bloqueio como na entrada em condução. A tensão sobre cada interruptor principal se mantém no valor que é a metade da tensão de saída total acrescida da tensão sobre o capacitor de grampeamento.

A eficiência do conversor é mais elevada para operação com altas potências, visto que a energia reativa e suas perdas inerentes são menos significativas nesta faixa de operação.

CAPÍTULO VIII

RETIFICADOR TRIFÁSICO DE TRÊS NÍVEIS COM GRAMPEAMENTO ATIVO DA TENSÃO NOS INTERRUPTORES COMANDÁVEIS: PROJETO E SIMULAÇÃO

8.1 INTRODUÇÃO

O retificador trifásico de três níveis apresenta os mesmos problemas de comutação do retificador monofásico. Desta forma, torna-se necessário avaliar as soluções propostas para o caso monofásico, aplicadas ao caso trifásico.

Neste, capítulo a aplicação da técnica de grampeamento ativo desenvolvida para o retificador monofásico de três níveis é estendida para o retificador trifásico. São apresentadas as topologias de três retificadores gerados a partir da aplicação das células fundamentais de comutação, descritas no capítulo 6.

É apresentado o exemplo de projeto para o retificador com célula de comutação com ação de grampeamento do tipo buck-boost, seguindo a metodologia proposta para o retificador monofásico.

Os resultados de simulação, as comutações dos interruptores principais e auxiliares do conversor projetado são apresentados.

8.2 APLICAÇÃO DAS CÉLULAS DE COMUTAÇÃO AO RETIFICADOR TRIFÁSICO

A partir das células fundamentais de comutação, apresentadas no capítulo 6, obtém-se os retificadores trifásicos com comando assimétrico, comutação ZVS e grampeamento ativo da tensão nos interruptores comandáveis.

A concepção dos retificadores, tal qual no caso monofásico, consiste em substituir as células fundamentais de comutação PWM, que geram o retificador convencional, pelas novas células fundamentais de comutação.

O retificador com célula de comutação com ação de grampeamento do tipo buck é apresentado na Fig. 8.1.

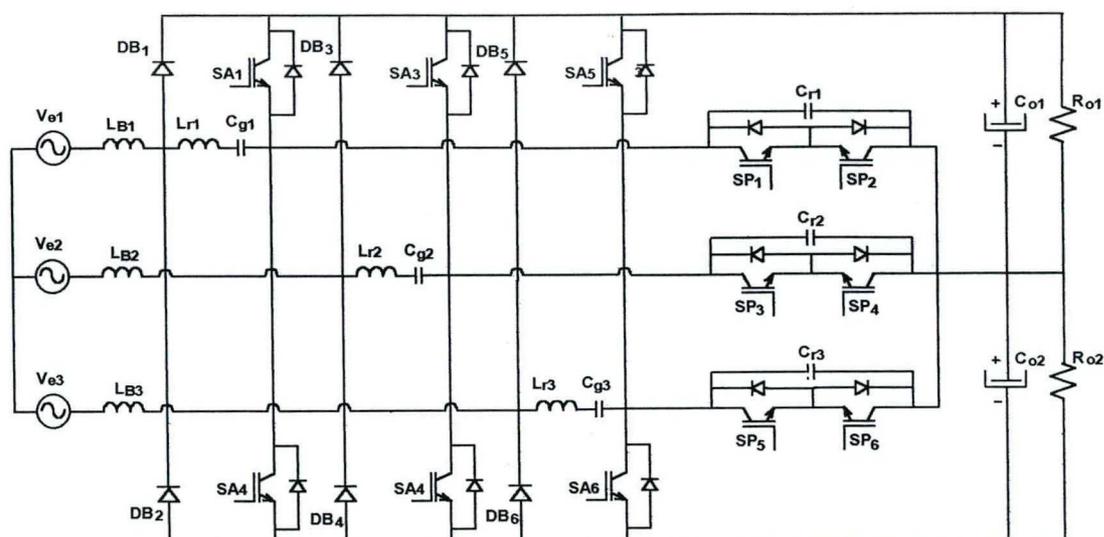


Fig. 8.1 – Retificador trifásico com célula de comutação do tipo buck.

