

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ESTUDO E CONCEPÇÃO DE RETIFICADORES A TRÊS NÍVEIS COM
ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO TÉCNICAS DE
COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVAS

FERNANDO LESSA TOFOLI

DEZEMBRO

2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO E CONCEPÇÃO DE RETIFICADORES A TRÊS NÍVEIS COM
ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO TÉCNICAS DE
COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVAS

Tese apresentada por Fernando Lessa Tofoli
à Universidade Federal de Uberlândia para obtenção do título
de Doutor em Ciências aprovada em 22/12/2005 pela
banca examinadora:

Prof. João Batista Vieira Jr., Dr. (Orientador – UFU)
Prof. Luiz Carlos de Freitas, Dr. (Co-orientador – UFU)
Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. (UFU)
Prof. Vera Lucia Donizeti de Sousa Franco, Dr. (UFU)
Prof. José Luiz de Freitas Vieira, Dr. (UFES)
Prof. Porfírio Cabaleiro Cortizo, Dr. (UFMG)

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pelo Sistema de Bibliotecas da UFU / Setor de Catalogação e Classificação

T644e Tofoli, Fernando Lessa, 1976-
Estudo e concepção de retificadores a três níveis com alto fator de potência utilizando técnicas de comutação não dissipativas / Fernando Lessa Tofoli. – Uberlândia, 2005.
186f. : il.
Orientador: João Batista Vieira Jr.
Tese (doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.
1. Conversores de energia elétrica – Teses. 2. Circuitos de comutação – Teses. 3. Fator de potência – Teses. I. Vieira Junior, João Batista. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.314.6 (043.3)

**ESTUDO E CONCEPÇÃO DE RETIFICADORES A TRÊS NÍVEIS COM
ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO TÉCNICAS DE
COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVAS**

FERNANDO LESSA TOFOLI

Tese apresentada por Fernando Lessa Tofoli à Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências.

Prof. João Batista Vieira Jr., Dr.

Orientador Acadêmico

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD

Coordenador do Curso de Pós-Graduação

A meus pais, João e Elvira, e minha querida avó Flávia.

Fontes da minha inspiração, razões da minha vida, segredos do meu sucesso.

Exemplos de dedicação, persistência e altruísmo que me acompanharão por toda a vida.

“Eu dei minha vida para me tornar a pessoa que sou neste momento. Valeu a pena? E se o espaço mudasse de posição e o tempo se curvasse e pudéssemos nos conhecer como seremos daqui a vinte anos? E se pudéssemos conversar, face a face, com as pessoas que fomos no passado, com as pessoas que somos em vidas paralelas, em mundos alternativos? O que lhes diríamos, o que lhes perguntaríamos? Em que sentido mudaríamos se soubéssemos aquilo que nos espera além do espaço e do tempo?”

Trecho extraído do Romance *Um*, de Richard Bach.

AGRADECIMENTOS

Ao Senhor Deus, que concedeu a Seu filho a força e a esperança necessárias para a conquista deste pequeno triunfo.

A meus pais João e Elvira, meu irmão Diogo, minha avó Flávia, minhas tias Ana, Arcanja, Elília e Laura, e a todos os demais membros da minha família, que sempre me apoiaram de forma irrestrita em todos os momentos da minha vida.

Ao velho amigo Demercil de Souza Oliveira Jr., da Universidade Federal do Ceará, pelo inestimável auxílio à distância, apoio e paciência, que contribuíram decisivamente para o bom andamento deste trabalho.

Agradecimentos especiais aos grandes amigos e parceiros, Carlos Alberto Gallo e Marcos Tadeu Galelli, pelos momentos de descontração, companheirismo, apoio e consultoria. Nossa amizade estendeu-se muito além das dependências do laboratório.

Aos demais colegas do Núcleo de Eletrônica de Potência, Alexandre Borges Cristóvão, Aniel Silva Moraes, Douglas de Andrade Tavares, Frederico Augusto Bernardes Coelho, Kleber Lopes Fontoura e Vladimir Vasconcelos Ribeiro Scarpa, pelo auxílio e suporte em diversas circunstâncias.

A Daniel Petean, Fábio Lima de Albuquerque e Sérgio Manuel Rivera Sanhueza, companheiros de discussões técnicas e entretenimento, com os quais passei momentos extremamente agradáveis. Decididamente, verdadeiros amigos que compreendem como poucos o significado desta conquista.

Ao amigo Roberto Mendes Finzi Neto, da Universidade Federal de Goiás, pela parceria, auxílio e empenho nos testes experimentais.

Ao Sr. Cícero Marcos Tavares Cruz, da Universidade Federal do Ceará, por ter gentilmente me enviado seu trabalho.

A Marli Junqueira Buzzi, secretária da pós-graduação, por sua prontidão, eficiência e simpatia, que a tornam um exemplo a ser seguido.

À Universidade Federal de Uberlândia, pelos recursos necessários à formação acadêmica, e à agência CAPES, pelo suporte financeiro a este trabalho.

A *Texas Instruments, Inc.* e *ON Semiconductor*, pelo envio de amostras grátis de componentes eletrônicos.

Aos “ilustres desconhecidos”, que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Tofoli, F. L. Estudo e Concepção de Retificadores a Três Níveis com Alto Fator de Potência Utilizando Técnicas de Comutação Não Dissipativas – Uberlândia, FEELT-UFU, 2005, 186p.

Esta tese propõe o estudo dos retificadores monofásico e trifásico a três níveis operando com fator de potência unitário. Através da análise de diversos trabalhos existentes na literatura, pode-se atribuir a estas estruturas as características de baixas perdas por condução, utilização de um menor número de componentes e conteúdo harmônico reduzido da corrente de entrada. Inicialmente, estas topologias são estudadas de forma a determinar as respectivas condições de operação e definir a metodologia de projeto dos estágios de potência e controle. Com o intuito de minimizar as perdas por comutação em tais conversores, propõe-se uma célula de comutação suave utilizando apenas elementos passivos como indutores, capacitores e diodos. Por fim, apresenta-se resultados analíticos que possibilitam a investigação do desempenho dos retificadores, no intuito de promover discussões técnicas do tema em questão.

CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA, COMUTAÇÃO SUAVE, RETIFICADORES DO TIPO BOOST.

Tofoli, F. L. Study and Implementation of High Power Factor Three-Level Rectifiers Employing Soft Switching Techniques, Uberlandia, 2005, 186pp.

This thesis proposes the study of single-phase and three-phase three-level rectifiers operating with unity power factor. By the investigation of several works in the literature, prominent characteristics such as minimized conduction losses, reduced number of components and low harmonic content of the input current can be addressed to the topologies. They are studied in order to determine the operating conditions and define the design procedure for power and control circuits. Furthermore, a passive lossless snubber is proposed to minimize switching losses, improving efficiency. Finally, analytical results are presented so that the performance of the converters can be evaluated, and important issues are discussed.

BOOST-TYPE RECTIFIERS, POWER FACTOR CORRECTION, SOFT SWITCHING.

**ESTUDO E CONCEPÇÃO DE RETIFICADORES A TRÊS NÍVEIS COM ALTO
FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO
NÃO DISSIPATIVAS**

SUMÁRIO

| | |
|---|---------------------|
| <u>LISTA DE FIGURAS</u> | <u>XIII</u> |
| <u>LISTA DE TABELAS</u> | <u>XVIII</u> |
| <u>LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS</u> | <u>XIX</u> |
| <u>INTRODUÇÃO GERAL</u> | <u>1</u> |
| <u>CAPÍTULO 1 CONCEITOS E DEFINIÇÕES ENVOLVENDO CONVERSORES CA-CC</u> | <u>6</u> |
| 1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____ | 6 |
| 1.2 - RETIFICADORES NÃO CONTROLADOS _____ | 7 |
| 1.3 - RETIFICADORES CONTROLADOS _____ | 9 |
| 1.4 - ASSOCIAÇÃO DE RETIFICADORES _____ | 11 |
| 1.5 - CARGAS NÃO LINEARES CONECTADAS AO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO E O IMPACTO RESULTANTE NA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA _____ | 13 |
| 1.6 - EXEMPLOS DE RETIFICADORES EMPREGADOS NA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA ____ | 17 |
| 1.7 - JUSTIFICATIVAS E OBJETIVOS DESTES TRABALHOS _____ | 24 |
| 1.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS _____ | 25 |
| <u>CAPÍTULO 2 ESTUDO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS</u> | <u>26</u> |

| | |
|--|-----------|
| 2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS | 26 |
| 2.2 - ESTÁGIOS PRÉ-REGULADORES | 26 |
| 2.3 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E ETAPAS DE OPERAÇÃO DO RETIFICADOR A TRÊS NÍVEIS | 28 |
| 2.3.1 - SEMICICLO POSITIVO DA TENSÃO DE ENTRADA | 29 |
| 2.3.2 - SEMICICLO NEGATIVO DA TENSÃO DE ENTRADA | 30 |
| 2.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS | 33 |
| 2.4.1 - OPERAÇÃO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO EM REGIME PERMANENTE | 33 |
| 2.4.2 - VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA | 36 |
| 2.4.3 - ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E DETERMINAÇÃO DO INDUTOR BOOST | 38 |
| 2.4.4 - ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA | 41 |
| 2.4.5 - ESFORÇOS NOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES E ELEMENTOS PASSIVOS | 47 |
| 2.4.5.1 - ESFORÇOS DE CORRENTE NO DIODO BOOST | 47 |
| 2.4.5.2 - ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR | 48 |
| 2.4.5.3 - ESFORÇOS DE TENSÃO NO DIODO BOOST | 50 |
| 2.4.5.4 - ESFORÇOS DE TENSÃO NO INTERRUPTOR | 50 |
| 2.5 - ESTUDO DAS PRINCIPAIS TÉCNICAS DE CONTROLE EMPREGADAS NA CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA EM CONVERSORES DO TIPO BOOST | 50 |
| 2.5.1 - MODULAÇÃO POR HISTERESE | 50 |
| 2.5.2 - CONTROLE PELO PICO DE CORRENTE | 52 |
| 2.5.3 - MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM) | 53 |
| 2.5.4 - MÉTODO DE CONTROLE PELA CORRENTE MÉDIA | 54 |
| 2.5.5 - ESCOLHA DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE ADEQUADA E DETERMINAÇÃO DE MODELOS PARA O DIMENSIONAMENTO DAS MALHAS DE CONTROLE | 55 |
| 2.5.5.1 - MALHA DE CORRENTE | 57 |

| | |
|--|-----------|
| 2.5.5.2 - MALHA DE REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA _____ | 63 |
| 2.5.5.3 - MALHA DIRETA DE CONTROLE DA TENSÃO DE ENTRADA _____ | 67 |
| 2.5.5.4 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA _____ | 68 |
| 2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS _____ | 70 |
| | |
| <u>CAPÍTULO 3 ESTUDO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS</u> _____ | 72 |
| | |
| 3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____ | 72 |
| 3.2 - DESCRIÇÃO E PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS _____ | 72 |
| 3.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS _____ | 74 |
| 3.4 - ANÁLISE DA OPERAÇÃO DINÂMICA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS _____ | 86 |
| 3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS _____ | 90 |
| | |
| <u>CAPÍTULO 4 PROPOSTA DE UMA CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA ASSOCIADA AOS RETIFICADORES A TRÊS NÍVEIS</u> _____ | 92 |
| | |
| 4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____ | 92 |
| 4.2 - TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO SUAVE _____ | 93 |
| 4.3 - APLICAÇÃO DE UMA CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA AO RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS _____ | 94 |
| 4.4 - ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS ASSOCIADO À CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA _____ | 97 |
| 4.5 - ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS ASSOCIADO À CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA _____ | 107 |
| 4.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS _____ | 107 |

| | |
|--|-------------------|
| <u>CAPÍTULO 5 RETIFICADORES MONOFÁSICO E TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS ASSOCIADOS A UMA CÉLULA DE COMUTAÇÃO PASSIVA NÃO DISSIPATIVA: EXEMPLOS DE PROJETOS E RESULTADOS ANALÍTICOS</u> | <u>109</u> |
| 5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS _____ | 109 |
| 5.2 - RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS _____ | 110 |
| 5.2.1 - PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA _____ | 110 |
| 5.2.1.1 - CÁLCULOS INICIAIS _____ | 111 |
| 5.2.1.2 - DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA BOOST _____ | 111 |
| 5.2.1.3 - DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA _____ | 115 |
| 5.2.1.4 - DETERMINAÇÃO DOS ELEMENTOS RESSONANTES DO CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO _____ | 116 |
| 5.2.1.5 - DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES _____ | 116 |
| 5.2.2 - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE _____ | 117 |
| 5.2.2.1 - CÁLCULOS INICIAIS _____ | 117 |
| 5.2.2.2 - REGULADOR DE CORRENTE _____ | 118 |
| 5.2.2.3 - REGULADOR DA TENSÃO DE SAÍDA _____ | 123 |
| 5.2.2.4 - MALHA DE “FEEDFORWARD” _____ | 126 |
| 5.2.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DIGITAL _____ | 126 |
| 5.2.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS _____ | 130 |
| 5.3 - RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS _____ | 140 |
| 5.3.1 - PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA _____ | 140 |
| 5.3.1.1 - CÁLCULOS INICIAIS _____ | 140 |
| 5.3.1.2 - DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA BOOST _____ | 141 |
| 5.3.1.3 - DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA _____ | 141 |
| 5.3.1.4 - DETERMINAÇÃO DOS ELEMENTOS RESSONANTES DO CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO _____ | 141 |

| | |
|---|-------------------|
| 5.3.1.5 - DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES | 142 |
| 5.3.2 - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE | 142 |
| 5.3.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DIGITAL | 143 |
| 5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS | 146 |
| <u>CONCLUSÃO GERAL</u> | <u>147</u> |
| <u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u> | <u>153</u> |

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| <i>Fig. 1.1 – Retificador monofásico não controlado de onda completa.</i> | 7 |
| <i>Fig. 1.2 – Formas de onda típicas de retificadores monofásicos não controlados alimentando diversos tipos de cargas.</i> | 8 |
| <i>Fig. 1.3 – Retificador trifásico não controlado de onda completa.</i> | 9 |
| <i>Fig. 1.4 – Pontes retificadoras monofásicas.</i> | 10 |
| <i>Fig. 1.5 – Retificador de 12 pulsos obtido a partir da associação de dois retificadores de 6 pulsos em série.</i> | 11 |
| <i>Fig. 1.6 – Retificador de 12 pulsos obtido a partir da associação de dois retificadores de 6 pulsos em paralelo.</i> | 12 |
| <i>Fig. 1.7 – Formas de onda de uma carga não linear típica.</i> | 14 |
| <i>Fig. 1.8 – Retificador monofásico associado ao conversor Boost empregando a técnica de controle por valores médios instantâneos da corrente de entrada.</i> | 17 |
| <i>Fig. 1.9 – Retificador monofásico com baixas perdas por condução.</i> | 18 |
| <i>Fig. 1.10 – Retificador do tipo ponte completa.</i> | 20 |
| <i>Fig. 1.11 – Retificador trifásico associado ao conversor Boost operando em modo de condução descontínua.</i> | 20 |
| <i>Fig. 1.12 – Retificador Boost PWM associado a uma topologia em conexão estrela.</i> | 21 |
| <i>Fig. 1.13 – Retificador Boost PWM associado a uma topologia em conexão triângulo.</i> | 21 |
| <i>Fig. 1.14 – Retificador Boost PWM associado a uma topologia auxiliar do tipo inversor em ponte completa.</i> | 21 |
| <i>Fig. 1.15 – Retificador trifásico a três níveis.</i> | 22 |
| <i>Fig. 2.1 – Esquema de um retificador empregando um estágio pré-regulador.</i> | 27 |
| <i>Fig. 2.2 – Retificador monofásico a três níveis.</i> | 29 |
| <i>Fig. 2.3 – Etapa de acumulação de energia durante o semiciclo positivo da tensão de entrada.</i> | 30 |
| <i>Fig. 2.4 – Etapa de transferência de energia durante o semiciclo positivo da tensão de entrada.</i> | 30 |
| <i>Fig. 2.5 – Etapa de acumulação de energia durante o semiciclo negativo da tensão de entrada.</i> | 31 |
| <i>Fig. 2.6 – Etapa de transferência de energia durante o semiciclo negativo da tensão de entrada.</i> | 31 |
| <i>Fig. 2.7 – Formas de onda típicas da tensão de alimentação e da corrente de entrada.</i> | 32 |

| | |
|--|----|
| <i>Fig. 2.8 – Forma de onda da tensão entre os pontos A e O.</i> | 32 |
| <i>Fig. 2.9 – Circuitos equivalentes da operação do retificador monofásico a três níveis ao longo de um ciclo completo da tensão de alimentação.</i> | 33 |
| <i>Fig. 2.10 – Formas de onda pertinentes à operação do retificador monofásico a três níveis.</i> | 36 |
| <i>Fig. 2.11 – Variação da razão cíclica ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação.</i> | 38 |
| <i>Fig. 2.12 – Ondulação da corrente de entrada parametrizada durante um semiciclo da tensão de alimentação.</i> | 40 |
| <i>Fig. 2.13 – Circuito equivalente do estágio de saída do retificador monofásico a três níveis.</i> | 42 |
| <i>Fig. 2.14 – Formas de onda referentes ao estágio de saída do conversor.</i> | 46 |
| <i>Fig. 2.15 – Ondulação parametrizada da tensão nos capacitores e da tensão de saída total.</i> | 47 |
| <i>Fig. 2.16 – Corrente no interruptor durante um período de comutação.</i> | 48 |
| <i>Fig. 2.17 – Método de controle da modulação por histerese.</i> | 51 |
| <i>Fig. 2.18 – Método de controle pelo pico de corrente.</i> | 52 |
| <i>Fig. 2.19 – Método de controle da modulação por largura de pulso.</i> | 53 |
| <i>Fig. 2.20 – Método de controle pela corrente média.</i> | 54 |
| <i>Fig. 2.21 – Circuito integrado UC3854 associado ao retificador monofásico a três níveis.</i> | 56 |
| <i>Fig. 2.22 – Modelo do conversor para a obtenção da função transferência $G(s)$.</i> | 58 |
| <i>Fig. 2.23 – Modelo simplificado do conversor para a obtenção da função transferência $G(s)$.</i> | 58 |
| <i>Fig. 2.24 – Sistema de controle da corrente de entrada.</i> | 59 |
| <i>Fig. 2.25 – Diagrama de blocos da malha de corrente.</i> | 60 |
| <i>Fig. 2.26 – Diagrama de Bode da função de transferência $G(s)$.</i> | 60 |
| <i>Fig. 2.27 – Implementação e resposta em frequência do regulador de corrente.</i> | 62 |
| <i>Fig. 2.28 – Circuito para obtenção da função de transferência $G_v(s)$.</i> | 63 |
| <i>Fig. 2.29 – Regulador de tensão.</i> | 66 |
| <i>Fig. 2.30 – Função de transferência do regulador de tensão.</i> | 66 |
| <i>Fig. 2.31 – Malha de “feedforward”.</i> | 67 |
| <i>Fig. 2.32 – Representação por diagramas de bloco do conversor e malhas de controle.</i> | 69 |
| <i>Fig. 2.33 – Diagramas de bloco do conversor e malhas de controle simplificados.</i> | 69 |
| <i>Fig. 2.34 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle.</i> | 70 |

| | |
|---|-----|
| <i>Fig. 3.1 – Retificador trifásico a três níveis.</i> | 73 |
| <i>Fig. 3.2 – Retificador trifásico a três níveis associado às respectivas malhas de controle.</i> | 74 |
| <i>Fig. 3.3 – Formas de onda das tensões de entrada em cada fase do retificador.</i> | 75 |
| <i>Fig. 3.4 – Circuito equivalente do retificador trifásico a três níveis.</i> | 76 |
| <i>Fig. 3.5 – Diagrama fasorial do circuito equivalente do retificador trifásico.</i> | 77 |
| <i>Fig. 3.6 – Formas de onda das correntes de entrada.</i> | 79 |
| <i>Fig. 3.7 – Razão cíclica instantânea dos interruptores.</i> | 79 |
| <i>Fig. 3.8 – Corrente média instantânea normalizada nos diodos D_{b1}, D_{b2} e D_{b3}.</i> | 81 |
| <i>Fig. 3.9 – Corrente média instantânea normalizada no estágio de saída.</i> | 82 |
| <i>Fig. 3.10 – Correntes no ponto central e nos capacitores de saída.</i> | 84 |
| <i>Fig. 3.11 – Formas de onda da ondulação de tensão nos capacitores do estágio de saída.</i> | 86 |
| <i>Fig. 3.12 – Tensões do sistema de alimentação e razões cíclicas dos interruptores.</i> | 87 |
| <i>Fig. 3.13 – Circuito resultante no intervalo $2\pi/3 \leq \omega \cdot t \leq \pi$.</i> | 87 |
| <i>Fig. 3.14 – Modelo do conversor para a obtenção da função $G(s)$.</i> | 88 |
| <i>Fig. 3.15 – Circuito simplificado para a obtenção da função $G(s)$.</i> | 89 |
| <i>Fig. 4.1 – Células de comutação passiva aplicadas ao conversor Boost convencional.</i> | 95 |
| <i>Fig. 4.2 – Bidirecionalidade do fluxo de potência no retificador monofásico a três níveis.</i> | 96 |
| <i>Fig. 4.3 – Células de comutação passiva aplicadas ao retificador monofásico a três níveis.</i> | 96 |
| <i>Fig. 4.4 – Circuito utilizado na análise da operação em regime permanente.</i> | 98 |
| <i>Fig. 4.5 – Circuito equivalente da primeira etapa de funcionamento.</i> | 98 |
| <i>Fig. 4.6 – Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento.</i> | 100 |
| <i>Fig. 4.7 – Circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento.</i> | 102 |
| <i>Fig. 4.8 – Circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento.</i> | 102 |
| <i>Fig. 4.9 – Circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento.</i> | 103 |
| <i>Fig. 4.10 – Circuito equivalente da sexta etapa de funcionamento.</i> | 103 |
| <i>Fig. 4.11 – Circuito equivalente da sétima etapa de funcionamento.</i> | 104 |
| <i>Fig. 4.12 – Circuito equivalente da oitava etapa de funcionamento.</i> | 104 |
| <i>Fig. 4.13 – Principais formas de onda teóricas referentes à operação do retificador monofásico a três níveis.</i> | 105 |

| | |
|---|-----|
| <i>Fig. 4.14 – Retificador trifásico a três níveis associado à célula de comutação não dissipativa.</i> | 107 |
| <i>Fig. 5.1 – Diagrama de Bode da função de transferência $G(s)$.</i> | 119 |
| <i>Fig. 5.2 – Diagrama de Bode da função de transferência $CI(s)$.</i> | 121 |
| <i>Fig. 5.3 – Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA(s)$.</i> | 122 |
| <i>Fig. 5.4 – Diagrama de Bode da função de transferência $Gv(s)$.</i> | 124 |
| <i>Fig. 5.5 – Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA(s)$.</i> | 125 |
| <i>Fig. 5.6 – Tensão de entrada e corrente de entrada.</i> | 127 |
| <i>Fig. 5.7 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada em condição de carga leve.</i> | 127 |
| <i>Fig. 5.8 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada em condição de carga nominal.</i> | 127 |
| <i>Fig. 5.9 – Pulsos de comando dos interruptores principais.</i> | 128 |
| <i>Fig. 5.10 – Tensão e corrente nos elementos da célula de comutação.</i> | 128 |
| <i>Fig. 5.11 – Tensão e corrente no diodo D_{b1}.</i> | 128 |
| <i>Fig. 5.12 – Corrente e tensão no interruptor S_1 sem a utilização da célula de comutação.</i> | 129 |
| <i>Fig. 5.13 – Corrente e tensão no interruptor S_1 com a utilização da célula de comutação.</i> | 129 |
| <i>Fig. 5.14 – Tensões de saída.</i> | 130 |
| <i>Fig. 5.15 – Estágio de potência do retificador monofásico a três níveis.</i> | 131 |
| <i>Fig. 5.16 – Amostragem da tensão de entrada.</i> | 132 |
| <i>Fig. 5.17 – Amostragem da corrente de entrada.</i> | 132 |
| <i>Fig. 5.18 – Amostragem da tensão de saída.</i> | 132 |
| <i>Fig. 5.19 – Diagrama do CI UC3854.</i> | 133 |
| <i>Fig. 5.20 – Circuito de acionamento dos interruptores.</i> | 134 |
| <i>Fig. 5.21 – Tensão de entrada e corrente de entrada.</i> | 135 |
| <i>Fig. 5.22 – Conteúdo harmônico da tensão de entrada em condição de carga leve.</i> | 135 |
| <i>Fig. 5.23 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada em condição de carga leve.</i> | 135 |
| <i>Fig. 5.24 – Conteúdo harmônico da tensão de entrada em condição de carga nominal.</i> | 136 |
| <i>Fig. 5.25 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada em condição de carga nominal.</i> | 136 |
| <i>Fig. 5.26 – Pulsos de comando dos interruptores principais. Escalas: $V_{g1}, V_{g2} - 5V/div.$; tempo – $5\mu s/div.$</i> | 136 |
| <i>Fig. 5.27 – Tensão e corrente nos elementos da célula de comutação.</i> | 137 |

| | |
|--|-----|
| <i>Fig. 5.28 – Tensão e corrente no diodo D_{b1}. Escalas: $V_{Db1} – 100V/div.$; $I_{Db1} – 5A/div.$; tempo – $1\mu s/div.$</i> | 137 |
| <i>Fig. 5.29 – Corrente e tensão no interruptor S_1 sem a utilização célula de comutação.</i> | 138 |
| <i>Fig. 5.30 – Corrente e tensão no interruptor S_1 com a utilização da célula de comutação.</i> | 138 |
| <i>Fig. 5.31 – Tensões de saída. Escalas: $V_{o1}, V_{o2} – 100V/div.$; tempo – $10ms/div.$</i> | 139 |
| <i>Fig. 5.32 – Curvas de rendimento do retificador monofásico a três níveis em função da potência de saída.</i> | 140 |
| <i>Fig. 5.33 – Tensões e correntes nas fases do sistema em condição de carga nominal.</i> | 143 |
| <i>Fig. 5.34 – Conteúdo harmônico das correntes nas fases do sistema desconsiderando a componente fundamental em condição de carga nominal.</i> | 144 |
| <i>Fig. 5.35 – Pulsos de comando dos interruptores principais.</i> | 144 |
| <i>Fig. 5.36 – Corrente e tensão no interruptor S_1 sem a utilização da célula de comutação.</i> | 145 |
| <i>Fig. 5.37 – Corrente e tensão no interruptor S_1 com a utilização da célula de comutação.</i> | 145 |
| <i>Fig. 5.38 – Tensões de saída.</i> | 145 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|------------|
| <i>Tabela 5.1 – Especificações para o projeto do circuito de potência do retificador monofásico a três níveis.</i> | <i>110</i> |
| <i>Tabela 5.2 – Tipos de núcleo.</i> | <i>112</i> |
| <i>Tabela 5.3 – Dimensões dos núcleos do tipo EE.</i> | <i>113</i> |
| <i>Tabela 5.4 – Componentes utilizados no circuito de potência do retificador monofásico a três níveis.</i> | <i>130</i> |
| <i>Tabela 5.5 – Especificações para o projeto do circuito de potência do retificador trifásico a três níveis.</i> | <i>140</i> |

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A_{Cu} – área do fio de cobre [cm^2];

A_e – área efetiva do núcleo magnético [cm^2];

A_j – área da janela do núcleo magnético [cm^2];

A_l – fator de indutância [H/espira^2];

$A_{méd}$ – valor médio do sinal que fornece a forma de onda de referência da corrente;

A_p – produto das áreas A_e e A_j [cm^4];

A_s – área da superfície do núcleo magnético [cm^2];

B_{max} – máxima densidade de saturação do material [T];

CA – corrente alternada;

C_b, C_{bk}, C_s, C_{sk} – capacitores da célula de comutação suave, $k=1\dots6$ [F];

CC – corrente contínua;

C_{cp}, C_{cz} – capacitores do compensador de corrente [F];

C_{ff1}, C_{ff2} – capacitores da malha de “*feedforward*” [F];

CI – circuito integrado;

$CI(s)$ – função de transferência do regulador de corrente;

C_{o1}, C_{o2} – capacitores de saída [F];

C_v – capacitor do compensador de tensão [F];

D – razão cíclica;

$D(s)$ – razão cíclica no domínio da frequência;

$D(\omega t)$ – valor instantâneo da razão cíclica;

$D_k(\omega t)$ – valor instantâneo da razão cíclica para o interruptor k , $k=1\dots6$;

$D_{ak1}, D_{ak2}, D_{ak3}$ – diodos auxiliares da célula de comutação suave, $k=1\dots6$;

D_{bk} – diodos Boost, $k=1\dots6$;

D_{min} – razão cíclica mínima;

D_{sk} – diodo intrínseco ao interruptor S_k , $k=1\dots6$;

DSP – “*Digital Signal Processor*” (Processador Digital de Sinais);

EE – tipo de núcleo magnético;

E_{Lb} – energia armazenada no indutor L_b [J];

EMC – “*Electromagnetic Compatibility*” (Compatibilidade Eletromagnética);

EMI – “*Electromagnetic Interference*” (Interferência Eletromagnética);

$FTLA$ – função de transferência de laço aberto;

$G(s)$ – função de transferência do conversor;

H – ganho que relaciona a corrente de referência I_{mo} e a corrente no indutor L_b ;

G_f – ganho da malha de “*feedforward*”;

GVC_{120Hz} – ganho do regulador de tensão em 120Hz;

I – valor eficaz da corrente [A];

$I_{Db(ef.)}$ – corrente eficaz no diodo Boost [A];

$I_{Db(méd.)}$ – corrente média no diodo Boost [A];

I_{Dbk} – corrente eficaz no diodo Boost D_{bk} , $k=1\dots6$ [A];

IEC – “*International European Commission*” (Comissão Internacional Européia);

IEEE – “*Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.*” (Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos);

IGBT – “*Insulated Gate Bipolar Transistor*” (Transistor Bipolar de Gatilho Isolado);

I_i – valor eficaz da corrente de entrada [A];

$I_{i(max)}$ – máximo valor de pico da corrente de entrada [A];

$I_{i(pico)}$ – valor de pico da corrente de entrada [A];

$I_{L_b}(s)$ – corrente no indutor L_b no domínio da frequência [A];

I_{L_s} – valor de pico da corrente no indutor L_s [A];

$I_{L_{sk}(pico)}$ – valor de pico da corrente no indutor L_{sk} , $k=1 \dots 3$ [A];

I_{mo} – corrente de saída do multiplicador [A];

$I_o(s)$ – corrente no estágio de saída no domínio da frequência [A];

I_{rr} – corrente de recuperação reversa do diodo [A];

$I_{S(ef)}$ – corrente eficaz no interruptor principal [A];

I_{S_k} – corrente eficaz no interruptor S_k , $k=1 \dots 6$ [A];

$I_{S(méd)}$ – corrente média no interruptor principal [A];

J – densidade de corrente [A/m^2];

K – ganho do sensor que amostra a tensão de entrada;

K_j , K_μ – constantes multiplicadoras para a determinação de um dado tipo de núcleo magnético;

K_o , K_{o1} , K_{o2} – ganho dos sensores de tensão que amostram a tensão de saída do conversor;

K_v – ganho do compensador de tensão;

L_b – indutor Boost [H];

L_{ba} , L_{bb} , L_{bc} – indutores Boost nas fases A , B e C [H];

L_s , L_{sk} – indutor auxiliar da célula de comutação suave, $k=1 \dots 3$ [H];

MOSFET – “*Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor*” (Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor);

N_{L_b} – número de espiras do indutor L_b ;

$N_{L_s}, N_{L_{sk}}$ – número de espiras dos indutores L_s e L_{sk} , $k=1 \dots 3$, respectivamente;

P – potência ativa [W];

P_i – potência de entrada [W];

PIC – “*Programmable Integrated Circuit*” (Circuito Integrado Programável);

P_o – potência de saída total [W];

$P_{o(min)}$ – potência de saída mínima, correspondente à situação de carga leve [W];

PWM – “*Pulse Width Modulation*” (Modulação por Largura de Pulso);

R_{ci}, R_{cz}, R_{mo} – resistores do compensador de corrente [Ω];

$R_{ff1}, R_{ff2}, R_{ff3}$ – resistores da malha de “*feedforward*” [Ω];

RFI – “*Radio Frequency Interference*” (Interferência de Radiofrequência);

R_k – constante que transforma o sinal de referência de corrente em sinal de tensão;

R_{o1}, R_{o2} – resistências de carga [Ω];

R_{sh} – resistor que fornece o ganho do sensor da corrente de entrada [Ω];

R_{vf}, R_{vi} – resistores do compensador de tensão [Ω];

S – potência aparente [VA];

S_k – interruptores principais do retificador a três níveis, $k=1 \dots 6$;

T_k – tiristores utilizados em uma ponte retificadora semi ou totalmente controlada, $k=1 \dots 4$;

THD_I – taxa de distorção harmônica total de corrente [%];

T_s – período de comutação [s];

UC3854 – circuito integrado pré-regulador;

V – valor eficaz da tensão [V];

$V_{AO1}, V_{BO1}, V_{CO1}$ – valores eficazes das componentes fundamentais das tensões v_{AO} , v_{BO} e v_{CO} , respectivamente [V];

$V_{Cb1(pico)}$ – valor de pico da tensão no capacitor C_{b1} [V];

$V_{Db(rev.)}$ – tensão reversa no diodo Boost [V];

$V_g, V_{g1}, V_{g2}, V_{ga}, V_{gb}, V_{gc}$ – sinais de acionamento dos interruptores [V];

V_{vea} – tensão de saída do amplificador de erro [V];

V_{ff} – tensão na malha de “*feedforward*” [V];

V_i – valor eficaz da tensão de entrada [V];

V_o – valor médio da tensão em cada estágio de saída [V];

$V_o(s)$ – tensão em cada estágio de saída no domínio da frequência [V];

V_{ref} – tensão de referência [V];

V_s – valor de pico do sinal dente de serra que define a frequência de comutação do interruptor [V];

$V_{S(rev.)}$ – tensão reversa no interruptor principal [V];

ZCS – “*Zero current switching*” (comutação sob corrente nula);

$Z_o(s)$ – função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor de entrada;

ZVS – “*Zero voltage switching*” (comutação sob tensão nula);

di/dt – taxa de variação da corrente em relação ao tempo [A/s];

dv/dt – taxa de variação da tensão em relação ao tempo [V/s];

f – frequência da rede de alimentação [Hz];

fp – fator de potência real;

f_s – frequência de comutação [Hz];

f_z – frequência do zero do compensador de tensão [Hz];

$i(t)$ – valor instantâneo da corrente [A];

$i_a(\omega t), i_b(\omega t), i_c(\omega t)$ – valor instantâneo das correntes nas fases A, B e C , respectivamente [A];

$i_C(t)$ – valor instantâneo da corrente no capacitor de saída [A];

$i_{Co}(\omega t)$ – valor da corrente média instantânea no ponto central de conexão dos capacitores [A];

$\overline{i_{Co}}(\omega t)$ – valor da corrente média instantânea parametrizada no ponto central de conexão dos capacitores [A];

$\overline{i_{Co1}}(\omega t), \overline{i_{Co2}}(\omega t)$ – valor da corrente média instantânea parametrizada nos capacitores C_{o1} e C_{o2} , respectivamente [A];

$i_{Dbk}(\omega t)$ – valor instantâneo da corrente no diodo Boost $D_{bk}, k=1\dots 6$ [A];

$\overline{i_{Dbk}}(\omega t)$ – valor instantâneo da corrente parametrizada no diodo Boost $D_{bk}, k=1\dots 6$ [A];

$i_i(t), i_i(\omega t)$ – valor instantâneo da corrente de entrada [A];

$i_o(\omega t)$ – valor instantâneo da corrente de saída [A];

$\overline{i_o}(\omega t)$ – valor instantâneo da corrente de saída parametrizada [A];

$i_R(t)$ – valor instantâneo da corrente na resistência de carga [A];

$i_{Sk}(\omega t)$ – valor instantâneo da corrente no interruptor $S_k, k=1\dots 6$ [A];

k – número inteiro positivo, sendo $k=1, 2, 3\dots$;

l_e – comprimento do caminho do fluxo magnético [mm];

l_g – comprimento do entreferro [mm];

n – ordem harmônica;

p – número de pulsos;

$p_i(\omega \cdot t)$ – valor instantâneo da potência de entrada [W];

$p_o(\omega \cdot t)$ – valor instantâneo da potência de saída [W];

s – variável complexa;

t – tempo [s];

$t_0 \dots t_8$ – instantes de tempo [s];

$v(t)$ – valor instantâneo da tensão [V];

$v_{AO(méd.)}(\omega \cdot t)$ – valor médio instantâneo da tensão v_{AO} [V];

$v_{AOI}(\omega \cdot t)$, $v_{BOI}(\omega \cdot t)$, $v_{COI}(\omega \cdot t)$ – valores instantâneos das componentes fundamentais das tensões v_{AO} , v_{BO} e v_{CO} , respectivamente [V];

$\overline{v_c}(t)$ – valor instantâneo da tensão de saída parametrizada total [V];

$v_{C_{o1}}(t)$, $v_{C_{o2}}(t)$ – valores instantâneos das tensões nos capacitores C_{o1} e C_{o2} , respectivamente [V];

$\overline{v_{C_{o1}}}(t)$, $\overline{v_{C_{o2}}}(t)$ – ondulação de tensão parametrizada nos capacitores C_{o1} e C_{o2} , respectivamente [V];

$v_i(t)$, $v_i(\omega \cdot t)$ – valor instantâneo da tensão de entrada [V];

ΔI_i – ondulação da corrente de entrada [A];

$\Delta i_{Lb}(\omega \cdot t)$ – variação da corrente de entrada [A];

$\overline{\Delta i_{Lb}}(\omega \cdot t)$ – valor instantâneo da ondulação de corrente de entrada parametrizada [A];

$\Delta i_{Lb(max)}(\omega \cdot t)$ – valor instantâneo da máxima variação da corrente de entrada [A];

$\overline{\Delta i_{Lb(max)}}$ – máxima ondulação de corrente de entrada parametrizada [A];

Δt – intervalo de condução do interruptor [s];

ΔV_o – amplitude da ondulação máxima especificada para a tensão de saída total [V];

ΔV_i – variação do valor eficaz da tensão de entrada [V];

β – relação entre as tensões de saída e de entrada;

ϕ_i – ângulo do fator de deslocamento, que representa a defasagem entre a tensão de alimentação e a componente fundamental da corrente de entrada [°];

η – rendimento [%];

μ_0 – permeabilidade magnética do ar [H/m];

μ_e – permeabilidade efetiva do núcleo magnético com entreferro;

θ – defasagem entre unidades retificadoras [°];

ω – frequência angular da rede de alimentação [rad/s];

ω_{p1}, ω_{p2} – frequências dos pólos do compensador de corrente [rad/s];

ω_z – frequência do zero do compensador de corrente [rad/s].

INTRODUÇÃO GERAL

De modo amplo, o papel da eletrônica de potência na sociedade contemporânea consiste em processar e controlar o fluxo de energia elétrica para alimentar cargas da forma mais adequada e eficiente possível. Em qualquer processo de conversão energética, a redução das perdas e a otimização da eficiência tornam-se fatores de suma importância, em função do custo da energia elétrica e da remoção do calor dissipado. Logo, a concepção de conversores estáticos com custo, peso e volume reduzidos, bem como elevada robustez, tem sido o fator impulsionador de pesquisas em âmbito industrial e acadêmico.

Uma das alternativas para obter a redução do peso e do volume reside na elevação da frequência de comutação dos semicondutores, o que é possível em termos da disponibilidade atual de dispositivos capazes de operar em frequências mais elevadas, bem como tecnologias emergentes de materiais magnéticos e capacitores especiais para operação sob tais condições. Neste contexto, surge outro aspecto incentivador ao desenvolvimento da eletrônica de potência, em termos da disponibilidade de circuitos eletrônicos dedicados ao controle e comando dos conversores estáticos.

Um problema inerente à elevação da frequência, devido à não idealidade dos semicondutores operando como interruptores, reside no aumento das chamadas perdas por comutação, implicando a elevação da dissipação de potência. Este acréscimo de energia liberada demanda a utilização de um acentuado volume de dissipadores, contrapondo-se ao objetivo inicial da redução das dimensões totais dos conversores.

A elevação da frequência de comutação é limitada em função da presença de elementos parasitas, tais como indutâncias de dispersão de transformadores, indutâncias parasitas em

placas de circuito impresso e capacitâncias de junção de semicondutores. Estes fatores favorecem o surgimento de oscilações indesejáveis, contribuindo para o aumento dos níveis de interferência eletromagnética, esforços adicionais nos semicondutores e elevação das perdas por comutação.

Para viabilizar a operação em altas frequências e minimizar os efeitos indesejáveis advindos desta prática, foram introduzidas técnicas de comutação suave aos conversores estáticos de potência. A adoção destas estratégias proporcionou a redução do volume de elementos magnéticos, capacitores e dissipadores, implicando redução do volume total, elevação da eficiência, aumento da confiabilidade e minimização dos níveis de interferência eletromagnética.

Circuitos de auxílio à comutação associados aos conversores PWM convencionais têm sido amplamente utilizados na eliminação de oscilações e redução de esforços de tensão nos interruptores [33] [38] [39]. Estes circuitos podem ser classificados como dissipativos (tipo RC ou RCD, compostos por resistores e/ou capacitores e/ou diodos) ou regenerativos (tipo LCD, compostos por indutores, capacitores e diodos).

A redução das perdas por comutação pode ser obtida através de estratégias que proporcionam a comutação de interruptores sob corrente nula (ZCS) ou tensão nula (ZVS), empregando circuitos que, associados aos conversores PWM convencionais, impõem formas de onda de tensão e corrente senoidais [11]. O emprego destas técnicas foi inicialmente introduzido na concepção das estruturas ressonantes, que podem ser do tipo série, paralelo ou série-paralelo [6]. Posteriormente, outras famílias de conversores utilizando tais conceitos foram propostas, a exemplo das topologias quase ressonantes [4] [17].

Conversores que empregam o princípio da ressonância, embora sejam classificados como não dissipativos, apresentam uma série de desvantagens, dentre as quais é possível mencionar os elevados esforços de tensão e/ou corrente nos interruptores e a necessidade da manipulação de grande quantidade de energia reativa, traduzindo-se no aumento das chamadas perdas por condução. Assim, pode-se afirmar que a operação em altas frequências de comutação é restrita à medida que tais perdas tornam-se proibitivas.

A utilização de técnicas de comutação não dissipativa pode eliminar as desvantagens dos conversores ressonantes, viabilizando a comutação dos interruptores sob tensão nula sem o aumento expressivo das perdas por condução. Portanto, tais estruturas podem operar com elevadas frequências de comutação, apresentando, conseqüentemente, redução de volume, alta eficiência e menor nível de ruídos.

Entretanto, diante da crescente opção pelos conversores estáticos, surgem diversos problemas relacionados a baixos valores do fator de potência e à circulação de correntes com elevado conteúdo harmônico, infringindo, por diversas vezes, normas que tangem à qualidade do suprimento da energia elétrica. Desta forma, observa-se também aquecimento excessivo e perdas de energia nos cabos de alimentação, aquecimento dos componentes passivos como transformadores, capacitores e outros dispositivos, bem como emissão de ruídos eletromagnéticos (EMI), gerando problemas de compatibilidade eletromagnética (EMC) e radiointerferência (RFI).

Neste contexto, este trabalho tem como objetivo o estudo de retificadores que operam com elevado fator de potência e taxas reduzidas de distorção harmônica da corrente absorvida da fonte de alimentação, além de possuir elevado rendimento e alta confiabilidade, com volume reduzido. Como forma de habilitar a operação de tais conversores em alta frequência,

propõe-se um circuito de auxílio à comutação que proporcionará a entrada e a saída de condução dos interruptores principais sob corrente e tensão nulas, respectivamente. Desta forma, minimiza-se a área de cruzamento entre tensão e corrente no momento da transição de estado dos semicondutores, conseqüentemente reduzindo as perdas por comutação e elevando o rendimento da estrutura.

No Capítulo 1, apresenta-se uma revisão bibliográfica acerca dos conversores CA-CC, notoriamente conhecidos na literatura como retificadores. Este estudo preliminar denota alguns conceitos básicos, bem como determinados aspectos e particularidades relativos à operação de tais topologias. Ao final desta análise, que visa justificar a opção pela topologia proposta, tem-se uma breve descrição do trabalho a ser desenvolvido.

Uma vez estabelecidos o escopo e os principais propósitos do estudo, o Capítulo 2 descreve detalhadamente o retificador monofásico a três níveis, em termos de características operacionais, análise quantitativa e estratégia de controle utilizada.

Com o intuito de estender a metodologia do Capítulo 2 a estruturas trifásicas para aplicações em altas potências, o Capítulo 3 aborda o retificador trifásico a três níveis de forma ampla e concisa, considerando-se os mesmos aspectos supracitados.

Visto que a questão das perdas por comutação torna-se uma limitação preocupante para aplicações em altas frequências e potências, tem-se no Capítulo 4 a proposta de uma nova célula de comutação suave do tipo passivo não dissipativo, a qual inclui a descrição minuciosa da operação dos conversores monofásico e trifásico a três níveis associados a tal circuito.

O Capítulo 5, por sua vez, destina-se a validar a teoria exposta anteriormente, através de exemplos de projeto das topologias monofásica e trifásica. Para o retificador monofásico, apresenta-se primeiramente resultados de simulação digital e, posteriormente, formas de onda obtidas a partir de um protótipo experimental de 1,2kW operando a 100kHz. Entretanto, para a estrutura trifásica, tem-se apenas resultados obtidos por simulação, uma vez que o conversor em questão não foi implementado experimentalmente.

Por fim, pode-se tecer algumas considerações sobre os principais frutos resultantes deste trabalho e, em segunda instância, propor alternativas e sugestões para a continuidade e otimização do mesmo.