Através da aplicação da célula de comutação com ação de grampeamento do tipo boost, obtém-se o retificador mostrado na Fig. 8.2.

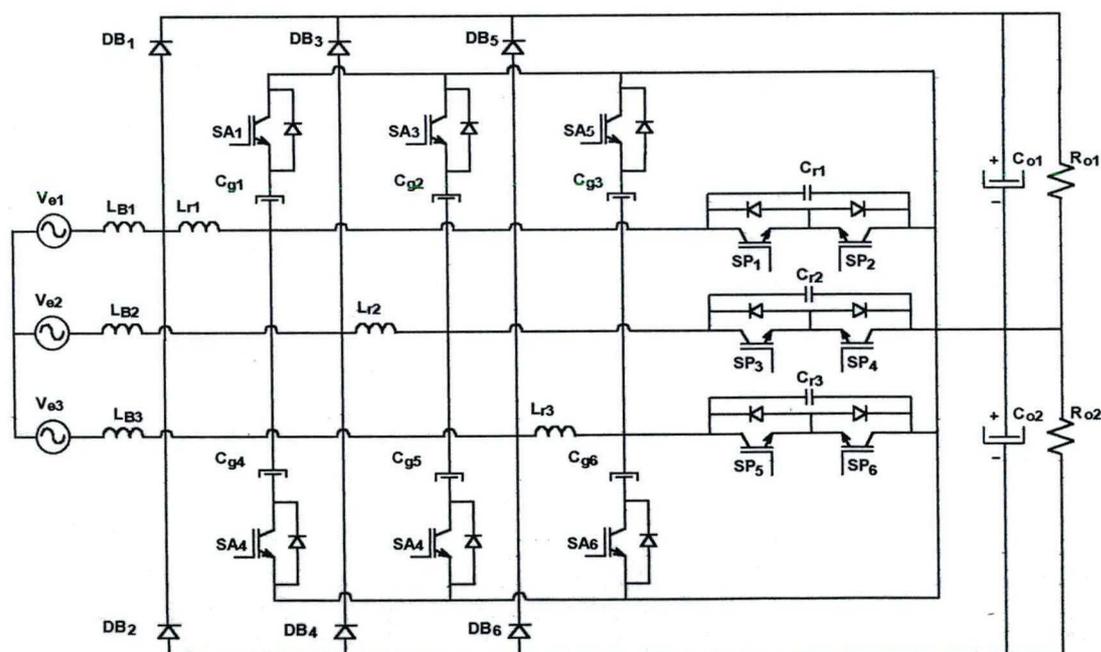


Fig. 8.2 – Retificador trifásico com célula de comutação do tipo boost.

Substituindo as células de comutação que geram o retificador PWM básico por células de comutação ZVS-PWM com ação de grampeamento do tipo buck-boost, obtém-se a topologia do retificador trifásico de três níveis com comando assimétrico, comutação ZVS e grampeamento ativo de tensão nos interruptores comandáveis. O diagrama esquemático do conversor é apresentado na Fig. 8.3.