CAPÍTULO 1

CONCEITOS E DEFINIÇÕES ENVOLVENDO CONVERSORES CA-CC

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O fornecimento de energia elétrica ocorre, essencialmente, a partir de uma rede de distribuição em corrente alternada, devido, principalmente, à facilidade de adaptação do nível de tensão por meio de transformadores. Entretanto, em diversas aplicações, a carga alimentada exige uma tensão contínua.

A conversão CA-CC é realizada através de conversores estáticos denominados retificadores, que podem ser classificados de acordo com diversas categorias, a saber:

- Capacidade de ajuste do valor da tensão de saída: controlados ou não controlados;
- Número de fases da tensão alternada de entrada: monofásico, trifásico, hexafásico, entre outras configurações possíveis;
- Tipo de conexão dos elementos semicondutores: meia ponte ou ponte completa.

Retificadores não controlados utilizam apenas diodos como elementos de retificação, enquanto unidades controladas utilizam tiristores ou transistores.

Normalmente, topologias em meia ponte não são aplicadas, pois neste tipo de conexão a corrente média da entrada possui um nível médio diferente de zero, o que pode levar elementos magnéticos presentes no sistema à saturação, isto é, indutores e transformadores. Entretanto, topologias em ponte completa absorvem uma corrente média nula a partir da rede, não afetando, portanto, tais dispositivos magnéticos.

Desta forma, este capítulo tem por objetivo a revisão de alguns conceitos básicos relativos à operação de retificadores, uma vez que esta análise preliminar consiste na base para o estudo de novas estruturas a serem propostas.

1.2 - RETIFICADORES NÃO CONTROLADOS

A Fig. 1.1 mostra topologias de retificadores não controlados a diodo, alimentando três tipos distintos de carga, isto é, resistiva, capacitiva e indutiva. Neste caso, não há possibilidade de se controlar a tensão de saída, devido à ausência de interruptores controláveis.

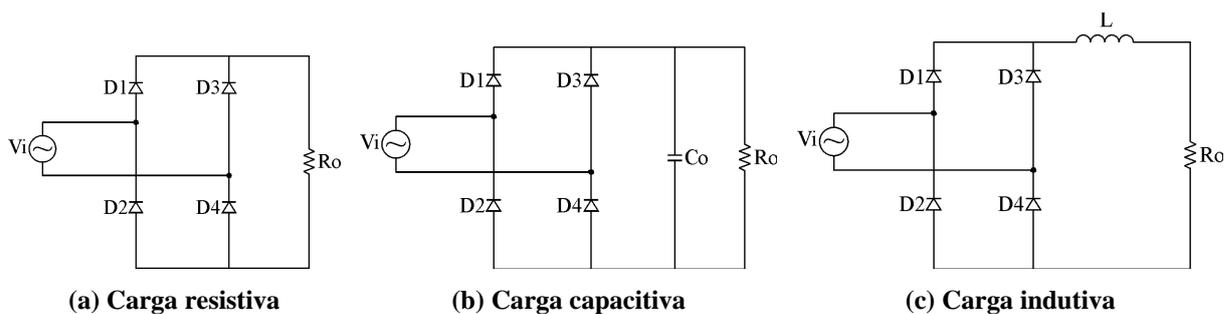


Fig. 1.1 – Retificador monofásico não controlado de onda completa.

Com carga resistiva, as formas de onda da tensão e da corrente na saída do retificador e na carga são semelhantes, sendo que a corrente de entrada mantém a mesma forma e fase da tensão, o que pode ser confirmado na Fig. 1.2 (a).

Em um retificador com carga capacitiva, a tensão de saída torna-se alisada, elevando seu valor médio em relação à carga resistiva. O capacitor carrega-se com a tensão de pico da entrada, o que ocorre caso os diodos sejam considerados ideais e seja desprezada a queda de tensão nos mesmos. Quando a tensão de entrada torna-se menor que a tensão no capacitor, os diodos são bloqueados e a corrente de saída é fornecida exclusivamente pelo capacitor, o qual vai se descarregando, até que, novamente, a tensão de entrada torne-se maior, recarregando o

capacitor. A forma de onda da corrente de entrada é diferente de uma senóide, apresentando pulsos de corrente nos instantes em que o capacitor é recarregado. As grandezas de entrada e saída para o retificador alimentando este tipo de carga são mostradas na Fig. 1.2 (b).

Para o retificador com carga indutiva, a carga comporta-se como uma fonte de corrente. Dependendo do valor da indutância, a forma da corrente de entrada torna-se aproximadamente quadrada. Para valores reduzidos de indutância, a corrente tende a uma forma que depende do tipo de componente que estiver à sua jusante. Se for apenas uma resistência, tende a uma senóide. Se for um capacitor, tende à forma de pulso, mas com uma taxa de variação da corrente reduzida. Na Fig. 1.2 (c), tem-se as formas de onda na entrada e na saída do retificador para estas situações.

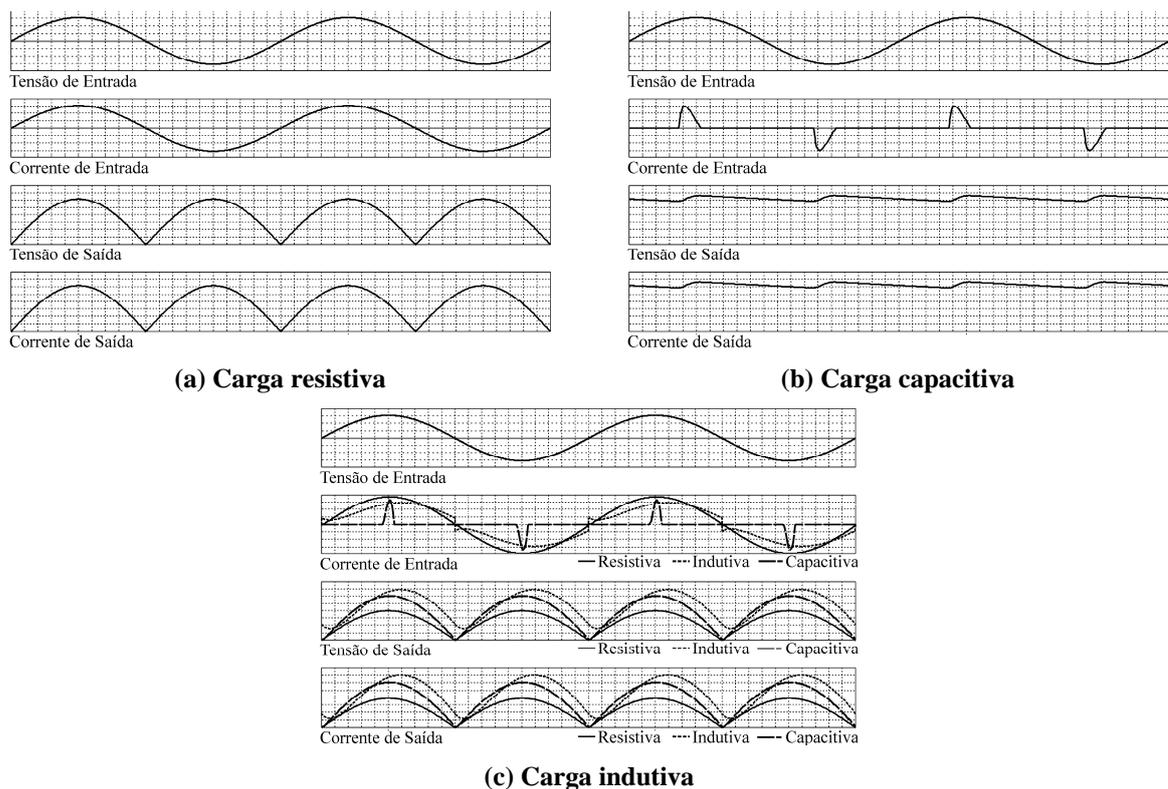


Fig. 1.2 – Formas de onda típicas de retificadores monofásicos não controlados alimentando diversos tipos de cargas.

Para aplicações em altas potências, utiliza-se normalmente retificadores trifásicos, a exemplo da Fig. 1.3, distribuindo-se a corrente entre as três fases, a fim de evitar desequilíbrios que poderiam ocorrer caso a corrente circulasse em apenas uma ou duas fases.

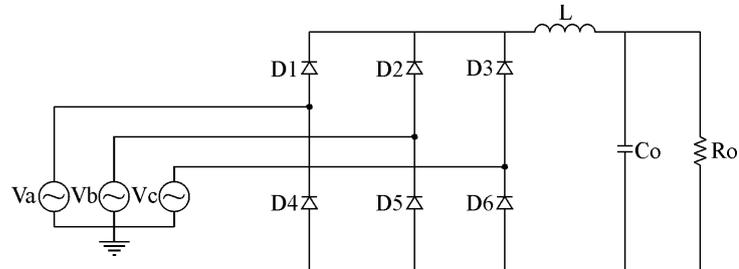


Fig. 1.3 – Retificador trifásico não controlado de onda completa.

Neste caso, a corrente é fornecida, a cada intervalo de 60° , por apenas duas das três fases. As fases que estarão em condução simultânea são aquelas que apresentarem o maior valor de tensão em módulo. Logo, a fase que for mais positiva poderá levar o diodo conectado à mesma na semi-ponte superior à condução. Na semi-ponte inferior, o diodo conectado à fase com tensão mais negativa irá conduzir. Na fase com tensão intermediária, não haverá circulação de corrente.

1.3 - RETIFICADORES CONTROLADOS

Os retificadores controlados constituem a principal aplicação dos tiristores em conversores estáticos. No entanto, estes possuem vasta aplicação industrial, no acionamento de motores de corrente contínua, em estações retificadoras para alimentação de redes de transmissão CC, no acionamento de locomotivas, e em vários outros casos.

O estudo das pontes monofásicas pode ser facilmente estendido a estruturas trifásicas. Para potências superiores a alguns kVA, geralmente são empregadas pontes trifásicas, ou mesmo hexafásicas. A Fig. 1.4 mostra três estruturas de pontes retificadores monofásicas controladas.

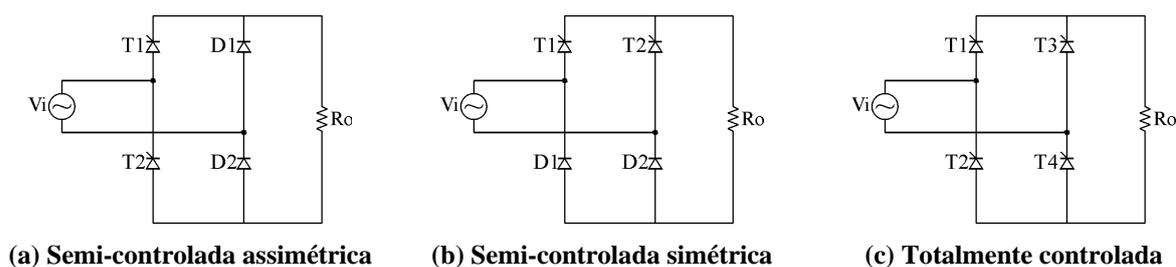


Fig. 1.4 – Pontes retificadoras monofásicas.

A principal vantagem das pontes semi-controladas é a utilização de apenas dois tiristores, sendo indicadas quando o fluxo de energia ocorre apenas unidirecionalmente da fonte para a carga. Neste tipo de circuito, a tensão de saída pode assumir apenas valores instantâneos e médios positivos. Sempre que a tensão de saída tender a se inverter, haverá um caminho interno que manterá a mesma nula, desconectando a carga da rede.

Quando a carga for resistiva, o tipo de forma de onda da corrente de carga será o mesmo da tensão. Com carga indutiva, a corrente será alisada à medida que aumenta a constante de tempo elétrica da carga, possuindo, no limite, uma forma plana. Do ponto de vista da entrada, a corrente assume uma forma retangular.

A principal aplicação de pontes totalmente controladas consiste no acionamento de motores de corrente contínua, quando é necessária uma operação em dois quadrantes do plano tensão e corrente. Nestes circuitos, não pode haver inversão de polaridade na corrente, de modo que, mantida a polaridade da tensão, a frenagem da máquina não é possível. A tensão sobre a carga pode se tornar negativa, desde que exista um elemento indutivo que mantenha a circulação de corrente pelos tiristores, mesmo quando reversamente polarizados. A energia que retorna à fonte nesta situação é a mesma acumulada na indutância de armadura.

Deste modo, os pares de componentes T_1 - T_4 e T_2 - T_3 devem ser disparados simultaneamente, a fim de garantir um caminho para a corrente através da fonte. No caso de corrente descontínua, onde a corrente da carga se anula a cada semiciclo da rede, os tiristores

serão desligados quando a corrente decrescer a um valor inferior à corrente de manutenção. Em condução contínua, o par de tiristores deixará de conduzir quando a polaridade da fonte se inverter e for disparado outro par. Logo, se houver inversão na polaridade da tensão de entrada, mas o outro par de dispositivos não for acionado, a tensão nos terminais do retificador será negativa.

1.4 - ASSOCIAÇÃO DE RETIFICADORES

Em determinadas situações, a associação de circuitos retificadores torna-se conveniente, podendo ser obtida através de pontes controladas ou não, de acordo com as seguintes possibilidades e/ou necessidades [24]:

- Associação em série, de acordo com a Fig. 1.5, normalmente empregada em situações onde se deseja uma tensão CC de saída elevada, que não poderia ser obtida com um único retificador;

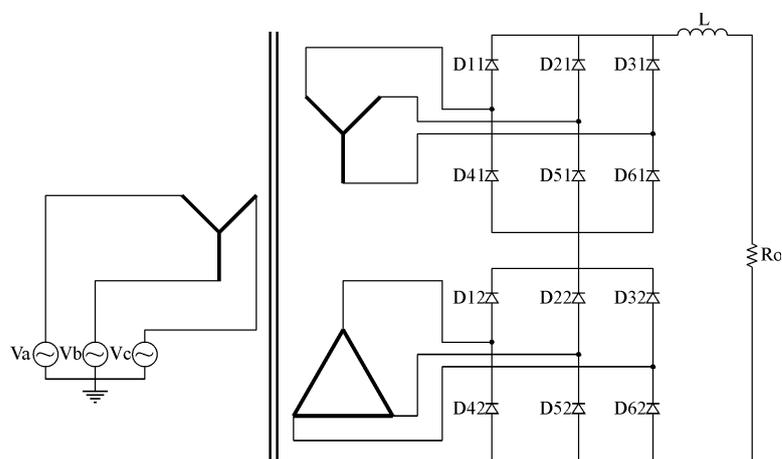


Fig. 1.5 – Retificador de 12 pulsos obtido a partir da associação de dois retificadores de 6 pulsos em série.

- Associação em paralelo, de acordo com a Fig. 1.6, em casos onde a carga a ser alimentada exige uma corrente que não poderia ser fornecida por um único retificador;

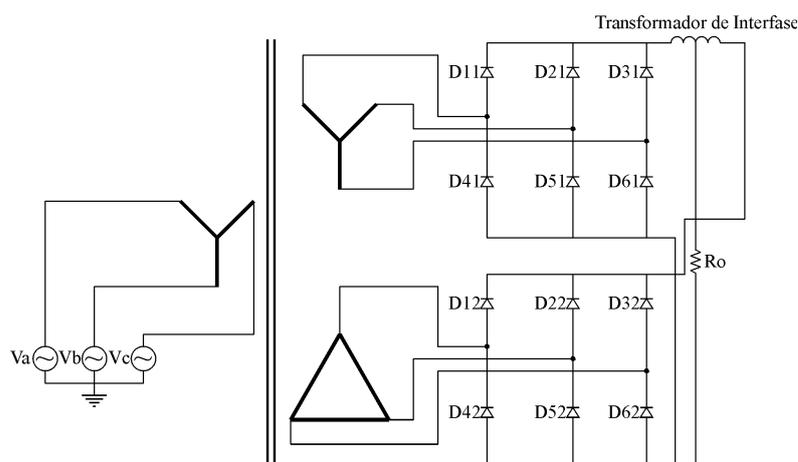


Fig. 1.6 – Retificador de 12 pulsos obtido a partir da associação de dois retificadores de 6 pulsos em paralelo.

- Em ambos os casos, quando se deseja reduzir o conteúdo harmônico da corrente drenada da rede.

De acordo com [24], o espectro harmônico da corrente de entrada de um retificador é dado por:

$$n = pk \pm 1 \quad (1.1)$$

onde:

n – ordem harmônica;

k – número inteiro positivo, sendo $k=1, 2, 3, \dots$;

p – número de pulsos.

A defasagem entre as unidades retificadoras é obtida através da seguinte expressão:

$$\theta = \frac{360^\circ}{p} \quad (1.2)$$

Através de (1.1), pode-se concluir que o espectro harmônico típico de um retificador de 6 pulsos inclui apenas as componentes de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordens e afins, sendo que a amplitudes das mesmas tendem a decrescer com o aumento da ordem harmônica.

Para os retificadores de 12 pulsos ilustrados na Fig. 1.5 e na Fig. 1.6, tem-se que o espectro harmônico compreende apenas as componentes de 11^a, 13^a, 23^a e 25^a ordens e afins. Assim, a associação de unidades de 6 pulsos, em série ou em paralelo, leva à redução do conteúdo harmônico à medida que aumenta o número de pulsos, em função do cancelamento de determinadas harmônicas. Nos retificadores de 12 pulsos, cada uma das unidades é alimentada por tensões de mesmo valor eficaz, mas com defasagem de 30° entre os sistemas trifásicos, de forma que a corrente da rede se apresente de forma “multinível”.

Uma extensa e completa abordagem acerca de arranjos envolvendo retificadores e transformadores defasadores, visando à minimização do conteúdo harmônico, pode ser encontrada em [24].

1.5 - CARGAS NÃO LINEARES CONECTADAS AO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO E O IMPACTO RESULTANTE NA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

Uma carga é dita não linear quando, conectada a uma fonte de tensão senoidal, drena uma corrente distorcida, a qual é composta de uma componente fundamental e uma série de harmônicas. A Fig. 1.1 (b) ilustra um exemplo clássico deste tipo de carga, isto é, um retificador monofásico, constituído por uma ponte de diodos alimentando uma carga com filtro capacitivo.

Devido à presença do capacitor com elevado valor de capacitância, necessário para atenuar a ondulação da tensão contínua de saída, a corrente de entrada possui um valor de pico elevado e circula durante um pequeno intervalo do período da tensão da fonte de

alimentação senoidal. Assim, este conversor desenvolve baixo fator de potência e elevado nível de distorção harmônica da corrente drenada da fonte de alimentação.

As formas de onda e grandezas pertinentes à questão do fator de potência são apresentadas na Fig. 1.7.

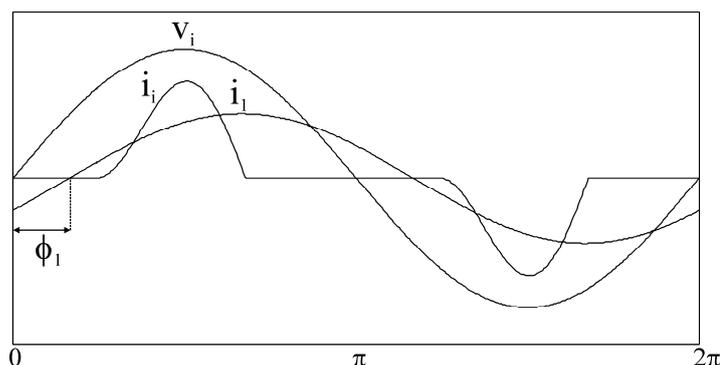


Fig. 1.7 – Formas de onda de uma carga não linear típica.

Por definição, fator de potência é a relação entre as potências ativa e aparente consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas de onda de tensão e corrente, desde que sejam periódicas.

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v(t) \cdot i(t) \cdot dt}{V \cdot I} \quad (1.3)$$

sendo:

fp – fator de potência real;

P – potência ativa;

S – potência aparente;

$v(t)$ – valor instantâneo da tensão;

$i(t)$ – valor instantâneo da corrente;

V – valor eficaz da tensão;

I – valor eficaz da corrente.

Em termos da distorção harmônica total de corrente, pode-se expressar o fator de potência como sendo:

$$fp = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (1.4)$$

onde:

THD_I – taxa de distorção harmônica total de corrente;

ϕ_1 – fator de deslocamento, que representa a defasagem entre a tensão e a componente fundamental da corrente.

Observando-se (1.4), torna-se evidente a relação entre o fator de potência e a distorção da corrente absorvida da linha.

A presença de componentes harmônicas na corrente drenada por uma carga não linear pode causar problemas ao sistema de alimentação, dentre os quais é possível citar [8]:

- Distorção da tensão no ponto de conexão da carga não linear, ocasionando:
 - Excesso de ruído audível e sobreaquecimento em transformadores, motores e geradores;
 - Oscilações mecânicas em motores;
 - Funcionamento inadequado ou indesejável de equipamentos conectados à rede;
- Redução do fator de potência, implicando a redução da capacidade de fornecimento de potência útil;
- Interferência em sistemas de comunicação;
- Aumento das perdas $R I^2$ nos condutores das linhas de distribuição e transmissão e transformadores.

Neste sentido, existem padrões internacionais que regulamentam os valores máximos das componentes harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação, como as normas IEC 61000-3-2 [13] e IEEE Std 519-1992 [14].

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

As técnicas de correção passiva utilizam apenas elementos passivos, isto é, indutores e capacitores, que são associados como filtros que eliminam ou atenuam componentes harmônicas específicas, geralmente de baixa ordem. Entretanto, tais elementos devem ser aplicados ao sistema observando-se o risco da ocorrência da ressonância. Pode-se recorrer também a transformadores com conexões especiais para a eliminação de componentes harmônicas [24]. Geralmente, as técnicas passivas são simples e possuem alta robustez, embora sua utilização resulte em conversores com peso e volume elevados. A corrente drenada da fonte de alimentação possui componentes harmônicas de baixa ordem e/ou a componente fundamental defasada em relação à tensão de alimentação.

As técnicas de correção ativa impõem à corrente drenada, através de um circuito de controle apropriado, formato senoidal e defasagem nula (ou aproximadamente nula) em relação à tensão da fonte de alimentação. Isto resulta na melhor qualidade da forma de onda da corrente, melhor resposta dinâmica, peso e volume reduzidos, em comparação às técnicas passivas, embora implique elevados índices de interferência eletromagnética e maior complexidade dos circuitos.

1.6 - EXEMPLOS DE RETIFICADORES EMPREGADOS NA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

O retificador monofásico em ponte completa a diodos associado ao conversor Boost, mostrado na Fig. 1.8, é amplamente utilizado em correção ativa de fator de potência [7], aplicando a técnica de imposição da corrente de entrada e regulação da tensão de saída denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada, em virtude das seguintes características desejáveis:

- Níveis de interferência eletromagnética reduzidos, em comparação a outras técnicas e conversores, visto que a corrente de entrada é contínua;
- Simplificação do circuito de acionamento do interruptor, em função do posicionamento do mesmo em relação à referência.

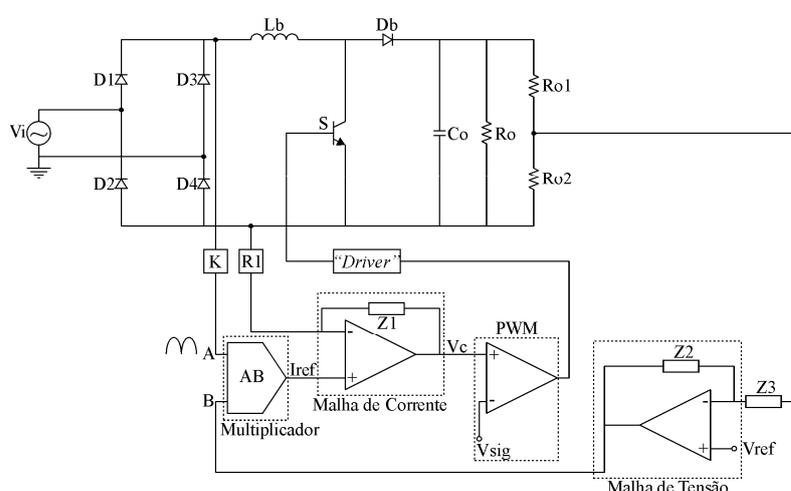


Fig. 1.8 – Retificador monofásico associado ao conversor Boost empregando a técnica de controle por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

De acordo com o circuito da Fig. 1.8, verifica-se que a corrente de entrada 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.

Pode-se aplicar diversas técnicas de comutação não dissipativa ao retificador com correção do fator de potência [26] [37], através de circuitos que normalmente empregam interruptores auxiliares e elementos que armazenam energia, possibilitando a operação com altas frequências de comutação. Assim, tem-se a redução do volume do conversor mantendo elevado rendimento, embora isto aumente a complexidade do circuito de controle e do conversor propriamente dito.

As perdas por condução consideravelmente elevadas no conversor da Fig. 1.8 devem-se à 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 transferência de energia, através de dois diodos da ponte retificadora e do diodo Boost.

A operação com baixas perdas por condução é obtida através da integração do conversor Boost e do retificador, resultando na topologia descrita em [18] e mostrada na Fig. 1.9, onde a corrente flui simultaneamente por apenas dois semicondutores em quaisquer das etapas de operação.

As técnicas de comutação suave empregadas em conversores CC-CC e na estrutura da Fig. 1.8 podem ser aplicadas a este conversor, reduzindo as perdas de comutação e aumentando a eficiência global do conversor. Em [35], são estudadas estratégias associadas a este conversor, operando com a técnica de modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada.

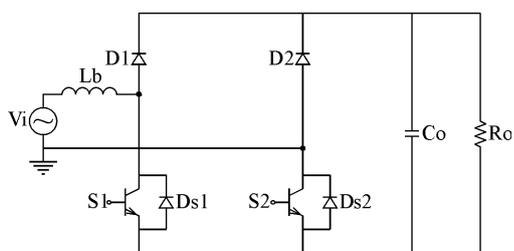


Fig. 1.9 – Retificador monofásico com baixas perdas por condução.

Em termos de correção ativa do fator de potência para fontes com alimentação trifásica, são disponibilizadas na literatura diversas topologias que utilizam o retificador do tipo ponte completa a diodos associado ao conversor Boost, resultando nos conversores denominados retificadores Boost PWM não isolados. Estas estruturas são capazes de operar com distorção harmônica da corrente de entrada inferior a 5%, conforme as restrições estabelecidas por regulamentações internacionais, a exemplo das normas IEC-61000-3-2 [13] e IEEE Std 519 [14].

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

Normalmente, as características desejáveis nos retificadores Boost PWM, que os tornam atrativos para a correção do fator de potência, são a redução dos esforços de corrente nos interruptores, minimização das perdas, baixas tensões de bloqueio para os interruptores e menores valores de corrente de recuperação reversa para os diodos, o que fornece alta confiabilidade aos conversores. Outras características desejáveis residem no reduzido número de semicondutores e ótima qualidade da corrente absorvida da fonte de alimentação, implicando baixo custo e pequeno volume de filtro.

Em [28], são descritas topologias de retificadores Boost PWM trifásicos que fornecem tensão contínua não isolada, dentre as quais algumas são caracterizadas a seguir.

O retificador de seis pulsos constituído por uma ponte completa de interruptores é ilustrado na Fig. 1.10. Este conversor permite fluxo bidirecional de potência, embora os interruptores sejam submetidos a esforços significativos, além de necessitar de elevadas

freqüências de comutação para a redução das dimensões do filtro de entrada. Portanto, a estrutura em questão possui custo elevado e demonstra confiabilidade e eficiência reduzidas.

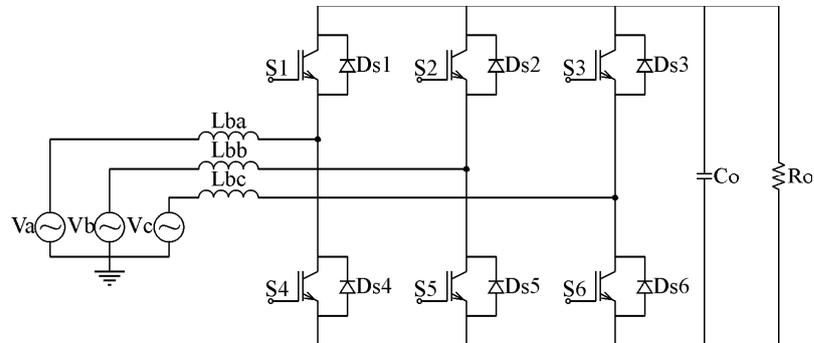


Fig. 1.10 – Retificador do tipo ponte completa.

O conversor desenvolvido em [25] e mostrado na Fig. 1.11 possui simplicidade e baixo custo inerentes, embora opere em modo de condução descontínua, ocasionando níveis de interferência eletromagnética consideráveis.

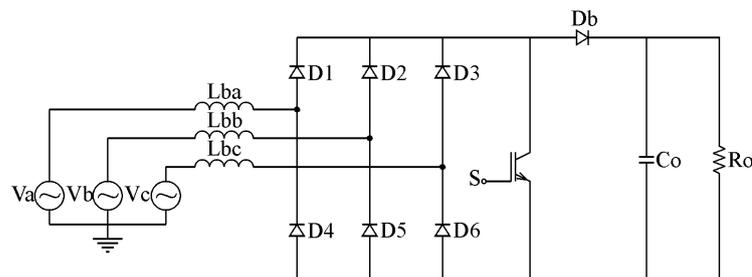


Fig. 1.11 – Retificador trifásico associado ao conversor Boost operando em modo de condução descontínua.

Os conversores mostrados na Fig. 1.12, Fig. 1.13 e Fig. 1.14 podem operar com fator de potência unitário e com pequena parcela do valor eficaz da corrente de entrada circulando através dos interruptores, sendo que a maior parte desta circula através dos diodos da ponte retificadora. Desta forma, atribui-se a estes conversores as características relevantes de baixo custo, perdas reduzidas e alta confiabilidade. Entretanto, a unidirecionalidade do fluxo de potência consiste em uma limitação inerente.

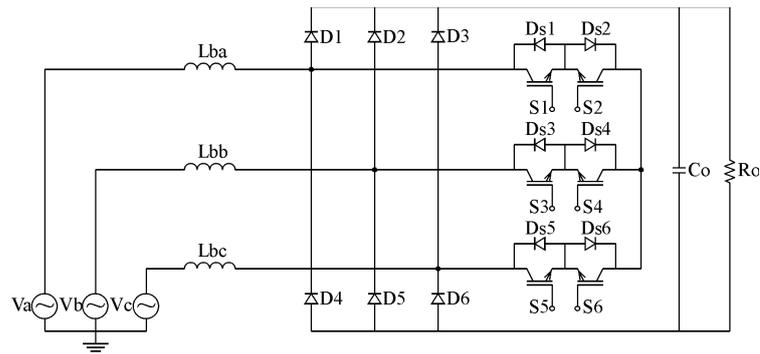


Fig. 1.12 – Retificador Boost PWM associado a uma topologia em conexão estrela.

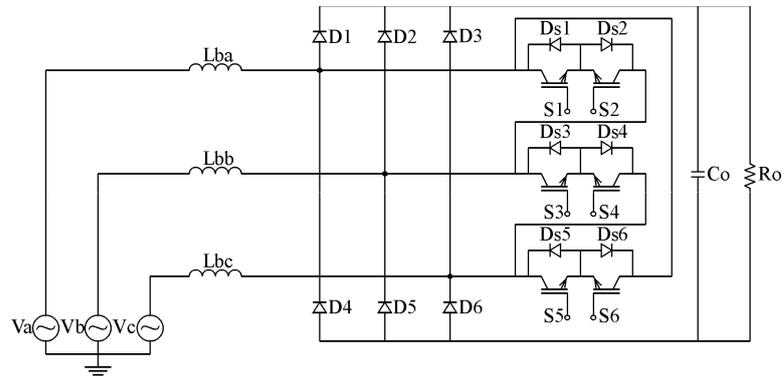


Fig. 1.13 – Retificador Boost PWM associado a uma topologia em conexão triângulo.

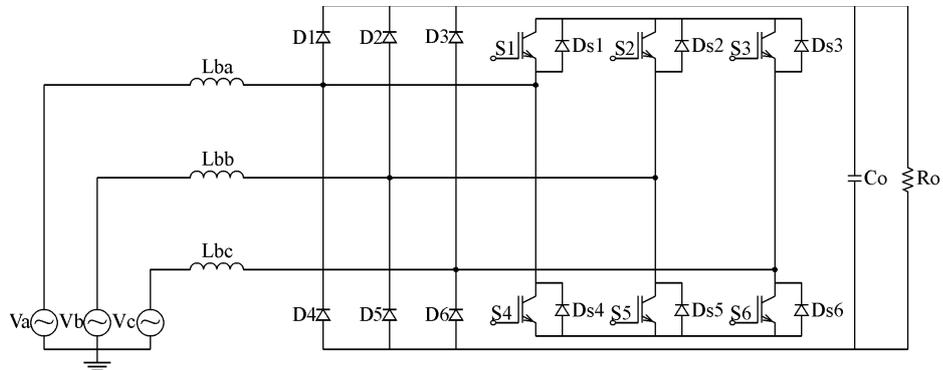


Fig. 1.14 – Retificador Boost PWM associado a uma topologia auxiliar do tipo inversor em ponte completa.

Conectando-se os interruptores do conversor da Fig. 1.12 ao ponto central da associação de dois capacitores de filtragem da tensão de saída, de acordo com a Fig. 1.15, tem-se o retificador trifásico a três níveis, presente em [5] e [16].

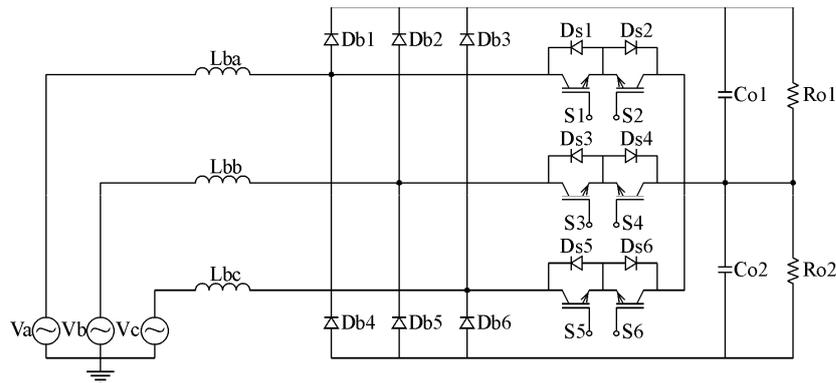


Fig. 1.15 – Retificador trifásico a três níveis.

Segundo a análise comparativa e valores medidos em [12], o retificador trifásico a três níveis pode operar, sob as mesmas condições, com metade das perdas das variações topológicas mostradas na Fig. 1.12, Fig. 1.13 e Fig. 1.14, principalmente devido aos esforços de tensão reduzidos nos interruptores. Este ainda desenvolve uma melhor performance da corrente de entrada, implicando menor custo e volume dos indutores utilizados como filtros. Outra vantagem deste conversor reside no fato de a tensão de bloqueio dos interruptores ser a metade da tensão de saída total. Como desvantagem, pode-se destacar a necessidade de uma malha de controle capaz de minimizar e eliminar possíveis desequilíbrios entre as tensões de cada saída.

Os problemas relacionados à comutação de semicondutores em conversores estáticos podem ser solucionados com o emprego de circuitos que limitam as derivadas de corrente (di/dt), durante a entrada em condução, e derivadas de tensão (dv/dt) durante o bloqueio, reduzindo a dissipação de energia e a geração de interferência eletromagnética.

Para o conversor Boost, ocorrem perdas significativas no interruptor durante a entrada em condução, já que este é submetido simultaneamente a uma corrente crescente e à tensão total de saída. A recuperação reversa dos diodos neste conversor produz uma derivada de corrente elevada, bem como acentuados picos de corrente através do interruptor. Durante a

ocorrência deste fenômeno, há oscilações de altíssimas frequências, as quais contribuem de forma significativa para a elevação do nível de ruídos.

Dentre vários circuitos destinados a proporcionar comutação suave nos interruptores dos conversores estáticos propostos na literatura, tem-se a célula proposta em [41], que consiste em um arranjo simples, eficiente e adequado para a utilização em inversores. Entretanto, esta desenvolve perdas devido à energia dissipada através de um resistor, que são proporcionais à frequência de comutação, tornando-a não recomendável para aplicações em conversores que operam em altas frequências, onde a alta eficiência é um requisito essencial.

Células de comutação passivas não dissipativas podem operar com perdas praticamente nulas, sendo recomendadas para aplicações onde a alta eficiência é desejável. Estes circuitos não requerem a utilização de semicondutores comandados apresentando, desta forma, menor custo, associado a uma maior simplicidade e confiabilidade, quando comparados às técnicas de comutação ativas. Em [39], tem-se um sumário e a descrição de diversas configurações usualmente utilizadas.

Em [22], um circuito não dissipativo do tipo LC aplicado ao conversor Buck-Boost é descrito, onde a presença da célula de auxílio à comutação possibilita a elevação da eficiência do conversor e a redução no volume de dissipadores.

Particularmente para o conversor Boost, variações topológicas de células passivas não dissipativas são apresentadas e analisadas em [15] e [23]. Os conversores propostos operam com comutação suave no bloqueio e na entrada em condução do interruptor, para uma ampla faixa de variação de carga.

A justificativa para a utilização destes circuitos em aplicações de altas potências encontra-se em [19], em termos da comparação da eficiência entre dois conversores Boost,

um operando com circuito de comutação ativa empregando interruptores auxiliares, e outro com uma célula regenerativa. O estudo demonstra que o método passivo apresenta maior eficiência para regiões de operação com altas potências.

1.7 - JUSTIFICATIVAS E OBJETIVOS DESTE TRABALHO

Diante dos aspectos mencionados anteriormente, torna-se evidente a necessidade da elaboração de topologias de retificadores com elevado fator de potência, baixa distorção harmônica da corrente de entrada, níveis de interferência eletromagnética reduzidos, alta eficiência e robustez.

Quando se trata da correção ativa do fator de potência, o retificador monofásico a três níveis tem sido objeto de grande interesse em aplicações práticas por apresentar as seguintes características, descritas em [29] e [30]:

- Número reduzido de dispositivos semicondutores, atribuído à integração do retificador e do conversor Boost;
- Baixas perdas por condução;
- A tensão de bloqueio dos interruptores é metade da tensão de saída, implicando a especificação de semicondutores com baixa tensão de bloqueio e, conseqüentemente, menor resistência de condução, caso sejam utilizados MOSFET's ou IGBT's;
- Circuito de acionamento dos interruptores simplificado, visto que uma única seqüência de pulsos pode ser aplicada aos mesmos;
- A comutação do diodo ocorre com metade da tensão de saída;
- A corrente de entrada possui menor distorção harmônica que aquela drenada por um retificador convencional, para uma mesma tensão de saída.

Neste contexto, este trabalho propõe a análise e concepção de unidades retificadoras a três níveis, bem como o estudo e a elaboração de malhas de controle para regulação da tensão de saída e imposição de correntes senoidais. Além disso, são aplicadas técnicas de comutação suave que utilizam circuitos formados por elementos passivos e diodos.

1.8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou uma revisão acerca de conceitos fundamentais envolvendo retificadores, tratando da questão do baixo fator de potência e elevado conteúdo harmônico, advinda da conexão de conversores estáticos ao sistema de alimentação.

As soluções desenvolvidas são baseadas na associação de retificadores ao conversor Boost, em função das características de alta eficiência, corrente de entrada com baixo conteúdo harmônico, custo e volume reduzidos e grande robustez.

Circuitos de auxílio à comutação do tipo passivo não dissipativo são propostos como a principal solução para os problemas de comutação dos interruptores. Estas células possuem baixo custo, simplicidade e confiabilidade, tornando possível a operação dos retificadores em altas frequências com baixas perdas por comutação.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Diante dos elevados níveis de distorção harmônica e baixo fator de potência normalmente decorrentes da conexão de conversores estáticos ao sistema de suprimento de energia elétrica, surge a necessidade da busca de topologias que consistam em soluções práticas, diretas e alternativas para a questão. Assim, este capítulo dedica-se à análise do retificador monofásico a três níveis, onde se desenvolve o estudo qualitativo e quantitativo do mesmo, visando estabelecer uma metodologia de projeto orientada.

Como forma de descrever o circuito de controle a ser utilizado, apresenta-se primeiramente um breve resumo das principais técnicas de correção ativa do fator de potência, as quais impõem uma corrente de entrada com conteúdo harmônico significativamente reduzido, sendo investigadas as vantagens e desvantagens de cada uma das mesmas. Desta forma, pode-se adotar a estratégia que melhor se adapta à topologia, a qual deve operar em modo de condução contínua sob frequência de comutação constante. Por fim, tem-se o estudo das malhas de controle a serem implementadas.

2.2 - ESTÁGIOS PRÉ-REGULADORES

Fontes chaveadas usualmente empregam um estágio de entrada constituído por um retificador a diodos associado a um filtro capacitivo na saída. Para manter um determinado nível reduzido de ondulação na tensão de saída, tem-se uma capacitância de filtro de valor

elevado, o que resulta na absorção de uma corrente com alta taxa de distorção harmônica e baixo fator de potência.

Com o intuito de solucionar tais problemas de forma ativa, introduz-se um conversor denominado pré-regulador entre o retificador e o filtro de saída, cujos interruptores operam em altas frequências. Este estágio é um conversor comandado de forma a drenar uma corrente senoidal e em fase com a tensão de alimentação. A amplitude da corrente é controlada a fim de fornecer à carga potência suficiente para manter a tensão de saída em um determinado valor regulado previamente estabelecido.

O princípio básico do estágio pré-regulador operando em modo de condução contínua consiste em impor que a corrente de entrada siga uma referência senoidal de corrente, estabelecida pela multiplicação de um primeiro sinal amostrado a partir da tensão senoidal da rede e um segundo sinal de controle derivado da tensão de saída. Os sinais derivados das tensões de entrada e de saída fornecem a forma a ser seguida e a amplitude do sinal de referência de corrente, respectivamente.

A Fig. 2.1 ilustra o esquema de um retificador com filtro capacitivo na saída, utilizando um estágio pré-regulador, o qual normalmente consiste em um conversor Boost operando em modo de condução contínua.

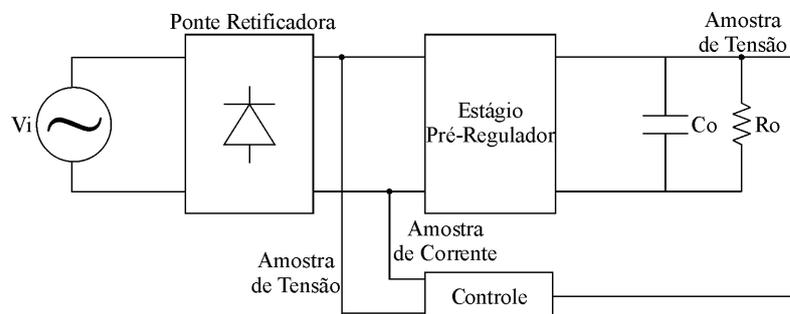


Fig. 2.1 – Esquema de um retificador empregando um estágio pré-regulador.

Através da Fig. 2.1, pode-se afirmar que a conversão CA-CC com alto fator de potência é obtida a partir de dois conversores distintos, o que se traduz na utilização de um grande número de semicondutores. Outro aspecto negativo reside na eficiência reduzida em função de elevadas perdas por condução, que são devidas à circulação simultânea de corrente em três semicondutores em todas as etapas de operação do conversor resultante.

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

Uma característica relevante atribuída ao retificador a três níveis é a existência do ponto médio entre duas tensões nos estágios de saída, podendo ser disponibilizadas para alimentação de conversores CC-CC de múltiplos níveis. Entretanto, a presença de dois estágios de saída requer a existência de uma malha de controle que mantenha o equilíbrio entre as tensões.

2.3 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E ETAPAS DE OPERAÇÃO DO RETIFICADOR A TRÊS NÍVEIS

Na Fig. 2.2, tem-se a representação esquemática do retificador monofásico a três níveis, sendo que o estudo completo deste conversor foi desenvolvido em [5]. A estrutura é constituída por dois diodos, denominados diodos Boost, e dois interruptores, os quais por sua vez conferem a característica da bidirecionalidade do fluxo de potência à topologia. O conversor possui 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 possui duas saídas distintas com um mesmo valor médio de tensão, onde a carga pode ser alimentada. O ponto comum dos capacitores é ligado ao neutro da fonte de alimentação do retificador.

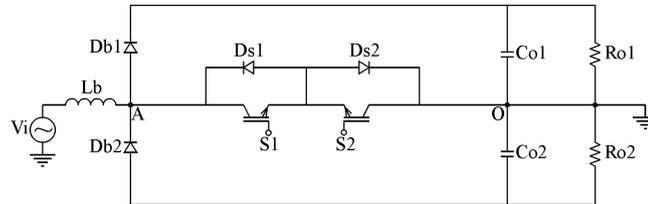


Fig. 2.2 – Retificador monofásico a três níveis.

Para esta topologia, 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.

Assim, dois conversores Boost, operando alternadamente nos semiciclos positivo e negativo da tensão de entrada, compõem a topologia do retificador a 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.

Assim, o conversor apresenta quatro etapas distintas de operação, duas para cada semiciclo da tensão de alimentação, descritas a seguir.

2.3.1 - SEMICICLO POSITIVO DA TENSÃO DE ENTRADA

Na Fig. 2.3, tem-se o primeiro estágio do conversor, onde ocorre o armazenamento de energia. Durante esta etapa, o interruptor S_1 está conduzindo, e a fonte de alimentação transfere energia para o indutor Boost com o crescimento da corrente através do mesmo. Nos estágios de saída, cada capacitor fornece energia ao resistor de carga correspondente. Assim, pode-se verificar que dois semicondutores conduzem simultaneamente a corrente de entrada.