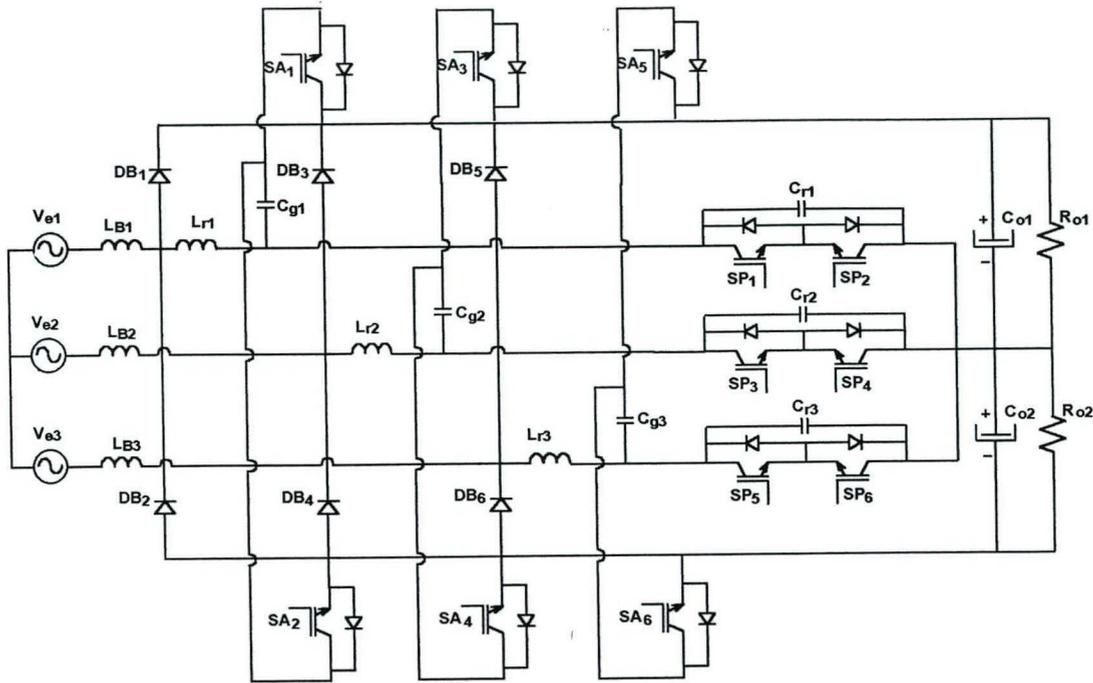


Fig. 8.3 – Retificador trifásico com célula de comutação do tipo buck-boost.

8.3 PROJETO E SIMULAÇÃO

A seguir é apresentado o projeto e simulação do retificador trifásico, apresentado no capítulo 4. Neste projetos são consideras as seguintes especificações:

- Tensão de grampeamento: $V_g=80\text{ V}$;
- Ângulo a partir do qual a entrada em condução do interruptor principal é suave, para corrente de entrada nominal: $\theta_{min}=45^\circ$.

8.3.1 CÁLCULOS INICIAIS

A perda de razão cíclica máxima é função da tensão de grampeamento, tensão de entrada e tensão de saída:

$$\Delta D_p = \frac{80 \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{400}}{80 + 400} = 0,129$$

A razão cíclica mínima ao longo do ciclo da rede é dada por:

$$D_{min} = 1 + \left(0,129 - \frac{\sqrt{2} \cdot 220}{400} \right) \cdot 1 = 0,35$$

8.3.2 INDUTÂNCIA DE COMUTAÇÃO

A partir do cálculos iniciais determina-se o valor da indutância de comutação, utilizando (6.7).

$$L_r = \frac{0,129 \cdot 400}{2 \cdot 26,22 \cdot 60 \cdot 10^3} = 16,4 \mu H$$

8.3.3 CAPACITÂNCIA DE COMUTAÇÃO

Inicialmente é calculado o parâmetro λ , a partir de (5.81), em seguida a capacitância de comutação utilizando (5.83). Assim:

$$\lambda = \frac{1}{0,129} \cdot \left(1 + \frac{1}{\frac{\sqrt{2} \cdot 220}{400 \cdot 0,129} - 1} \right) = 9,3$$

$$C_r < \frac{0,707^2}{9,3^2} \cdot \frac{1}{4 \cdot (60 \cdot 10^3)^2 \cdot 16,4 \cdot 10^{-6}} < 24,4 \text{ nF}$$

8.3.4 CAPACITÂNCIA DE GRAMPEAMENTO

A capacitância de grampeamento é calculada de acordo com a equação (6.87).

$$C_g > \frac{9 \cdot (1 - 0,35)^2}{\pi^2 \cdot 16,4 \cdot 10^{-6} \cdot (60 \cdot 10^3)^2} > 6,6 \mu F$$

Nas figuras 8.4, 8.5 e 8.6, são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores principais e auxiliares do retificador trifásico. -