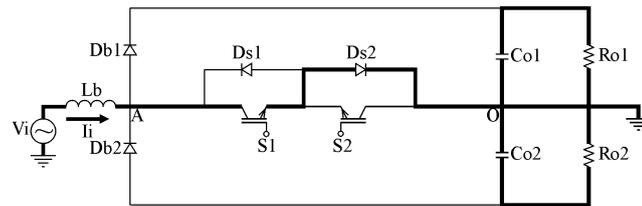


Fig. 2.3 – Etapa de acumulação de energia durante o semiciclo positivo da tensão de entrada.

A Fig. 2.4 mostra a segunda etapa de funcionamento, onde a energia acumulada no estágio anterior é transferida à carga. Quando o interruptor S_1 é bloqueado, a corrente de entrada é comutada para o diodo D_{b1} . O indutor Boost e a fonte de alimentação transferem energia para a rede formada por C_{o1} e R_{o1} , que constituem um dos estágios de saída. Durante esta etapa, a corrente de entrada circula através de um único semicondutor.

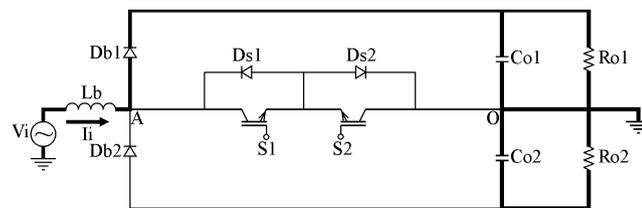


Fig. 2.4 – Etapa de transferência de energia durante o semiciclo positivo da tensão de entrada.

Durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, o capacitor C_{o2} transfere energia ao resistor R_{o2} , resultando na redução da tensão nos seus terminais. Como o diodo D_{b2} permanece bloqueado, não há a possibilidade de transferência de energia para este estágio de saída a partir da fonte de alimentação.

2.3.2 - SEMICICLO NEGATIVO DA TENSÃO DE ENTRADA

Durante o semiciclo negativo, analogamente ao positivo, há duas etapas de operação distintas, embora persistam algumas modificações, a saber:

- O sentido da corrente no indutor é invertido;
- O diodo D_{b2} conduz alternadamente com o interruptor S_2 ;
- O diodo D_{b1} e o interruptor S_1 permanecem bloqueados;

- O estágio de saída, formado pelo capacitor C_{o1} e pelo resistor R_{o1} , não recebe energia da fonte de alimentação.

A primeira etapa do semiciclo negativo da tensão de entrada é representada na Fig. 2.5. A fonte de entrada fornece energia ao indutor Boost, e os capacitores se descarregam através da carga.

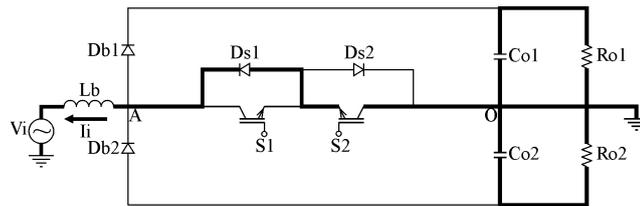


Fig. 2.5 – Etapa de acumulação de energia durante o semiciclo negativo da tensão de entrada.

A segunda etapa referente ao semiciclo negativo da tensão de entrada é ilustrada na Fig. 2.6, onde ocorre a transferência de energia do indutor Boost e da fonte de entrada para o estágio de saída correspondente, através do diodo D_{b2} .

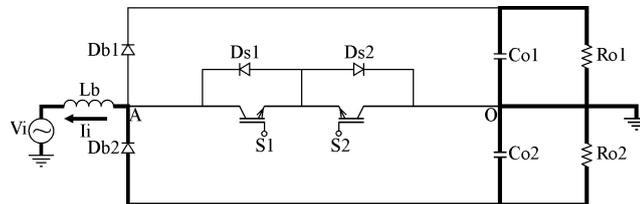


Fig. 2.6 – Etapa de transferência de energia durante o semiciclo negativo da tensão de entrada.

Caso o retificador opere com correção de fator de potência, as formas de onda da tensão de alimentação e da corrente de entrada são semelhantes àsquelas apresentadas na Fig. 2.7. A título de ilustração deste conceito, utiliza-se uma frequência de comutação reduzida.

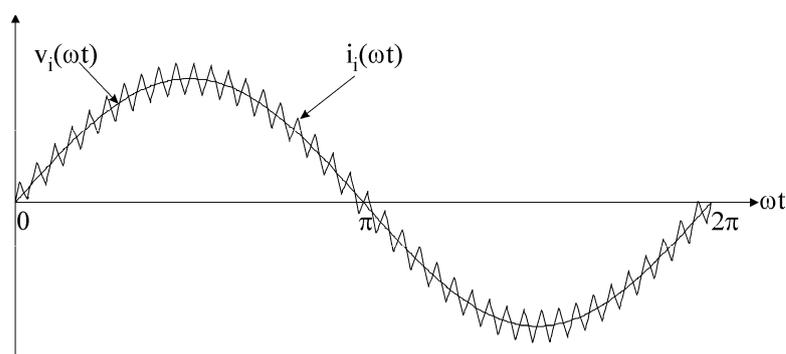


Fig. 2.7 – Formas de onda típicas da tensão de alimentação e da corrente de entrada.

A tensão entre os pontos A e O do circuito mostrado na Fig. 2.2, que correspondem à entrada do retificador e à conexão central dos capacitores de saída, respectivamente, desenvolve três valores possíveis, de acordo com o sentido da corrente de entrada e do semicondutor que se encontra em condução. Assim, durante o semiciclo positivo da tensão de entrada, quando o diodo D_{b1} conduz a corrente de entrada, a tensão V_{AO} vale $+V_o$, e quando o interruptor S_1 conduz, a tensão V_{AO} é nula. De forma análoga, no semiciclo negativo da tensão de entrada, quando o diodo D_{b2} conduz a corrente de entrada, a tensão V_{AO} é igual a $-V_o$, sendo nula quando o interruptor S_2 estiver conduzindo. Portanto, a tensão V_{AO} assume três níveis distintos, ou seja, $+V_o$, zero e $-V_o$, justificando a nomenclatura atribuída a esta topologia.

A Fig. 2.8 mostra a forma de onda da tensão V_{AO} ao longo de um ciclo completo da tensão de alimentação do retificador.

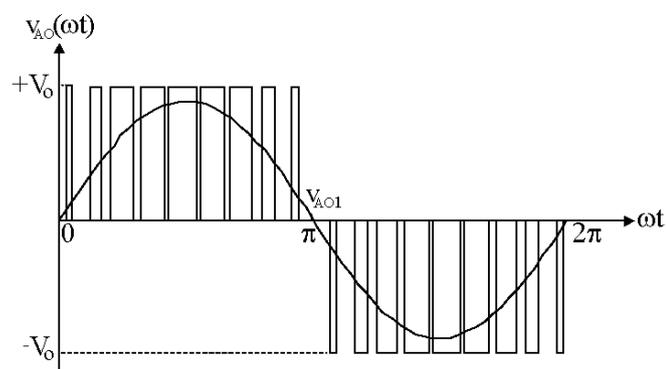


Fig. 2.8 – Forma de onda da tensão entre os pontos A e O.

2.4 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

2.4.1 - OPERAÇÃO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO EM REGIME PERMANENTE

Para fins da análise da operação em regime permanente, pode-se considerar o retificador monofásico a três níveis como sendo o resultado da associação de dois conversores Boost, onde cada um destes opera ao longo de meio ciclo da tensão de alimentação, conforme foi mencionado anteriormente.

Na Fig. 2.9, tem-se os circuitos equivalentes representativos da operação do conversor nos semiciclos positivo e negativo. Entretanto, para o estudo conservativo em regime permanente, será adotado o circuito da Fig. 2.9 (a).

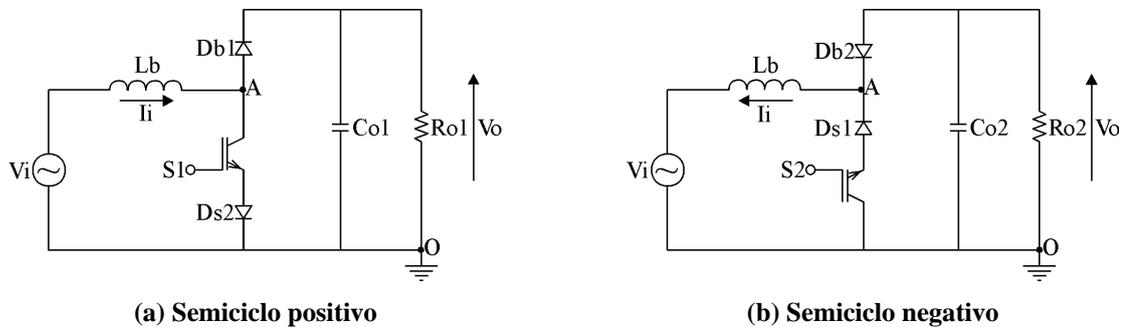


Fig. 2.9 – Circuitos equivalentes da operação do retificador monofásico a três níveis ao longo de um ciclo completo da tensão de alimentação.

Considerando a corrente no indutor L_b livre de ondulações de alta frequência, pode-se afirmar que esta possui formato senoidal no intervalo do semiciclo positivo da tensão de entrada, sendo nula no semiciclo negativo.

$$i_i(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t), \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.1)$$

$$i_i(\omega \cdot t) = 0, \text{ para } \pi \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (2.2)$$

onde:

$i_i(\omega t)$ – valor instantâneo da corrente de entrada;

I_i – valor eficaz da corrente de entrada;

ω – frequência angular da rede de alimentação.

A tensão de entrada instantânea é definida por (2.3).

$$v_i(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\omega t), \text{ para } 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.3)$$

onde:

$v_i(\omega t)$ – valor instantâneo da tensão de entrada;

V_i – valor eficaz da tensão de entrada.

Assim, a potência de entrada instantânea é dada por (2.4).

$$p_i(\omega t) = v_i(\omega t) \cdot i_i(\omega t), \text{ para } 0 \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.4)$$

onde:

$p_i(\omega t)$ – valor instantâneo da potência de entrada.

A expressão da potência de entrada instantânea para o semiciclo positivo pode ser obtida substituindo-se (2.1) e (2.3) em (2.4), da seguinte forma:

$$p_i(\omega t) = 2 \cdot V_i \cdot I_i \cdot \text{sen}^2(\omega t) = V_i \cdot I_i \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega t)], \text{ para } 0 \leq \omega t < \pi \quad (2.5)$$

Considerando o circuito da Fig. 2.9 (a), a potência instantânea no semiciclo negativo é nula, ou seja:

$$p_i(\omega t) = 0, \text{ para } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2.6)$$

Considerando a energia acumulada no indutor desprezível, ao longo de um período de comutação, se comparada à energia total transferida à carga, pode-se afirmar que a potência

instantânea fornecida ao estágio de saída é igual à potência instantânea de entrada. Então, para o semiciclo positivo da tensão de alimentação, tem-se:

$$p_o(\omega \cdot t) = V_i \cdot I_i \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)], \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.7)$$

Analogamente, a potência de saída é nula durante o semiciclo negativo.

$$p_o(\omega \cdot t) = 0, \text{ para } \pi \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (2.8)$$

Considerando a tensão no capacitor C_{ol} livre de ondulações, tem-se que a corrente fornecida ao estágio de saída através do diodo D_{bl} é proporcional à potência instantânea de saída.

$$i_o(\omega \cdot t) = \frac{p_o(\omega \cdot t)}{V_o}, \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.9)$$

onde:

$p_o(\omega \cdot t)$ – valor instantâneo da potência de saída;

$i_o(\omega \cdot t)$ – valor instantâneo da corrente de saída;

V_o – valor médio da tensão em cada estágio de saída.

Substituindo-se (2.7) em (2.9), obtém-se:

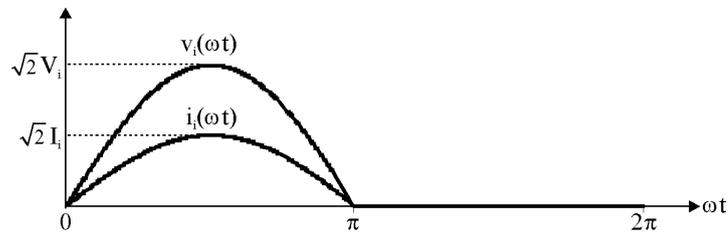
$$i_o(\omega \cdot t) = \frac{V_i \cdot I_i \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{V_o}, \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.10)$$

A expressão (2.10) corresponde ao valor médio instantâneo da corrente no diodo D_{bl} ou, em outros termos, ao valor da corrente ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação.

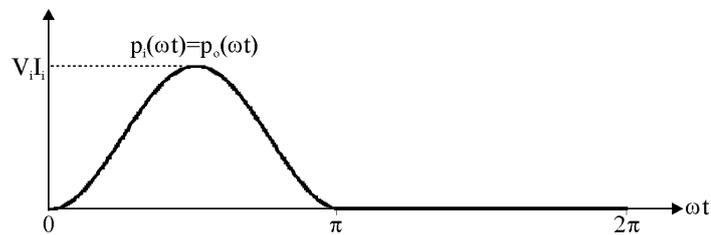
Adotando-se o circuito da Fig. 2.9 (a), tem-se que a corrente fornecida ao estágio de saída durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, dada por (2.11), é nula, uma vez que o diodo D_{bl} encontra-se bloqueado. Durante este intervalo, o capacitor C_{ol} é descarregado através da carga.

$$i_o(\omega \cdot t) = 0, \text{ para } \pi \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (2.11)$$

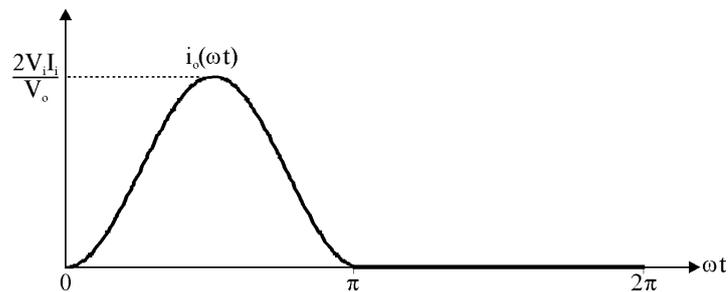
A Fig. 2.10 mostra as formas de onda referentes à tensão e corrente de entrada, potências instantâneas de entrada e saída, bem como à corrente de saída.



(a) Tensão de entrada e corrente de entrada



(b) Potências de entrada e de saída



(c) Corrente de saída

Fig. 2.10 – Formas de onda pertinentes à operação do retificador monofásico a três níveis.

2.4.2 - VARIAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA

Considerando que a tensão de saída do conversor é constante e a tensão de entrada é definida por uma senóide, a fim de que o conversor opere com frequência de comutação constante, a razão cíclica deve variar a cada período de comutação, ao longo do ciclo da tensão da fonte de alimentação.

A relação entre as tensões de entrada e saída, a cada ciclo de comutação, representa a expressão do ganho estático do conversor Boost no modo de condução contínua da corrente de entrada, com a tensão de entrada e a razão cíclica variando com o tempo.

$$\frac{V_o}{v_i(\omega \cdot t)} = \frac{1}{1 - D(\omega \cdot t)} \quad (2.12)$$

onde:

$D(\omega \cdot t)$ – valor instantâneo da razão cíclica.

Substituindo-se (2.3) em (2.12), chega-se a (2.13).

$$\frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} = \frac{1}{1 - D(\omega \cdot t)} \quad (2.13)$$

Definindo-se o ganho do conversor, ou seja, a relação entre as tensões de saída e de entrada, como sendo o parâmetro β , tem-se:

$$\beta = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i} \quad (2.14)$$

Substituindo (2.14) em (2.13), pode-se escrever a expressão da razão cíclica como:

$$D(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (2.15)$$

Na Fig. 2.11, tem-se a variação da razão cíclica do sinal de comando do interruptor S_1 durante o semiciclo positivo da tensão de alimentação. Através do gráfico, pode-se verificar que 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 em $\omega \cdot t = \pi/2$, e a unidade, que ocorre no instante da passagem por zero da tensão de alimentação.

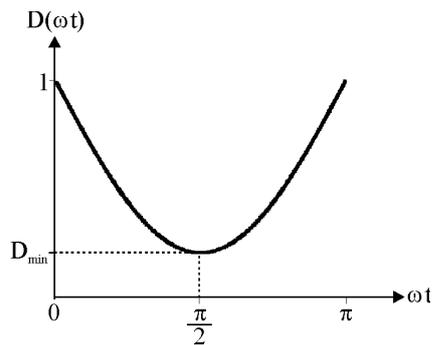


Fig. 2.11 – Variação da razão cíclica ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação.

A razão cíclica mínima pode ser obtida substituindo-se $\omega t = \pi/2$ em (2.15), resultando em (2.16).

$$D_{min} = 1 - \frac{1}{\beta} \quad (2.16)$$

2.4.3 - ONDULAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E DETERMINAÇÃO DO INDUTOR BOOST

Devido à variação da tensão de entrada e do ciclo operacional do interruptor S_1 , a ondulação da corrente de entrada varia ao longo do semiciclo positivo da tensão de alimentação.

A determinação da ondulação da corrente de entrada é necessária para o dimensionamento da indutância de entrada. A análise deste parâmetro é realizada observando-se um período de comutação do interruptor. Caso o mesmo esteja conduzindo, a tensão de entrada é aplicada sobre o indutor, ou seja:

$$\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = L_b \cdot \frac{di_i(\omega \cdot t)}{dt} \quad (2.17)$$

onde:

L_b – indutância Boost.

Em outros termos, pode-se reescrever (2.17) como:

$$\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = L_b \cdot \frac{\Delta i_i(\omega \cdot t)}{\Delta t} \quad (2.18)$$

Definindo-se Δt como o intervalo de condução e T_s como o período de comutação do interruptor, tem-se que a relação entre o intervalo de condução e a razão cíclica é dada por (2.19).

$$\Delta t = D(\omega \cdot t) \cdot T_s \quad (2.19)$$

Substituindo-se (2.15) em (2.19) e, em seguida, (2.19) em (2.18), chega-se à expressão da variação da corrente de entrada, isto é, da corrente no indutor Boost, dada por (2.21).

$$\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = L_b \cdot \frac{\Delta i_{Lb}(\omega \cdot t)}{\left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)\right] \cdot T_s} \quad (2.20)$$

$$\Delta i_{Lb}(\omega \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{L_b} \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)\right] \cdot T_s \quad (2.21)$$

Assim, a ondulação de corrente de entrada parametrizada é obtida através de (2.22).

$$\overline{\Delta i_{Lb}}(\omega \cdot t) = L_b \cdot \frac{\Delta i_{Lb}(\omega \cdot t)}{\sqrt{2} \cdot V_i \cdot T_s} \quad (2.22)$$

sendo:

$$\overline{\Delta i_{Lb}}(\omega \cdot t) = \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)\right] \quad (2.23)$$

A Fig. 2.12 apresenta as curvas referentes à ondulação de corrente no indutor Boost, parametrizada para um semiciclo da tensão de entrada e definidas pela expressão (2.23), para diversos valores do parâmetro β .

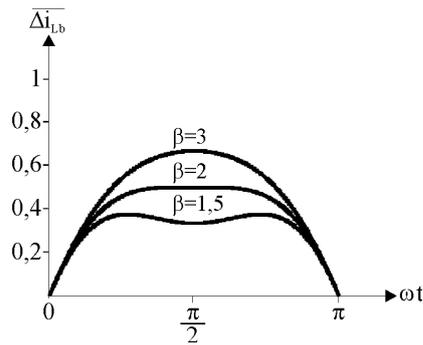


Fig. 2.12 – Ondulação da corrente de entrada parametrizada durante um semiciclo da tensão de alimentação.

O valor máximo da ondulação parametrizada é obtido a partir de (2.23), para os valores especificados das tensões de entrada e saída do conversor, ou seja, do parâmetro β , sendo que ωt varia entre 0 e π .

Derivando-se (2.23) em relação a ωt e igualando o resultado a zero, é possível determinar os instantes em que a ondulação da corrente de entrada parametrizada assume um valor máximo ou mínimo relativo. Logo, tem-se:

$$\frac{d(\overline{\Delta i_{Lb}}(\omega \cdot t))}{d(\omega \cdot t)} = 0 \quad (2.24)$$

Substituindo-se (2.23) em (2.24), é possível obter os pontos de derivada nula da corrente parametrizada, representados por (2.25) e (2.26).

$$\omega \cdot t_1 = \arcsen\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (2.25)$$

$$\omega \cdot t_2 = \frac{\pi}{2} \quad (2.26)$$

A condição de ondulação máxima em ωt_1 só é válida para $\beta \leq 2$, obtida através da substituição de (2.25) em (2.23) e dada por (2.27).

$$\overline{\Delta i_{Lb(max)}}(\omega \cdot t) = \frac{\beta}{4} \quad (2.27)$$

Para $\beta \geq 2$, existirá um único ponto de ondulação máxima em $\omega \cdot t_1$, obtido a partir da substituição de (2.26) em (2.23) e dado por (2.28).

$$\overline{\Delta i_{Lb(max)}}(\omega \cdot t) = 1 - \frac{1}{\beta} \quad (2.28)$$

Substituindo-se (2.27) ou (2.28) em (2.22), determina-se o valor da ondulação máxima de corrente no indutor como sendo:

$$\Delta i_{Lb(max)} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_i \cdot T_s}{L_b} \cdot \overline{\Delta i_{Lb(max)}} \quad (2.29)$$

Finalmente, o valor da indutância Boost pode ser determinado por (2.30).

$$L_b = \frac{\sqrt{2} \cdot V_i}{f_s} \cdot \frac{\overline{\Delta i_{Lb(max)}}}{\Delta i_{Lb(max)}} \quad (2.30)$$

onde f_s é a frequência de comutação e $\Delta i_{Lb(max)}$ é um valor previamente especificado no projeto.

2.4.4 - ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

É possível desenvolver a expressão para a ondulação da tensão de saída a partir da análise do circuito equivalente ao estágio de saída, mostrado na Fig. 2.13. Neste circuito, tem-se uma fonte de corrente que corresponde às equações (2.10) e (2.11), ou seja, a corrente que circula no estágio de saída do retificador. Nesta análise, desconsidera-se as ondulações de alta frequência provocadas pela comutação dos interruptores.

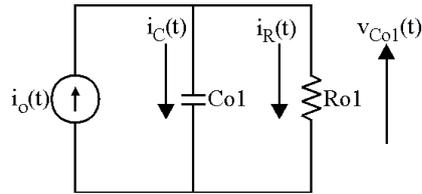


Fig. 2.13 – Circuito equivalente do estágio de saída do retificador monofásico a três níveis.

Utilizando-se os conceitos advindos das leis de Kirchhoff, pode-se afirmar que a corrente que circula no capacitor é dada pela diferença entre a corrente total de saída $i_o(t)$ e a corrente que circula na carga $i_R(t)$.

$$i_C(t) = i_o(t) - i_R(t) \quad (2.31)$$

Considerando-se que a corrente de carga é livre de ondulações, pode-se escrever:

$$i_R(t) = \frac{V_o}{R} \quad (2.32)$$

Então, tem-se que, para o semiciclo positivo da tensão de entrada, a corrente $i_C(t)$ pode ser obtida através da substituição de (2.10) em (2.32).

$$i_C(t) = \frac{V_i \cdot I_i \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{V_o} - \frac{V_o}{R}, \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.33)$$

No semiciclo negativo, o capacitor é descarregado através da carga, ou seja:

$$i_C(t) = -\frac{V_o}{R}, \text{ para } \pi \leq \omega \cdot t < 2\pi \quad (2.34)$$

A corrente que circula através da carga corresponde à componente contínua da corrente total de saída, da seguinte forma:

$$i_R(t) = i_{o(méd.)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_C(t) \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.35)$$

$$i_{o(méd.)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left\{ \frac{V_i \cdot I_i \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{V_o} \right\} \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.36)$$

Desenvolvendo-se (2.36), obtém-se (2.37).

$$i_{o(méd.)} = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o} \quad (2.37)$$

De acordo com a igualdade estabelecida por (2.35), pode-se escrever:

$$i_R(t) = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o} \quad (2.38)$$

Substituindo (2.38) em (2.33), obtém-se (2.39):

$$i_C(t) = \frac{V_i \cdot I_i \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{V_o} - \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o}, \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.39)$$

Desenvolvendo (2.39), chega-se a:

$$i_C(t) = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o} - \frac{V_i \cdot I_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{V_o}, \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.40)$$

No semiciclo negativo, tem-se que a corrente no capacitor é dada por:

$$i_C(t) = -\frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o}, \text{ para } \pi \leq \omega \cdot t < 2\pi \quad (2.41)$$

Desta forma, as expressões (2.40) e (2.41) definem a corrente no capacitor C_{o1} durante um período completo da tensão de entrada do retificador.

As expressões referentes à ondulação de tensão no capacitor são obtidas a partir das equações da corrente através deste componente. Então, para o semiciclo positivo, tem-se:

$$v_{C_{o1}}(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i_C(t) \cdot dt = \frac{1}{C} \cdot \int \left[\frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o} - \frac{V_i \cdot I_i \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t)}{V_o} \right] \cdot dt \quad (2.42)$$

onde C exprime o valor das capacitâncias C_{o1} e C_{o2} .

Desenvolvendo-se (2.42), chega-se a:

$$v_{C_{o1}}(t) = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o \cdot C} \cdot t - \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C} \cdot \frac{V_i \cdot I_i \cdot \sen(2 \cdot \omega \cdot t)}{V_o} + K_1 \quad (2.43)$$

Sabendo-se que a condição estabelecida por (2.44) é válida, pode-se determinar a constante K_1 .

$$v_{C_{o1}}(0) = -v_{C_{o1}}\left(\frac{\pi}{\omega}\right) \quad (2.44)$$

Substituindo (2.44) em (2.43), tem-se:

$$K_1 = -\frac{V_i \cdot I_i \cdot \pi}{4 \cdot \omega \cdot V_o \cdot C} \quad (2.45)$$

Substituindo-se (2.45) em (2.43), obtém-se:

$$v_{C_{o1}}(t) = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o \cdot C} \cdot t - \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot C} \cdot \frac{V_i \cdot I_i \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t)}{V_o} - \frac{V_i \cdot I_i \cdot \pi}{4 \cdot \omega \cdot V_o \cdot C} \quad (2.46)$$

A expressão (2.47) representa a ondulação de tensão parametrizada.

$$\overline{v_{C_{o1}}}(t) = v_{C_{o1}}(t) \cdot \frac{2 \cdot \omega \cdot C \cdot V_o}{V_i \cdot I_i} \quad (2.47)$$

Desta forma, tem-se:

$$\overline{v_{C_{o1}}}(t) = \omega \cdot t - \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{\pi}{2}, \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.48)$$

Integrando-se (2.41), pode-se obter a expressão da tensão no capacitor C_{o1} válida para o semiciclo negativo da tensão de alimentação, ou seja:

$$v_{C_{o1}}(t) = \frac{1}{C} \cdot \int \left[-\frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o} \right] \cdot dt \quad (2.49)$$

$$v_{C_{o1}}(t) = -\frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o \cdot C} \cdot t + K_2 \quad (2.50)$$

Pode-se determinar a constante K_2 sabendo-se que a condição imposta por (2.51) é válida.

$$v_{C_{o1}}\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = -v_{C_{o1}}\left(\frac{2\pi}{\omega}\right) \quad (2.51)$$

Portanto, considerando a igualdade estabelecida por (2.51), tem-se:

$$-\frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o \cdot C} \cdot \frac{\pi}{\omega} + K_2 = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o \cdot C} \cdot \frac{2\pi}{\omega} - K_2 \quad (2.52)$$

Finalmente, a constante K_2 pode ser representada através de (2.53).

$$K_2 = \frac{3}{2} \cdot \frac{V_i \cdot I_i \cdot \pi}{2 \cdot \omega \cdot V_o \cdot C} \quad (2.53)$$

Substituindo (2.53) em (2.50), obtém-se:

$$v_{C_{o1}}(t) = -\frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o \cdot C} \cdot t + \frac{3}{2} \cdot \frac{V_i \cdot I_i \cdot \pi}{2 \cdot \omega \cdot V_o \cdot C} \quad (2.54)$$

Assim, a expressão (2.54) parametrizada é definida por (2.55).

$$\overline{v_{C_{o1}}}(t) = -\omega \cdot t + \frac{3\pi}{2}, \text{ para } \pi \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (2.55)$$

As formas de onda relacionadas ao estágio de saída do conversor são mostradas na Fig. 2.14. A tensão no capacitor C_{o2} possui a mesma forma de onda da tensão no capacitor C_{o1} , embora defasada em 180° , sendo definida pelas equações (2.56) e (2.57), válidas para os semiciclos positivo e negativo, respectivamente.

$$\overline{v_{C_{o2}}}(t) = -\omega \cdot t + \frac{\pi}{2}, \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.56)$$

$$\overline{v_{C_{o2}}}(t) = \omega \cdot t - \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) - \frac{3\pi}{2}, \text{ para } \pi \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (2.57)$$

A tensão de saída parametrizada total é dada pela soma das tensões em ambos os capacitores, resultante da soma de (2.48), (2.55), (2.56) e (2.57):

$$\overline{v_C}(t) = \overline{v_{C_{o1}}}(t) + \overline{v_{C_{o2}}}(t), \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (2.58)$$

$$\overline{v_C}(t) = -\text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t), \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (2.59)$$

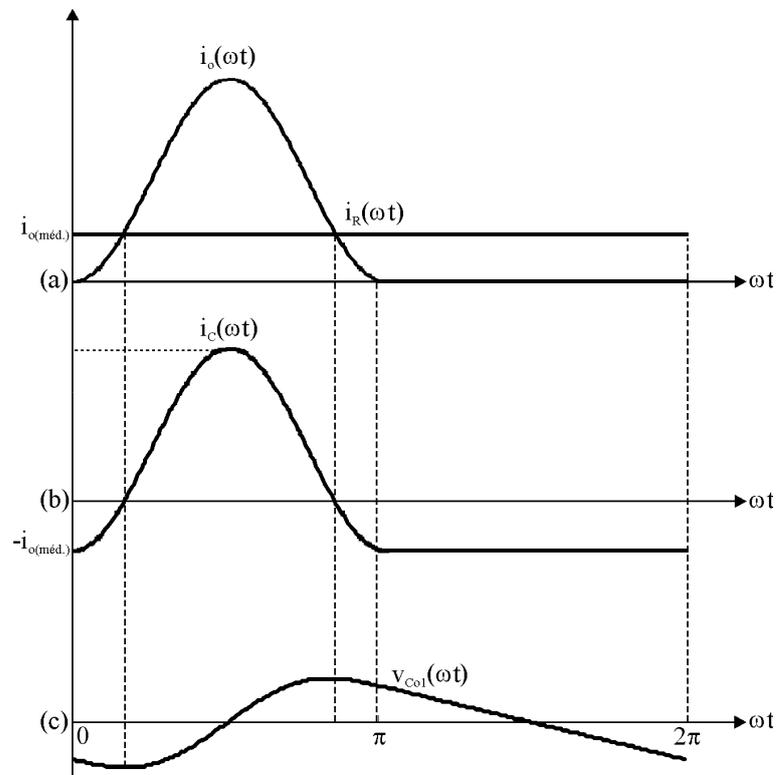


Fig. 2.14 – Formas de onda referentes ao estágio de saída do conversor.

(a) Corrente de saída e corrente no resistor R

(b) Corrente no capacitor C_{o1}

(c) Tensão no capacitor C_{o1}

Verifica-se através de (2.59) que o valor máximo da ondulação da tensão de saída parametrizada total é igual à unidade. Assim, adota-se o mesmo para o cálculo da capacitância necessária para obter uma ondulação máxima da tensão total de saída especificada. Logo, pode-se escrever:

$$C = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot \omega \cdot V_o \cdot \Delta V_o} \quad (2.60)$$

onde ΔV_o representa a amplitude da ondulação máxima especificada para a tensão de saída total do retificador.

Em outros termos, é possível reescrever (2.60) como:

$$C = \frac{P_i}{2 \cdot \omega \cdot V_o \cdot \Delta V_{C(max)}} \quad (2.61)$$

A Fig. 2.15 mostra as formas de onda da tensão parametrizada em cada capacitor, bem como a tensão parametrizada total. Pode-se observar que a frequência da ondulação da tensão de saída total do retificador é 120Hz.

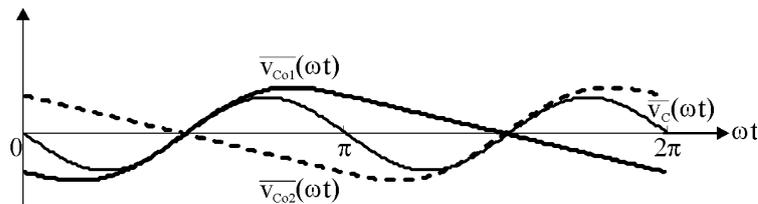


Fig. 2.15 – Ondulação parametrizada da tensão nos capacitores e da tensão de saída total.

2.4.5 - ESFORÇOS NOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES E ELEMENTOS PASSIVOS

2.4.5.1 - ESFORÇOS DE CORRENTE NO DIODO BOOST

Uma vez que a corrente média no capacitor é nula, a corrente média injetada no estágio de saída é a mesma que circula pelo diodo, sendo dada por (2.37) ou, em outros termos, por (2.62), (2.63) ou (2.64).

$$i_{Db(méd.)} = \frac{V_i \cdot I_i}{2 \cdot V_o} \quad (2.62)$$

$$i_{Db(méd.)} = \frac{I_i}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \beta} \quad (2.63)$$

$$i_{Db(méd.)} = \frac{P_o}{2 \cdot V_o} \quad (2.64)$$

sendo P_o a potência de saída total.

A corrente média instantânea através do diodo é dada por (2.10), que corresponde à corrente do estágio de saída.

$$i_{Db}(\omega \cdot t) = \frac{V_i \cdot I_i \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{V_o}, \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.65)$$

De posse da expressão da corrente instantânea, pode-se calcular a corrente eficaz no diodo.

$$i_{Db(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \left\{ \frac{V_i \cdot I_i \cdot [1 - \cos(2 \cdot \omega \cdot t)]}{V_o} \right\}^2 d(\omega \cdot t)} \quad (2.66)$$

Resolvendo (2.66), obtém-se:

$$i_{Db(ef.)} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I_i}{\beta} \quad (2.67)$$

2.4.5.2 - ESFORÇOS DE CORRENTE NO INTERRUPTOR

A Fig. 2.16 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, considera-se que a mesma apresenta patamar constante e igual à corrente média instantânea de entrada, isto é, o valor da ondulação em alta frequência é desprezado.

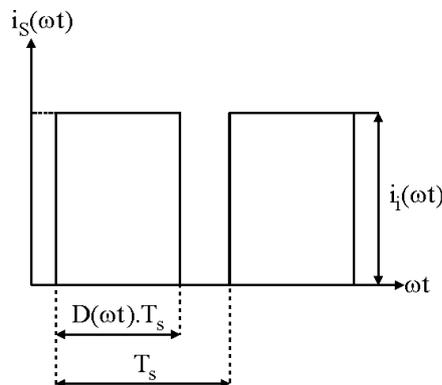


Fig. 2.16 – Corrente no interruptor durante um período de comutação.

Para um período de comutação, a corrente média é dada por:

$$i_{S(méd.)} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D(\omega \cdot t)T_s} i_i(\omega \cdot t) \cdot dt \quad (2.68)$$

Resolvendo (2.68), obtém-se:

$$i_{S(méd.)} = i_i(\omega \cdot t) \cdot D(\omega \cdot t) \quad (2.69)$$

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

$$i_{S(méd.)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi [i_i(\omega \cdot t) \cdot D(\omega \cdot t)] \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.70)$$

Substituindo as expressões referentes à corrente média instantânea de entrada e à razão cíclica instantânea, isto é, (2.1) e (2.15), respectivamente, em (2.70), obtém-se (2.71).

$$i_{S(méd.)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left\{ \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \right\} \cdot d(\omega \cdot t) \quad (2.71)$$

Resolvendo (2.71), tem-se:

$$i_{S(méd.)} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{4} \cdot \frac{(4 \cdot \beta - \pi)}{\pi \cdot \beta} \quad (2.72)$$

O valor eficaz da corrente no interruptor em um ciclo de comutação é obtido através de (2.73).

$$i_{S(ef.)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \left\{ \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \right\}^2 \cdot d(\omega \cdot t)} \quad (2.73)$$

Resolvendo (2.73), chega-se a (2.74).

$$i_{S(ef.)} = \frac{\sqrt{6} \cdot I_i}{6} \cdot \sqrt{3 - \frac{8}{\pi \cdot \beta}} \quad (2.74)$$

2.4.5.3 - ESFORÇOS DE TENSÃO NO DIODO BOOST

Quando um dos diodos encontra-se em condução, o outro fica submetido a uma tensão reversa igual à tensão de saída total do retificador, isto é:

$$V_{Db(rev.)} = 2 \cdot V_o \quad (2.75)$$

2.4.5.4 - ESFORÇOS DE TENSÃO NO INTERRUPTOR

Quando um diodo está conduzindo, o interruptor fica submetido à metade da tensão total do barramento CC.

$$V_{S(rev.)} = V_o \quad (2.76)$$

2.5 - ESTUDO DAS PRINCIPAIS TÉCNICAS DE CONTROLE EMPREGADAS NA CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA EM CONVERSORES DO TIPO BOOST

A seguir, é apresentado um resumo das principais técnicas de controle utilizadas na correção ativa do fator de potência em conversores do tipo Boost.

2.5.1 - MODULAÇÃO POR HISTERESE

Este tipo de modulação consiste na monitoração da corrente dentro de uma faixa de histerese, conforme a Fig. 2.17 [27]. Os limites da corrente são determinados através da utilização de circuitos divisores resistivos, amostrando-se a tensão de entrada senoidal.

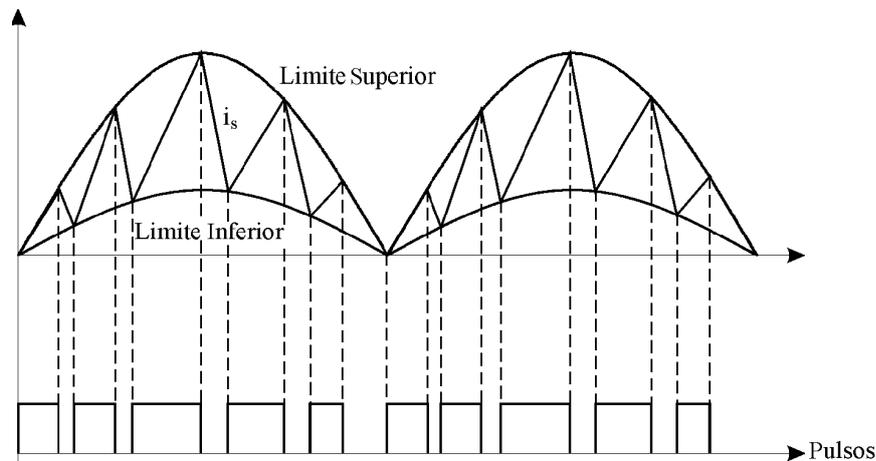


Fig. 2.17 – Método de controle da modulação por histerese.

A monitoração da corrente de entrada é obtida por meio de sensores de corrente, os quais consistem em uma simples resistência, ou mesmo um transformador de corrente associado a uma ponte retificadora.

O princípio da técnica de controle da corrente por histerese é baseado na comparação entre a amostra de corrente e a faixa de histerese. O circuito de controle comanda a condução ou o bloqueio do interruptor nos instantes em que a corrente atinge o limite superior ou inferior, respectivamente.

Assim, pode-se afirmar que esta estratégia possui as seguintes características:

- Frequência de comutação variável;
- Alto fator de potência;
- Operação em modo contínuo;
- Necessidade de sensores de corrente e multiplicadores, utilizados na regulação de tensão de saída, tornando o circuito de controle complexo.

2.5.2 - CONTROLE PELO PICO DE CORRENTE

Esta estratégia baseia-se na monitoração da corrente, comparada a um sinal de referência obtido através de uma amostra da tensão de entrada [27]. O interruptor é bloqueado quando a amostra de corrente atinge o valor de referência, analogamente ao controle por histerese. A condução é definida pela frequência de chaveamento, que é constante. O princípio desta técnica é ilustrado graficamente na Fig. 2.18.

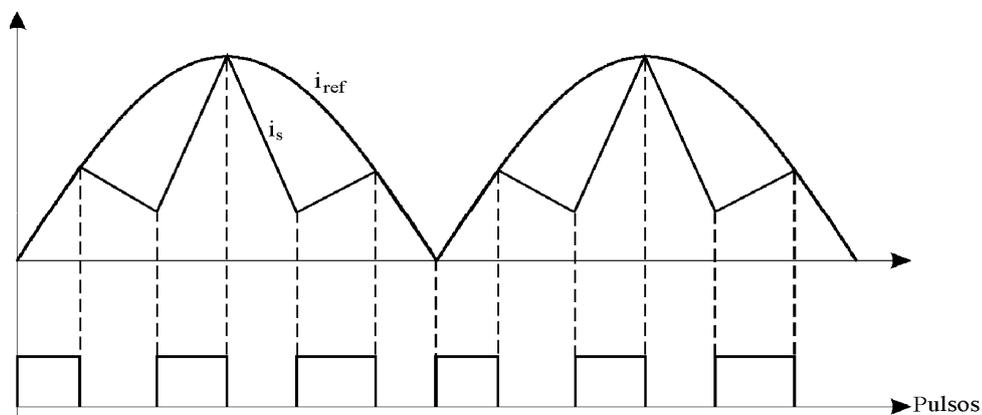


Fig. 2.18 – Método de controle pelo pico de corrente.

Desta forma, as seguintes características podem ser atribuídas ao método de controle pelo pico de corrente:

- Alto fator de potência;
- Operação de forma contínua;
- Frequência de operação constante;
- Distorção harmônica da corrente de entrada aproximadamente nula;
- Alta complexidade do circuito de controle, sendo necessária, para a regulação de tensão de saída, a utilização de sensores de corrente e multiplicadores.

2.5.3 - MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM)

Este tipo de técnica de controle consiste em variar o tempo de bloqueio ou condução do interruptor, através da comparação de uma forma de onda triangular ou dente de serra com uma senóide, de forma que a razão cíclica possua variação senoidal [27]. O interruptor passa a conduzir quando o valor da onda triangular torna-se maior que o sinal senoidal, sendo o mesmo bloqueado quando o oposto acontece. A Fig. 2.19 representa o comportamento deste tipo de modulação.

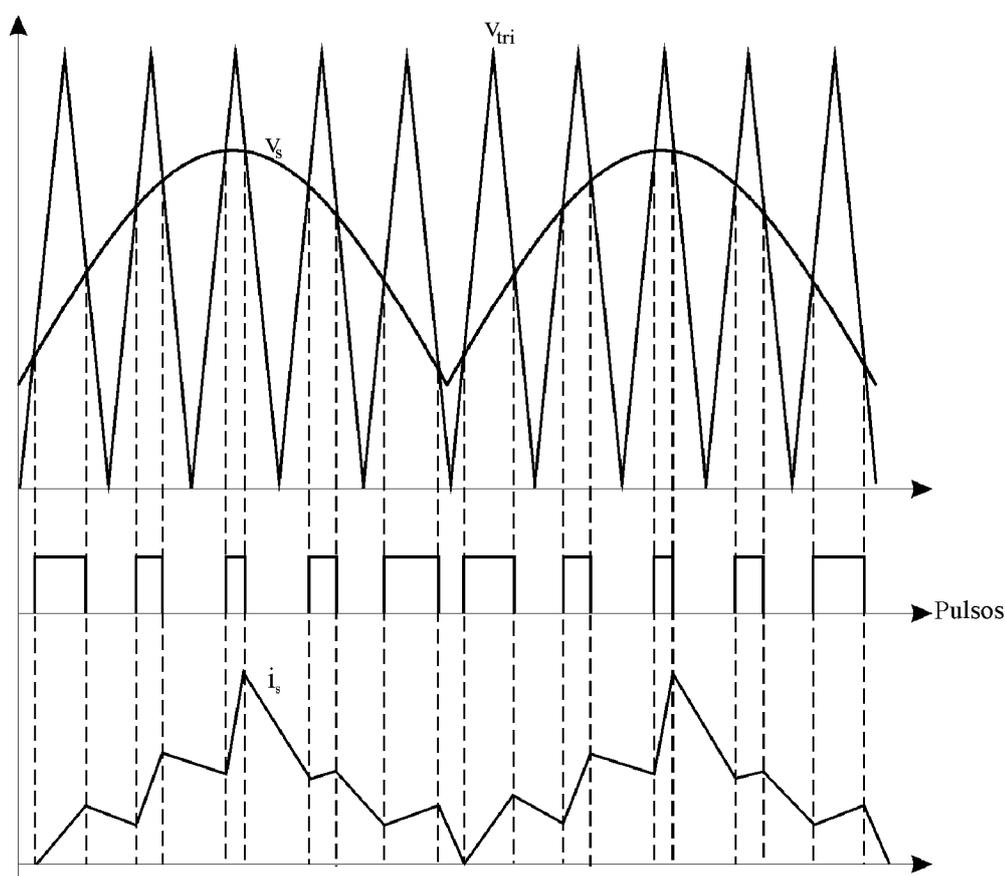


Fig. 2.19 – Método de controle da modulação por largura de pulso.

A modulação por largura de pulso senoidal possui as seguintes características:

- Modo de operação contínuo e descontínuo;
- Frequência fixa;

- O fator de potência pode ser comprometido devido à distorção harmônica da corrente;
- Facilidade de implementação.

2.5.4 - MÉTODO DE CONTROLE PELA CORRENTE MÉDIA

O princípio desta técnica de controle, ilustrado na Fig. 2.20, consiste em gerar uma corrente de referência que monitorará a corrente de entrada, sendo esta referência produzida por um circuito multiplicador-divisor [27].