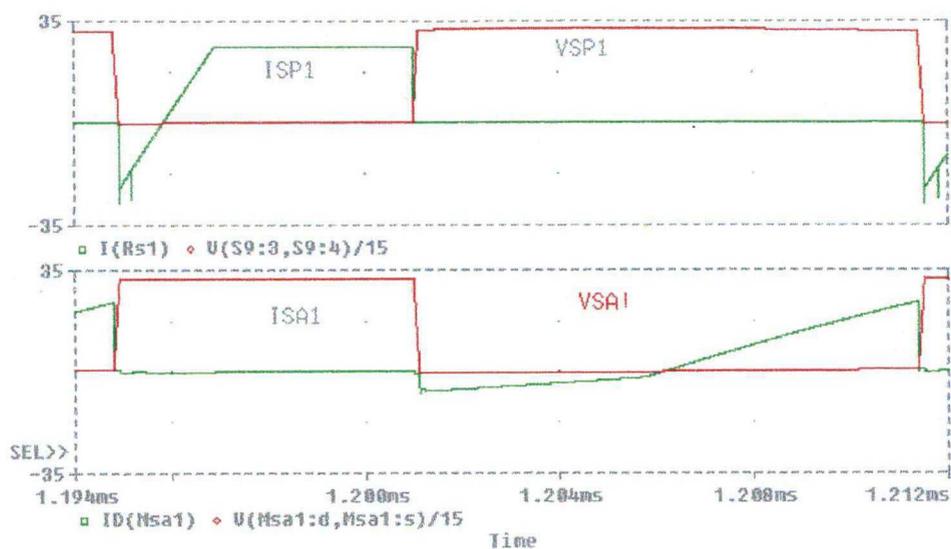


Fig. 8.4 – Formas de onda para comutação dos interruptores SP_1 e SA_1 .

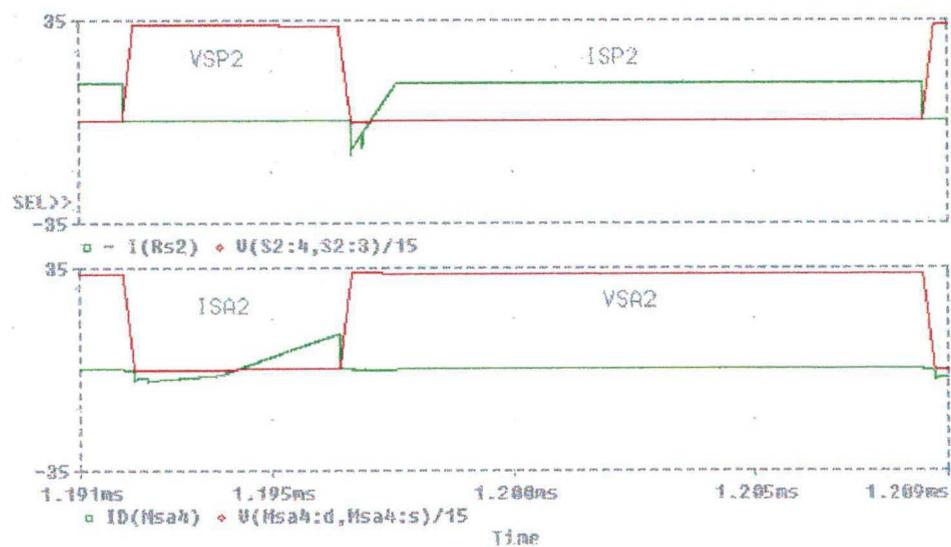


Fig. 8.5 – Formas de onda para comutação dos interruptores SP_2 e SA_2 .



Fig. 8.6 – Formas de onda para comutação dos interruptores SP_3 e SA_3 .

8.4 - CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram apresentadas topologias de retificadores trifásicos com comando assimétrico, comutação ZVS e grampeamento ativo de tensão nos interruptores comandáveis. Estes conversores apresentam as mesmas características dos retificadores monofásicos, com o mesmo princípio de concepção e operação.