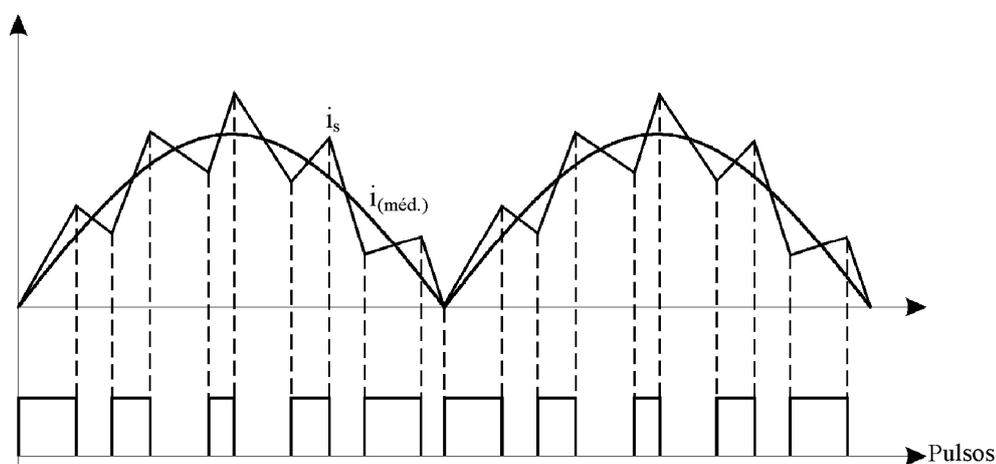


Fig. 2.20 – Método de controle pela corrente média.

A esta estratégia, são atribuídas as seguintes características:

- Alto fator de potência;
- Frequência de operação constante;
- Operação no modo contínuo;
- Necessidade de sensores de corrente, multiplicadores e integradores, tornando o circuito de controle complexo.

2.5.5 - ESCOLHA DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE ADEQUADA E DETERMINAÇÃO DE MODELOS PARA O DIMENSIONAMENTO DAS MALHAS DE CONTROLE

A técnica de controle denominada modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada aplicada a conversores CA-CC tornou-se notoriamente popular em função das características mencionadas no item 2.5.4 e, ainda, devido à existência do CI UC3854, fabricado por *Texas Instruments, Inc.* [42]. Assim, obtém-se na saída do conversor tensão constante, regulada e independente das variações de carga ou do nível da tensão de alimentação, sendo que a corrente drenada possui forma senoidal e em fase com a tensão de alimentação.

O módulo pré-regulador UC3854 foi desenvolvido com o intuito de minimizar o conteúdo harmônico da corrente de entrada em conversores de potência, empregando-se artifícios de controle ativo necessários à obtenção de um fator de potência aproximadamente unitário [1] [2]. Este dispositivo possibilita o projeto de um estágio pré-regulador em condições de operar ao longo de uma ampla faixa de potência da tensão de linha, sem a necessidade de considerar a tensão ou a frequência da rede local.

O funcionamento do CI UC3854 é baseado na geração de uma corrente de referência que irá monitorar a corrente de entrada. A configuração básica do circuito de controle aplicado ao retificador monofásico a três níveis é mostrada na Fig. 2.21 [40] [42].

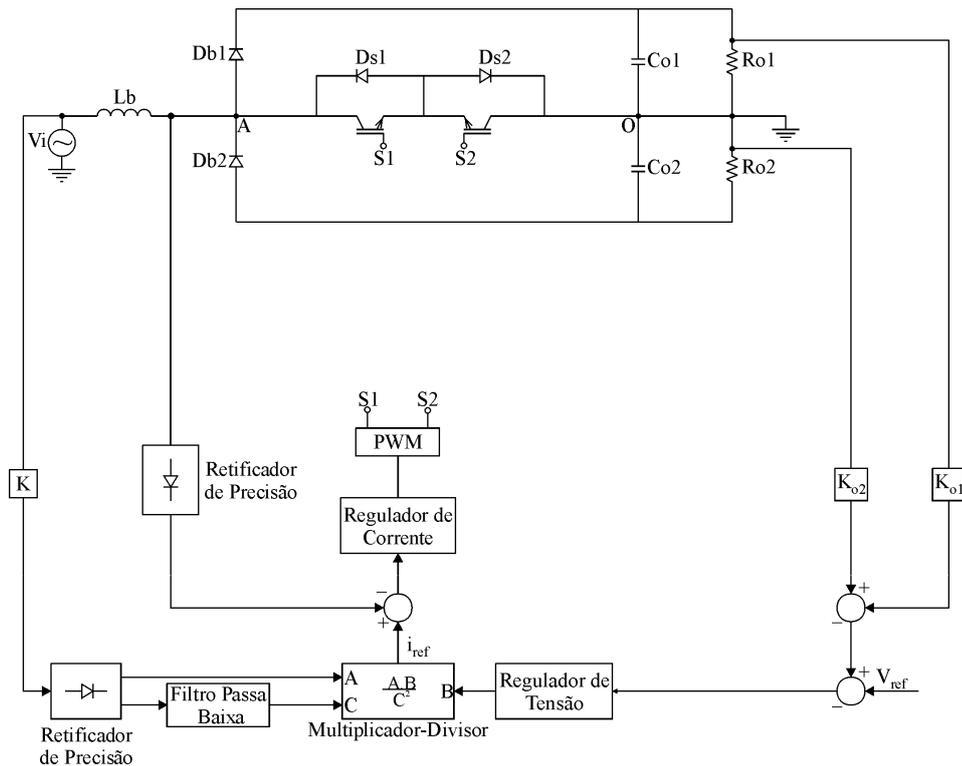


Fig. 2.21 – Circuito integrado UC3854 associado ao retificador monofásico a três níveis.

A seguir, tem-se a descrição de cada bloco do sistema de controle do conversor.

- **Multiplicador-divisor:** este bloco gera o sinal de referência de corrente (i_{ref}) a partir de operações de multiplicação e divisão dos sinais 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);
- **Sensor K :** ganho do sensor que amostra a tensão de entrada, cujo sinal de saída fornece a forma para o sinal de referência de corrente;
- **Regulador de tensão:** 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 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 tipo dente de serra que estabelece a frequência de comutação, sendo a saída correspondente ao sinal PWM de comando dos interruptores.
- Sensores K_{o1} e K_{o2} : ganho dos sensores de tensão que amostram a tensão de saída do conversor;
- Sensor de corrente: retira uma amostra da corrente de entrada do retificador, podendo ser do tipo resistivo ou efeito Hall, gerando 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;
- Filtro passa baixa: este bloco visa 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.

2.5.5.1 - MALHA DE CORRENTE

O objetivo desta malha é impor à corrente de entrada do retificador um sinal de referência senoidal e em fase com a tensão de alimentação. Desta forma, o conversor é capaz de operar com fator de potência aproximadamente unitário e absorver 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 [5].

Para projetar o sistema de controle que impõe tal corrente, deve-se determinar a função de transferência que relaciona um sinal de controle e a corrente de entrada do retificador. Em outras palavras, a função de transferência a ser determinada deve relacionar a corrente no indutor e a razão cíclica de operação do interruptor, que são as variáveis controlada e de controle, respectivamente.

Pode-se obter a função de transferência $G(s)$ a partir da aplicação do modelo da chave PWM, descrito por Vorperian em [43], ao circuito mostrado na Fig. 2.21, o que resulta no diagrama esquemático da Fig. 2.22.

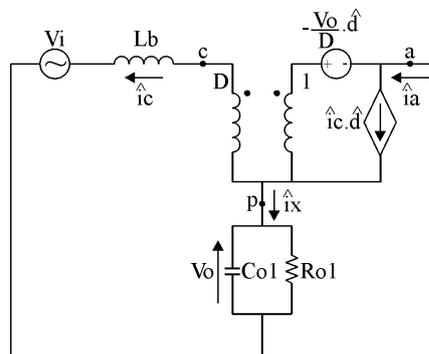


Fig. 2.22 – Modelo do conversor para a obtenção da função transferência $G(s)$.

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

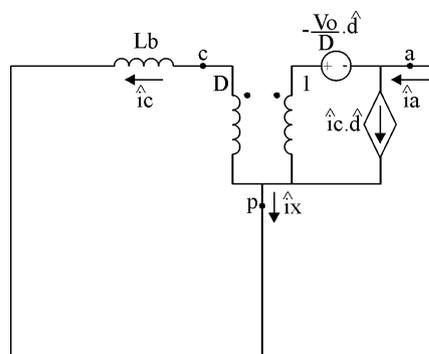


Fig. 2.23 – Modelo simplificado do conversor para a obtenção da função transferência $G(s)$.

A partir da análise do circuito simplificado, tem-se:

$$\frac{I_C(s)}{D(s)} = \frac{-V_o}{s \cdot L_b} \quad (2.77)$$

onde:

$$I_C(s) = -I_{L_b}(s) \quad (2.78)$$

Substituindo (2.78) em (2.77), obtém-se:

$$G(s) = \frac{I_{L_b}(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_b} \quad (2.79)$$

Assim, o diagrama esquemático do sistema de controle para imposição da corrente de entrada é mostrado na Fig. 2.24, onde 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 a saída do regulador de corrente, resultando no sinal PWM de acionamento do interruptor.

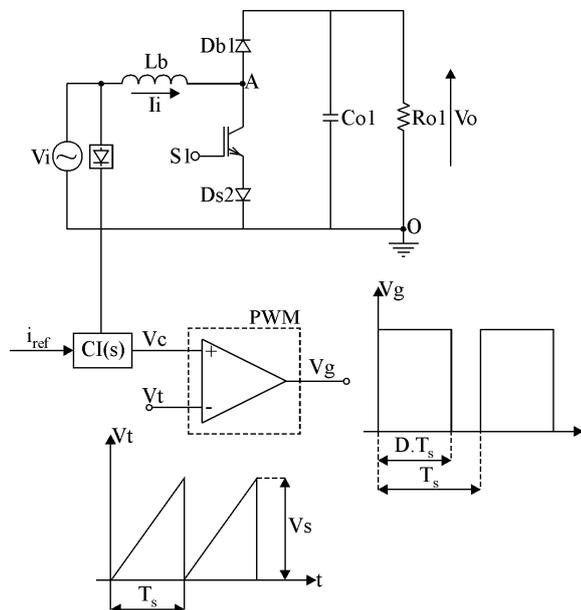


Fig. 2.24 – Sistema de controle da corrente de entrada.

A Fig. 2.25 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle da corrente de entrada, sendo que o sensor de corrente é representado pelo ganho R_{sh} .

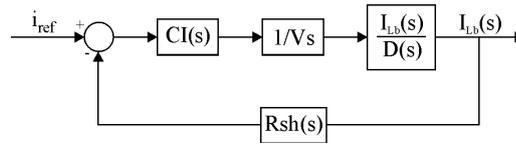


Fig. 2.25 – Diagrama de blocos da malha de corrente.

A função de transferência $G(s)$ possui inclinação de -20dB/déc. no diagrama de módulo, com um ângulo de fase igual a -90° . O sistema apresenta ganho elevado em baixas frequências, o que leva o erro estático a zero, sendo isto 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 V_o , encontra-se na ordem de milhares de hertz, sendo necessária sua elevação, com o intuito de conferir ao sistema melhor resposta dinâmica. A Fig. 2.26 mostra o diagrama de Bode típico para a função de transferência $G(s)$.

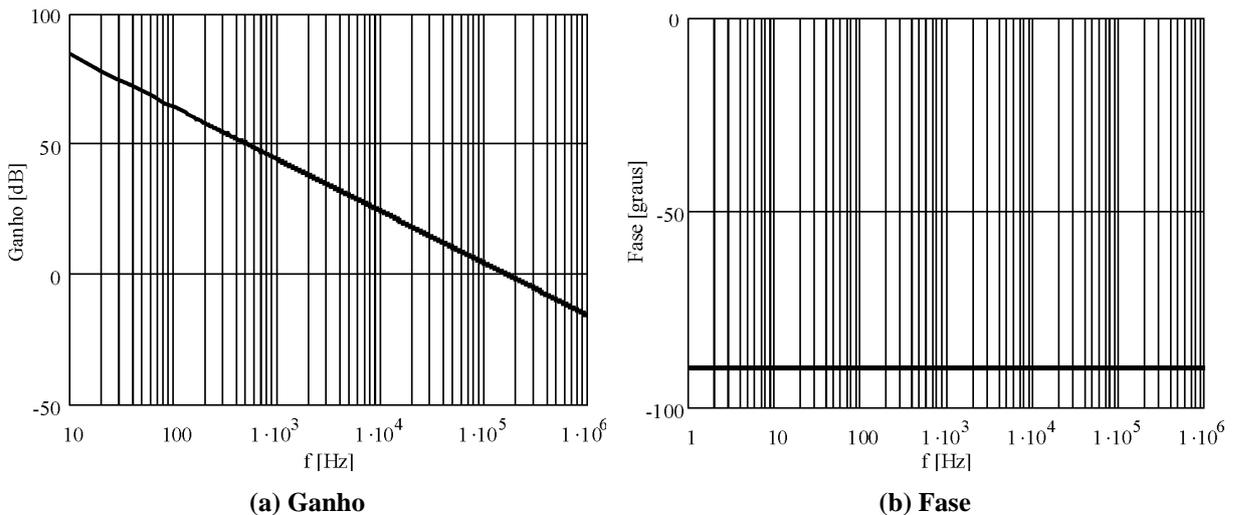


Fig. 2.26 – Diagrama de Bode da função de transferência $G(s)$.

Visando à elevação do ganho em baixas frequências, para possibilitar a melhor reprodução da corrente senoidal de referência, principalmente na operação do conversor com carga leve, bem como conferir ao sistema resposta dinâmica adequada, obtida com a elevação da frequência de corte da função de transferência de laço aberto ($FTLA$), e ainda garantir alta imunidade a ruídos, utiliza-se normalmente um compensador do tipo integrador com uma rede de atraso/avanço, que possui um zero e dois pólos [5].

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 [5].

Os critérios para alocação dos pólos e do zero são:

- 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 em um 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 (2.80).

$$CI(s) = \frac{\omega_{p1}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} \quad (2.80)$$

onde:

ω_z – frequência angular do zero [rad/s];

ω_{p1} – frequência angular do pólo na origem [rad/s];

ω_{p2} – frequência angular do segundo pólo [rad/s].

De posse destas informações, pode-se escrever:

$$f_c = \frac{f_s}{4} \quad (2.81)$$

$$\omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{10} \quad (2.82)$$

$$\omega_{p2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{2} \quad (2.83)$$

A Fig. 2.27 representa a implementação e resposta em frequência do regulador de corrente, assim como o diagrama de Bode da respectiva função de transferência.

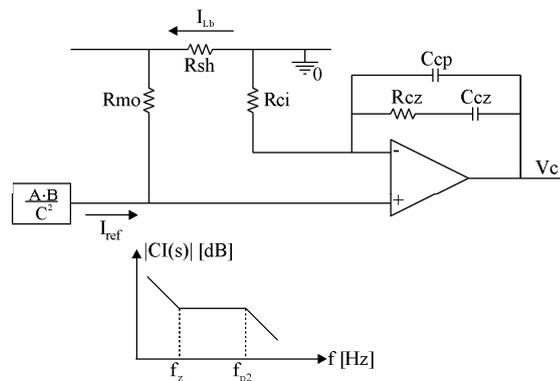


Fig. 2.27 – Implementação e resposta em frequência do regulador de corrente.

Os elementos do regulador de corrente são determinados a partir das expressões (2.84) a (2.86).

$$\frac{1}{\omega_z} = C_{cz} \cdot R_{cz} \quad (2.84)$$

$$\frac{1}{\omega_{p1}} = (C_{cp} + C_{cz}) \cdot R_{ci} \quad (2.85)$$

$$\frac{1}{\omega_{p2}} = R_{ci} \cdot \frac{C_{cp} \cdot C_{cz}}{(C_{cp} + C_{cz})} \quad (2.86)$$

2.5.5.2 - MALHA DE REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

Um problema adicional relativo a este sistema de controle reside na manutenção da tensão de saída em um valor especificado, determinado por um sinal de referência fixo, independentemente de variações na carga do conversor. Trata-se portanto de um problema de controle do tipo regulador [5].

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 e a corrente no indutor. A função de transferência $G_V(s)$ é determinada a partir da Fig. 2.28, que resulta da aplicação do modelo da chave PWM de Vorperian [43] ao circuito da Fig. 2.21, onde variações na razão cíclica e na tensão de entrada são consideradas nulas.

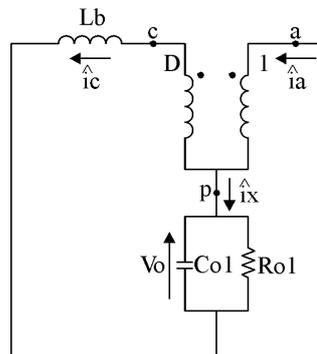


Fig. 2.28 – Circuito para obtenção da função de transferência $G_V(s)$.

A partir da análise da Fig. 2.28, tem-se:

$$G_V(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Lb}(s)} = (1-D) \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot R_{o1} \cdot C_{o1} + 1} \quad (2.87)$$

De outra forma, a função de transferência é deduzida considerando o estágio de saída do conversor como uma impedância, isto é, um 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. 2.13. Assim, pode-se escrever:

$$Z_o(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Db}(s)} = \frac{R_{o1}}{s \cdot R_{o1} \cdot C_{o1} + 1} \quad (2.88)$$

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 as correntes injetada no estágio de saída e no indutor Boost é dada por (2.89).

$$I_{Db} = (1 - D) \cdot I_{Lb} \quad (2.89)$$

Substituindo (2.89) em (2.88), obtém-se (2.90).

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

Pode-se definir a variável razão cíclica complementar como:

$$D' = (1 - D) \quad (2.91)$$

Logo, reescreve-se (2.90) da seguinte forma:

$$Gv(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Lb}(s)} = D' \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot R_{o1} \cdot C_{o1} + 1} \quad (2.92)$$

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

Conforme será apresentado posteriormente, a ação de controle da tensão de saída não deve ocorrer em intervalos inferiores a um ciclo da tensão de alimentação, sendo pouco significativo o efeito da variação da razão cíclica, ao longo do ciclo da rede, na variação da

tensão média de saída. Desta forma, o valor da razão cíclica complementar adotado na equação (2.92) corresponde a seu valor médio para um ciclo da tensão de alimentação.

As expressões da razão cíclica complementar ao longo dos semiciclos positivo e negativo da tensão de alimentação são dadas por (2.93) e (2.94), respectivamente.

$$D'(\omega \cdot t) = \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t), \text{ para } 0 \leq \omega \cdot t < \pi \quad (2.93)$$

$$D'(\omega \cdot t) = 1, \text{ para } \pi \leq \omega \cdot t \leq 2\pi \quad (2.94)$$

O valor médio para o ciclo completo da tensão de alimentação é:

$$D'_{\text{méd}} = \frac{1}{\beta \cdot \pi} + \frac{1}{2} \quad (2.95)$$

Substituindo o valor médio da razão cíclica complementar em (2.92), obtém-se:

$$Gv(s) = \left(\frac{1}{\beta \cdot \pi} + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot R_{o1} \cdot C_{o1} + 1} \quad (2.96)$$

O sinal de saída do regulador de tensão contribui com a forma de onda da corrente de referência do regulador de corrente através da ação do multiplicador, como pode ser verificado na Fig. 2.21. Assim, a amplitude da ondulação do sinal do regulador de tensão deve assumir um valor que não contribua para distorcer, de forma significativa, a referência de corrente e, por conseguinte, a corrente de entrada, comprometendo o alto fator de potência do retificador.

O sinal de saída do regulador apresenta ondulação na frequência de ondulação da tensão de saída do retificador, uma vez que seu sinal de entrada é uma amostra desta tensão. Portanto, limitar a ondulação do sinal de saída do regulador implica limitar o ganho do mesmo na frequência da tensão de saída.

Um regulador amplamente utilizado é do tipo proporcional integral com um pólo na origem e o zero localizado no pólo da planta, mostrado na Fig. 2.29, sendo a função de transferência dada por (2.97).

$$CV(s) = K_v \cdot \frac{s + Z_v}{s} \quad (2.97)$$

O ganho K_v é determinado de forma que o ganho do regulador de tensão na frequência da ondulação da tensão de saída seja um valor especificado, o qual deve garantir a mínima distorção da corrente de referência.

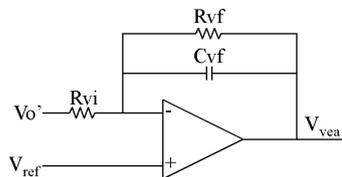


Fig. 2.29 – Regulador de tensão.

Os componentes do regulador são determinados utilizando as equações (2.98) e (2.99).

$$K_v = \frac{R_{vf}}{R_{vi}} \quad (2.98)$$

$$Z_v = \frac{1}{R_{vf} \cdot C_{vf}} \quad (2.99)$$

A Fig. 2.30 corresponde ao diagrama de Bode da função de transferência do regulador de tensão.

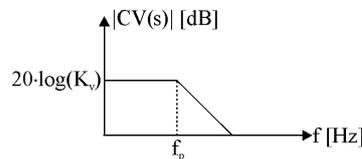


Fig. 2.30 – Função de transferência do regulador de tensão.

2.5.5.3 - 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 denominada “*feedforward*” e possui 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. A saída é um sinal de tensão CC que contém uma pequena componente alternada, sendo proporcional ao valor eficaz da tensão da fonte de alimentação e atuando 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, conseqüentemente, na corrente de entrada do retificador. Cada 1% de ondulação deste sinal resulta em 1% de terceira harmônica na corrente de entrada [1] [40].

Portanto, é necessário que o filtro escolhido apresente boa atenuação das componentes harmônicas presentes na amostra da tensão da fonte de alimentação, entretanto sem comprometer a resposta dinâmica do sistema. A solução satisfatória consiste em um filtro passivo do tipo passa baixa de dois pólos, ilustrado na Fig. 2.31.

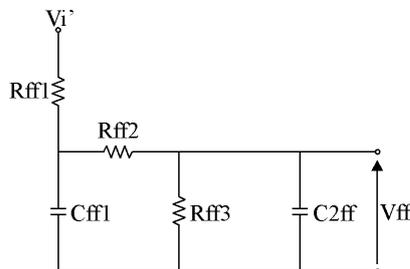


Fig. 2.31 – Malha de “*feedforward*”.

O ganho do filtro é calculado considerando-se que a tensão de saída do mesmo 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, cuja magnitude é de 66,2% da tensão de entrada do retificador. Assim, o ganho do filtro é dado por (2.100).

$$G_f = \frac{1,5}{66,2} = 0,0227 \quad (2.100)$$

Como o filtro possui dois estágios, existirá um ganho $\sqrt{G_f} = 0,15$ para cada estágio. A frequência de corte é calculada por (2.101), onde f é a frequência da tensão de alimentação, tipicamente igual a 60Hz.

$$f_{cf} = 2 \cdot f \cdot \sqrt{G_f} = 18\text{Hz} \quad (2.101)$$

Assim, pode-se definir as seguintes expressões:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff2}} \quad (2.102)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cf} \cdot R_{ff3}} \quad (2.103)$$

O valor de R_{ff1} é calculado de modo que a tensão V_{ff} possua um valor mínimo especificado, ou seja:

$$1,414 = \frac{0,9 \cdot V_{i(\min)} \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} \quad (2.104)$$

2.5.5.4 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA

A representação do retificador e das malhas de controle de tensão e corrente através de um diagrama de blocos é mostrada na Fig. 2.32.