Os resultados de simulação obtidos para um conversor trifásico projetado demonstraram que este conversor pode operar com comutação não dissipativa em todos os interruptores. Desta forma, pode-se afirmar que a técnica de grampeamento ativo é uma solução aplicável a retificadores de três níveis, objetivando a operação com comutação não dissipativa.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo de conversores estáticos, retificadores de três níveis, que operam como estágios pré-reguladores de fontes de alimentação utilizadas em sistemas de telecomunicações. Foram analisadas as questões referentes à operação com fator de potência unitário, utilizando a técnica de controle denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada, e à comutação, utilizando snubbers passivos não dissipativos e técnica de comutação não dissipativa com grampeamento ativo de tensão.

No capítulo I foi tratada a questão do fator de potência, conceitos e problemas. Foi apresentada a topologia clássica para correção do fator de potência, destacando suas principais limitações: elevadas perdas por condução, especificação do interruptor para tensão total de saída e o problema da recuperação reversa do diodo boost implicando em elevados picos de corrente e perdas durante a entrada em condução do interruptor. Uma revisão bibliográfica citou diversos trabalhos que tratam da comutação em retificadores com correção do fator de potência. Foram também citados trabalhos que descrevem o retificador monofásico com baixas perdas por condução e topologias de retificadores trifásicos. Durante o capítulo, são apresentados os retificadores monofásicos e trifásicos de três níveis, sendo destacadas suas principais vantagens operacionais e citados trabalhos que tratam da questão da comutação em topologias baseadas no conversor boost, especificamente, snubbers passivos não dissipativos e a técnica de comutação não dissipativa com grampeamento ativo de tensão.

No capítulo II foi descrito detalhadamente o funcionamento do retificador monofásico de três níveis operando com fator de potência unitário. Destaca-se a análise da corrente de entrada, tensão de saída, esforços nos semicondutores e determinação de modelos para projeto das malhas de controle. Constatou-se que, do ponto de vista da corrente de entrada e ciclo de trabalho dos interruptores, este retificador apresenta operação idêntica à topologia convencional. Suas principais vantagens são as baixas perdas por condução e especificação dos interruptores para metade da tensão de saída total.

O estudo do retificador trifásico de três níveis foi apresentado no capítulo III. Este conversor é concebido a partir da conexão de três retificadores monofásicos alimentando a mesma carga. A operação, do ponto de vista da corrente em cada fase e ciclo de trabalho

dos interruptores é a mesma observada para o caso monofásico. A tensão em cada saída apresenta ondulação em 180 Hz, sendo que, a tensão total apresenta ondulação nula. Os modelos para análise dinâmica e funções de transferências para cálculo das malhas de controle foram determinadas, ficando estabelecido a utilização dos mesmos critérios utilizados no retificador monofásico. Destaca-se neste conversor as mesmas vantagens do monofásico, no que diz respeito ao nível de perdas por condução e à tensão de bloqueio dos interruptores.

O capítulo IV tratou da aplicação de snubbers passivos não dissipativos aos retificadores de três níveis, como solução para os seus problemas de comutação, quais sejam: dissipação e oscilações de tensão e corrente. Tratou-se, neste capítulo, da concepção de três topologias, análise qualitativa e quantitativa detalhadas da operação do conversor. Destaca-se da utilização destes circuitos a simplicidade, por operar apenas com elementos passivos e diodos, que implica em robustez e baixo custo. Outra característica relevante é a possibilidade de operação do conversor com comutação suave em larga faixa de variação da corrente de entrada.

Nos capítulos V e VI são apresentados exemplos de projetos, resultados obtidos por simulação e experimentação a partir de dois protótipos, um monofásico de 1,1 kW e outro trifásico de 12 kW. Os resultados obtidos demonstraram a operação com comutação suave na entrada em condução, com redução da taxa de crescimento da corrente e perdas nulas nos interruptores durante o bloqueio, bem como redução na taxa de crescimento e oscilações de tensão e perdas nulas durante o bloqueio dos interruptores. As formas de onda de corrente de entrada mostram a operação com fator de potência unitário para os dois retificadores. Verifica-se que a tensão de bloqueio dos interruptores é metade da tensão total de saída de cada conversor. Os resultados experimentais atestam a operação dos retificadores com alta eficiência principalmente quando são processadas potências elevadas.

A técnica de comutação não dissipativa com grampeamento ativo de tensão, aplicada a retificadores de três níveis, foi apresentada no capítulo VII. A aplicação das células de comutação com ação de grampeamento do tipo buck, boost e buck-boost, ao retificador de três níveis, resultou na concepção de três topologias de retificadores com comando assimétrico, comutação tipo ZVS e grampeamento ativo de tensão nos interruptores comandáveis. Foi descrito, detalhadamente, a operação do retificador com

célula de comutação com ação de grampeamento do tipo buck-boost, sendo apresentado todo o equacionamento matemático necessário para dimensionar os semicondutores, indutores, capacitores e elementos das malhas de controle. Verificou-se, a partir de simulações e experimentações do protótipo projetado para potência de saída de 1,6 kW, que os interruptores operam com comutação ZVS, com tensão de bloqueio igual à tensão de saída somada à tensão no capacitor de grampeamento, que é constante ao longo do ciclo da tensão de entrada. A principal dificuldade prática para montagem do retificador é a necessidade de um circuito capaz de gerar os sinais de comando para os interruptores principais e auxiliares, de acordo com a lógica necessária para o correto funcionamento do retificador. A eficiência do conversor se apresentou com valores mais elevados, acima de 96%, para operação com potência de saída em torno do valor nominal.

No capítulo VIII foram apresentadas as topologias de retificadores trifásicos com comando assimétrico, comutação tipo ZVS e grampeamento ativo de tensão nos interruptores comandáveis. Estes retificadores são concebidos da mesma forma que os retificadores monofásicos. Resultados obtidos por simulação mostram a operação do retificador trifásico com célula de comutação com ação de grampeamento do tipo buck-boost, atestando a sua operação com comutação do tipo ZVS nos interruptores principais e auxiliares.

As contribuições deste trabalho podem ser divididas em duas vertentes:

- foram apresentadas as análises dos retificadores de três níveis operando com fator de potência unitário;
- foram concebidas e analisadas topologias de retificadores capazes de operarem com comutação suave, usando duas técnicas distintas: snubbers passivos não dissipativos e grampeamento ativo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] MACMURRAY, W. Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters. IEEE Trans. on Industry Applications, v. 126, p. 513-523, July-August 1980.
- [02] NINOMYA, T.; TANAKA, T.; HARADA, K. Analysis and Optimization of a Nondissipative LC turn-off Snubber. IEE Trans. on Power Electronics, v. 3, n. 2, p. 147-156, April 1998.
- [03] SCHWARZ, F. C. An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters. IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, p. 133-141, May 1976.
- [04] KANG, Y. G., UPADHYAY, A. K. Analysis and Design of Half-Bridge Parallel Resonant Converter. IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, v. 3, n. 3, p. 264-265, July 1988.
- [05] SEVERNS, R., Topologies for Three Element Resonant Converters. IEEE APEC REECORDS, 1990. p. 712-122.
- [06] LIU, K. W., ORUGANTI, R., LEE, F. C. Quasi-Resonant Converters – Topologies and Characteristics. IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation, v. 2, n. 1, p. 62-71, Jan. 1987.
- [07] SCHRAMM, D. S., Estudo de Uma Fonte Chaveada à Ressonância. Florianópolis, 1995. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [08] JITARU, I. D. Constant Frequency, Forward Converter with Resonant Transition. HFPC Records, p.282-292, 1991.
- [09] MOHAN; UNDELAND; HOBBS. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. Second Edition, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995.

- [10] KEY, T. S.; LAI, J. S., IEEE and International Harmonic Standards Impact on Power Electronics Equipment Design. VPEC Seminar Proceedings, 1998, p. 39-45.
- [11] TELEBRÁS. Especificações Gerais de Sistemas de Retificadores Chaveados em Alta Frequência. Em: Sistema de Documentação Telebrás: Série Engenharia, 1997.
- [12] DIXON, I. Average Current Mode Control of Switching Power Supplies. Unitrode Application Note.
- [13] BARBI, I.; SILVA, S. A. O., Sinusoidal line Current Rectification at Unity Power Factor with Boost Quasi-Resonant Converters. IEEE APEC Records, 1990, p. 553-565.
- [14] STREIT, R.; TOLIK, D., High efficiency Telecom Rectifier Using a Novel Soft-Switched Boost Based Input Current Shaper. IEEE INTELEC Records, 1991, p. 720-726.
- [15] HUA, G.; LEU, C. S.; LEE, F. C. Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters. IEEE PESC Records, 1992, p. 55-61.
- [16] ENGETI, P. N.; MARTINEZ, R. A High Performance Single-Phase AC to DC Rectifier with Input Power Factor Correction. IEEE APEC Records, 1993, p. 190-196.
- [17] SOUZA, A. F. Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação suave. Florianópolis 1998. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina.
- [18] SALMON, J. C., Circuit Topologies for PWM Boost Rectifiers Operated from 1-Phase and 3-Phase AC Supplies and Using Either Single or Split DC Rail Voltage Outputs. IEEE APEC Records, p. 473-479, 1995.
- [19] PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D., An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers. IEEE PESC Records, 1989.
- [20] KOLAR, J. W.; ZACH, F. C. A Novel Three-Phase Three-Switch Three-level unity power factor PWM rectifier, PCIM, 1994, p. 125-138.

- [21] IDE, P.; FROEHLEKE, N.; GROTSTOLLEN, H. Comparison of selected three-phase switched mode rectifiers, IEEE INTELEC Records, 1997, p. 630-636.
- [22] UNDELAND, T. M.; STEINBAKK, A.; JENSET, F.; ROGNE, T.; HERNES, M. A snubber configuration for both power transistors and GTO PWM converters, IEEE PESC Records, 1984, p. 42-53.
- [23] TARDIFF, D.; BARTON, T. H., "A summary of resonant snubber circuits for transistors and GTO's", IEEE IAS Records, 1989, p. 1176-1180.
- [24] FADDOUL, R. Y., WHITING, M. W. GTO Traction Chopper with Snubber energy Recovery, EPE Records, 1993, p. 276-281.
- [25] SMITH Jr., K. M.; SMEDLEY, K. M. Engineering Design of Lossless Passive soft Switching Methods for PWM Converters, IEEE APEC Records, 1998, p. 1055-1062.
- [26] TSENG, C. J.; CHEN, C. L., Passive Lossless Snubbers for DC/DC Converters, IEEE APEC Records, 1998, p. 1049-1054.
- [27] SMITH Jr., K. M.; SMEDLEY, K. M. A Comparison of Active and Passive Switching Methods for PWM Converters, IEEE PESC Records, 1998, p. 94-100.
- [28] CARSTEN, B. Design Techniques for Transformers Active Reset Circuits at High Frequencies and Power Levels. HPFC Records, 1990, p. 235-246.
- [29] DUARTE, C. M. C. Conversores CC-CC ZVS-PWM com Grampeamento Ativo. Florianópolis 1997. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina.
- [30] REDEL, R.; KISLOVSKI, A. S., Telecom Power Supplies Quality, IEEE INTELEC Records, 1995, pp. 13-21.
- [31] SALMON, J. C. Techniques for Minimizing the Input Current Distortion of Current-Controlled Single-Phase Boost Rectifiers, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 8, n. 4, October 1993.

- [32] SALMON, J. C. Circuits Topologies for Single-Phase Boost Rectifiers, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 8, n. 4, October 1993.
- [33] RASHID, H. M., Power Electronics: circuits, devices, and applications, second edition, Prentice Hall, 1998.
- [34] VORPERIAN, V., Simplified Analysis of PWM converter Using the Model of the PWM Switch. VPEC Seminar Tutorial, 1989.
- [35] TODD, P. C., UC3854 Controlled power Factor Correction Circuit Design. Lexington, MA, USA: Product & Applications Handbook/UNITROD, 1993-94, p.U-134.
- [36] SILVA, C. S., Power Factor Correction with the UC3854. Lexington, MA, USA: Product & Applications Handbook/UNITROD, 1991.