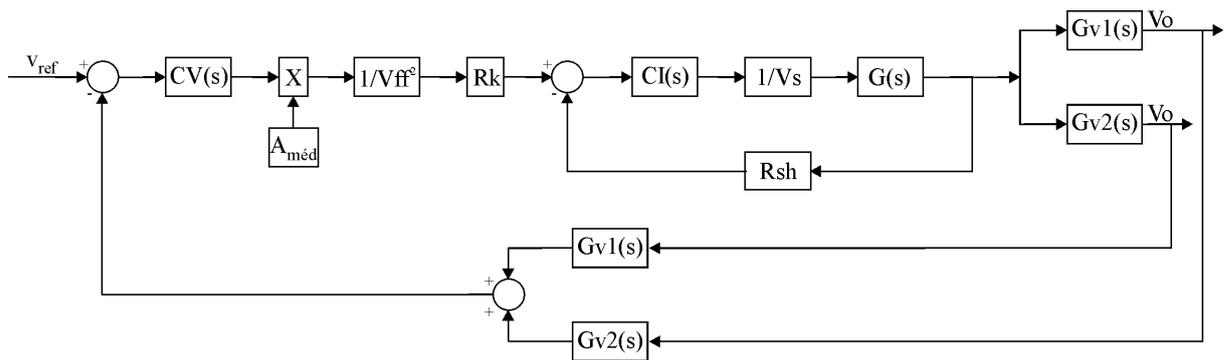


Fig. 2.32 – Representação por diagramas de bloco do conversor e malhas de controle.

Uma vez que as tensões nos barramentos CC devem se manter equilibradas, pode-se simplificar o diagrama de blocos da Fig. 2.32 conforme a Fig. 2.33, sendo que cada elemento constituinte do mesmo é definido a seguir.

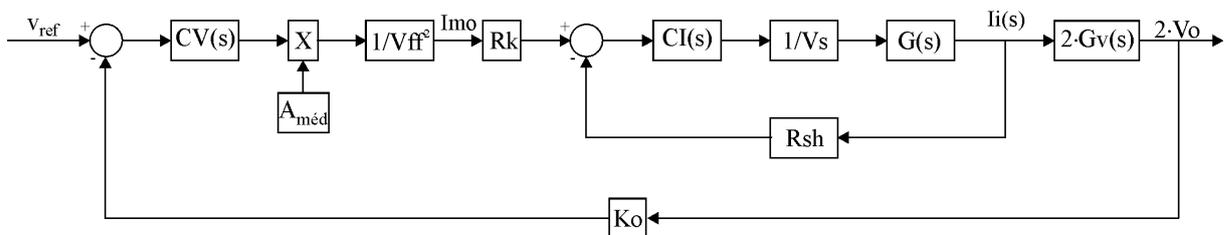


Fig. 2.33 – Diagramas de bloco do conversor e malhas de controle simplificados.

- $CV(s)$ – função de transferência do regulador da tensão de saída;
- $1/V_{ff}^2$ – ganho do bloco de “*feedforward*”;
- R_k – 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;
- $1/V_s$ – ganho do modulador PWM;
- $K_o=K_{oI}=K_{o2}$ – ganho do sensor de tensão de saída;
- $A_{méd}$ – valor médio do sinal que dá a forma de onda de referência da 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 lenta se 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 (2.105).

$$H = \frac{I_{Lb}}{I_{mo}} = \frac{R_k}{R_{sh}} \quad (2.105)$$

A Fig. 2.34 mostra a simplificação no diagrama de blocos do sistema de controle do retificador, onde a malha de corrente é substituída por um bloco com ganho H . A partir desta representação e das respectivas funções de transferência, é possível avaliar o desempenho da malha de controle da tensão de saída.

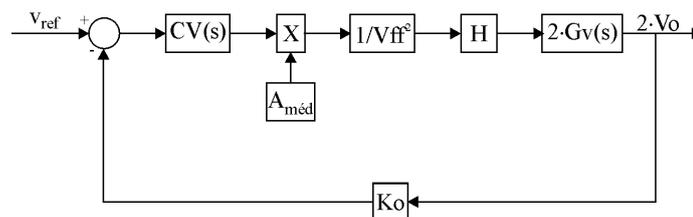


Fig. 2.34 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle.

2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo explorou aspectos relevantes ao funcionamento do retificador monofásico a três níveis em regime permanente. Esta análise demonstra que a operação da estrutura é análoga a dois conversores Boost, os quais representam o funcionamento da topologia a três níveis nos semiciclos positivo e negativo. Em função da integração entre retificadores e conversores Boost, a operação do retificador monofásico a três níveis ocorre com baixas perdas por condução, uma vez que a corrente flui simultaneamente apenas em dois semicondutores em quaisquer das etapas de operação.

Assim, foram determinadas as expressões para determinar os elementos armazenadores de energia, ou seja, indutores e capacitores, bem como os esforços de tensão e corrente nos elementos semicondutores, o que se traduz em uma metodologia de projeto para o circuito de potência do conversor em questão.

Por fim, foi apresentada a descrição minuciosa das malhas de tensão e corrente que constituem o sistema de controle do conversor, o qual opera sob a técnica de modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada. Assim, 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 estratégia é amplamente utilizada em aplicações práticas, e possui como importante vantagem a geração de níveis reduzidos de interferência eletromagnética.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para aplicações em altas potências, emprega-se normalmente estruturas trifásicas. Esta escolha torna-se atraente sob as óticas do sistema de alimentação, que fornece energia com correntes equilibradas, e do próprio conversor, onde a energia é processada através dos diversos elementos existentes nas três fases. Adicionalmente, pode-se aplicar aos sistemas trifásicos, efetuando-se as devidas considerações, a mesma metodologia utilizada em sistemas monofásicos para a solução de problemas vinculados à comutação e à estratégia de controle.

Desta forma, este capítulo destina-se ao estudo amplo do retificador trifásico a três níveis, abordando-se aspectos relacionados aos estágios de potência e controle.

3.2 - DESCRIÇÃO E PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

Para a obtenção do retificador trifásico a três níveis, deve-se associar três unidades monofásicas alimentando o mesmo estágio de saída, resultando na topologia rerepresentada na Fig. 3.1 [5].

Para aplicações onde o retificador não se encontra associado a outras topologias, a conexão entre o ponto médio do barramento CC e o neutro do sistema trifásico de alimentação não é recomendável, a fim de eliminar problemas resultantes da circulação de harmônicas de seqüência zero, como as componentes de terceira ordem e múltiplas. Entretanto, outras

aplicações admitem esta conexão, a exemplo de casos onde o retificador é conectado a um inversor para utilização em sistemas de alimentação ininterrupta.

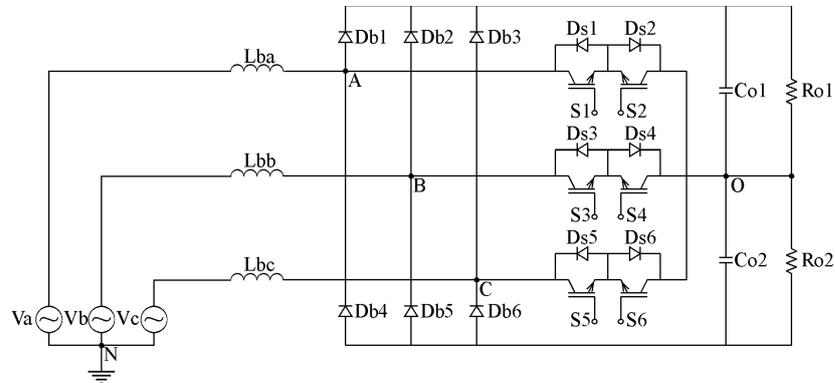


Fig. 3.1 – Retificador trifásico a três níveis.

Na Fig. 3.2, tem-se o retificador trifásico a três níveis associado às respectivas malhas de controle que asseguram a regulação da tensão de saída e a operação com fator de potência aproximadamente unitário [5].

No sistema de controle, há necessidade de uma única malha de tensão para manter a regulação do valor médio da tensão de saída do conversor, de acordo com o sinal de referência de valor fixo previamente estabelecido. As amostras das tensões em cada saída são obtidas através de divisores resistivos e então somadas, sendo este resultado comparado ao valor de referência da tensão.

A corrente em cada fase do sistema de alimentação é imposta por uma malha específica de corrente. São necessárias três malhas independentes para gerar os sinais que determinam a razão cíclica dos sinais de comando dos seis interruptores do conversor. Um sensor para amostrar a corrente de entrada do retificador é inserido em cada fase, gerando o sinal a ser comparado com a respectiva referência de corrente.

Em cada fase do retificador, utiliza-se um sensor de tensão para amostrar a tensão de alimentação, de forma a fornecer a forma de onda da referência de corrente e o sinal de entrada da malha de “*feedforward*”.

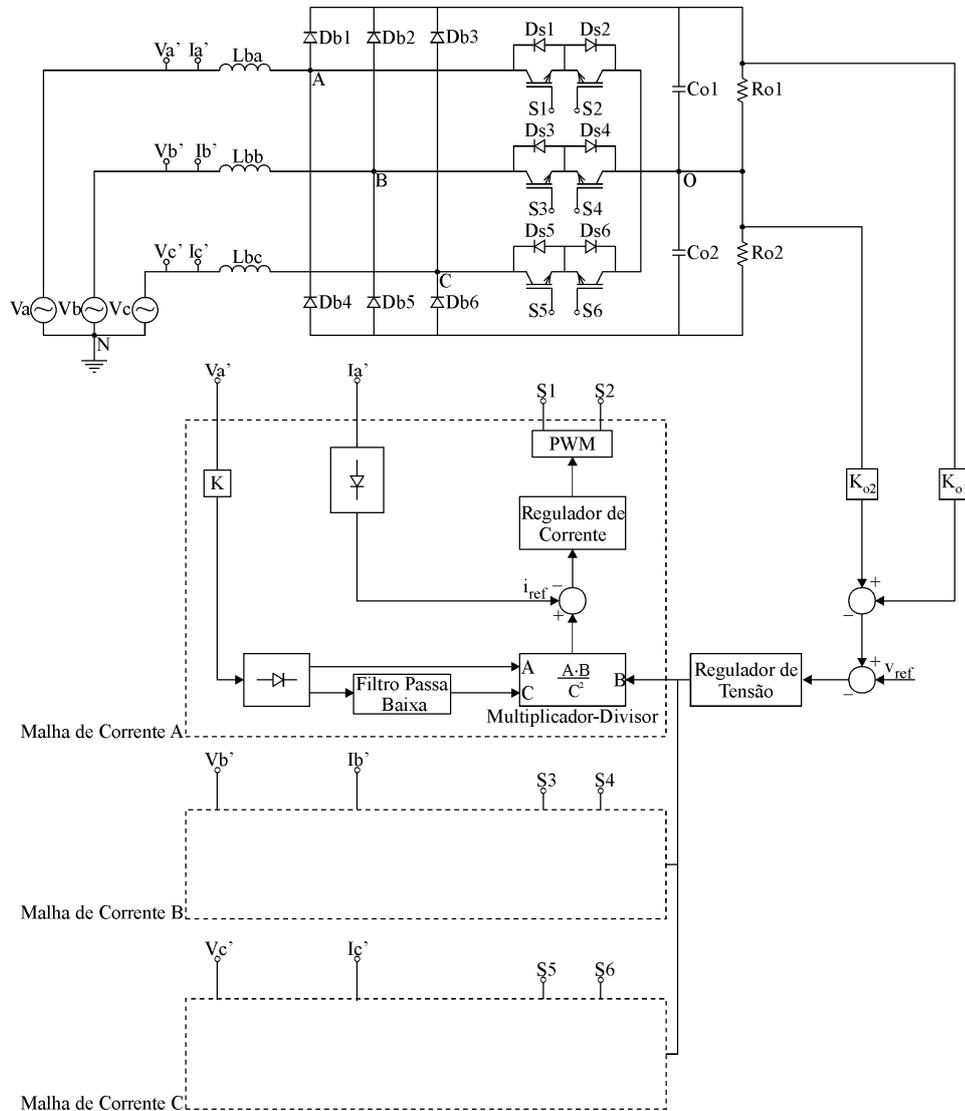


Fig. 3.2 – Retificador trifásico a três níveis associado às respectivas malhas de controle.

3.3 - ANÁLISE QUANTITATIVA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

Pode-se obter o circuito equivalente para este conversor através das formas de onda das tensões entre os pontos A , B e C e o ponto central de conexão dos capacitores O . Durante o

semiciclo positivo da tensão da fonte de alimentação v_o , a tensão entre os pontos A e O é zero enquanto o interruptor S_1 se encontra em condução, e igual a $+V_o$ quando o diodo D_{b1} conduz a corrente de entrada. Por outro lado, durante o semiciclo negativo da tensão de entrada, a tensão v_{AO} é nula durante o intervalo de condução do interruptor S_2 , e igual a $-V_o$ quando o diodo D_{b2} conduz. Analogamente, os comportamentos de v_{BO} e v_{CO} seguem o mesmo padrão observado para v_{AO} . Assim, verifica-se que estas tensões apresentam três níveis, isto é, $+V_o$, zero e $-V_o$, o que justifica novamente a nomenclatura atribuída à topologia.

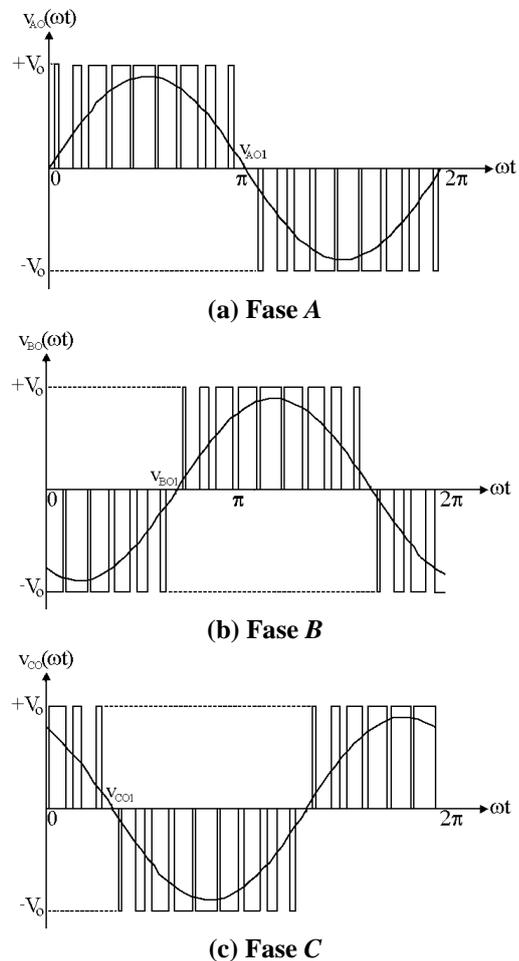


Fig. 3.3 – Formas de onda das tensões de entrada em cada fase do retificador.

A Fig. 3.3 mostra as tensões v_{AO} , v_{BO} e v_{CO} , considerando, para efeito ilustrativo, uma frequência de comutação reduzida dos interruptores. Pode-se observar que as tensões apresentam a componente fundamental na frequência do sistema de alimentação.

Assim, o circuito equivalente utilizado na análise do conversor em regime permanente é representado na Fig. 3.4. Neste circuito, o sistema de alimentação trifásico é interligado, através dos indutores Boost, a três fontes resultantes da operação do retificador, as quais representam as formas de onda da Fig. 3.3.

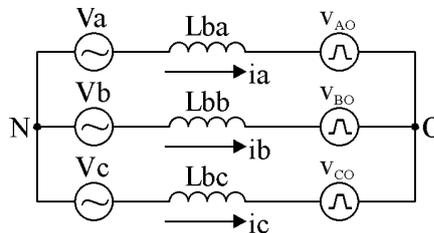


Fig. 3.4 – Circuito equivalente do retificador trifásico a três níveis.

Considerando que o sistema não apresenta perdas e a corrente de entrada é puramente senoidal, a potência cedida pela por v_a é a mesma absorvida pela componente fundamental da tensão da fonte v_{AO} . Deve-se ressaltar que as componentes harmônicas das tensões destas fontes não absorvem potência ativa do sistema de alimentação. Assim, há circulação de potência reativa no sistema.

Para a análise a seguir, deve-se assumir que, como o valor da indutância L_{ba} é pequeno, a queda de tensão na mesma, provocada pela corrente de entrada, é desprezível em relação à tensão de alimentação e à componente fundamental da tensão gerada pela ação do retificador. Assim, a Fig. 3.5 mostra o diagrama fasorial do circuito equivalente do retificador, onde a componente fundamental da tensão v_{AO} apresenta defasagem praticamente nula em relação à corrente de entrada do retificador. Logo, a potência recebida por esta fonte, dada pelo produto

dos valores eficazes da sua componente fundamental e da corrente de entrada, é igual à potência cedida pela fonte de alimentação v_a , de acordo com (3.1).

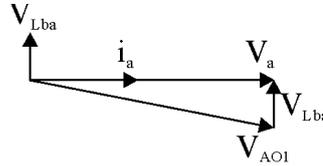


Fig. 3.5 – Diagrama fasorial do circuito equivalente do retificador trifásico.

$$V_i \cdot I_i = V_{AO1} \cdot I_i \quad (3.1)$$

sendo V_i o valor eficaz da tensão v_a .

A partir de (3.1), conclui-se:

$$V_i = V_{AO1} \quad (3.2)$$

onde V_{AO1} é o valor eficaz da componente fundamental da tensão v_{AO} .

Considerando que na Fig. 3.5 o defasamento entre a componente fundamental de v_{AO} e a tensão da fonte v_a é mínimo e pode ser desprezado, tem-se:

$$v_{AO1}(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.3)$$

O valor médio instantâneo de v_{AO} representa o valor da componente desta tensão a cada período de comutação, isto é:

$$v_{AO(\text{méd.})}(\omega \cdot t) = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{[D(\omega \cdot t), T_s]} V_o \cdot dt \quad (3.4)$$

Resolvendo (3.4), chega-se a:

$$v_{AO(\text{méd.})}(\omega \cdot t) = V_o \cdot [1 - D(\omega \cdot t)] \quad (3.5)$$

Igualando (3.3) a (3.5) visando calcular a razão cíclica, obtém-se:

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

Logo, a expressão que define o comportamento da razão cíclica instantânea é:

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

De outra forma, pode-se reescrever (3.7) como:

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

Comparando-se (2.15) e (3.8), pode-se afirmar 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.

Nas fases, circulam correntes senoidais com mesmo valor eficaz, embora defasadas em 120° . Adotando-se a seqüência de fases *A-B-C* para o sistema de alimentação, é possível representar as correntes nas fases através das expressões (3.9) a (3.11).

$$i_a(\omega \cdot t) = \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.9)$$

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

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

A Fig. 3.6 ilustra as formas de onda das correntes de entrada do retificador para um semiciclo da tensão de alimentação, considerando a seqüência de fases definida anteriormente.

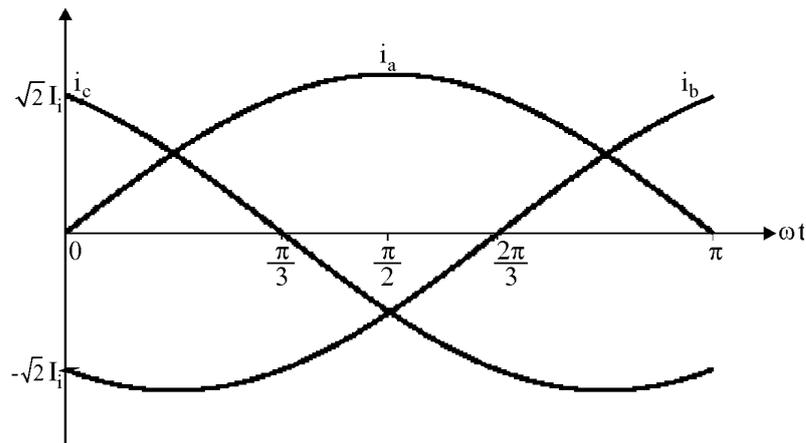


Fig. 3.6 – Formas de onda das correntes de entrada.

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

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

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

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

A Fig. 3.7 mostra a variação de razão cíclica de cada interruptor para meio período da tensão de alimentação do retificador.

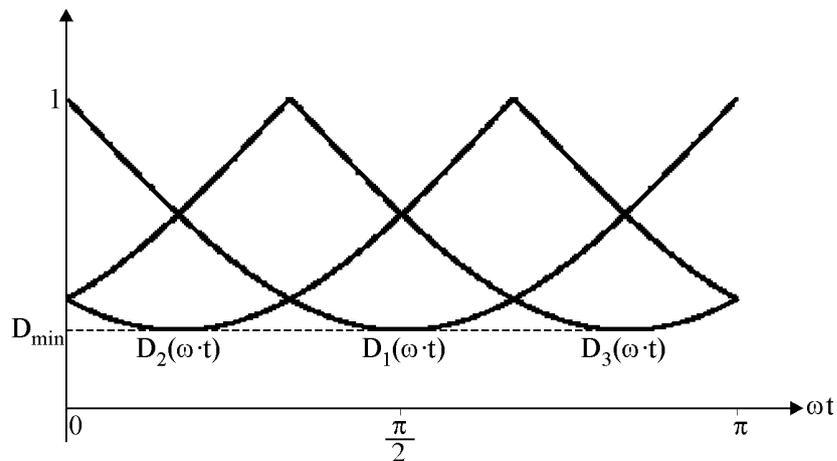


Fig. 3.7 – Razão cíclica instantânea dos interruptores.

Pode-se obter o valor médio da corrente em cada diodo do retificador, para um período de comutação, multiplicando-se a razão cíclica complementar pela corrente de entrada.

$$I_{Db1} = (1 - D_1) \cdot I_a \quad (3.15)$$

A corrente média instantânea é obtida utilizando os respectivos valores instantâneos da corrente e da razão cíclica em (3.15).

$$i_{Db1}(\omega \cdot t) = [1 - D_1(\omega \cdot t)] \cdot i_a(\omega \cdot t) \quad (3.16)$$

Substituindo (3.9) e (3.12) em (3.16), chega-se a (3.17).

$$i_{Db1}(\omega \cdot t) = \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.17)$$

Resolvendo (3.17), tem-se:

$$i_{Db1}(\omega \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{\beta} \cdot [\text{sen}(\omega \cdot t)]^2 \quad (3.18)$$

Define-se a corrente parametrizada no diodo de acordo com (3.19).

$$\overline{i_{Db1}}(\omega \cdot t) = i_{Db1}(\omega \cdot t) \cdot \frac{\beta}{\sqrt{2} \cdot I_i} \quad (3.19)$$

Assim, pode-se escrever:

$$\overline{i_{Db1}}(\omega \cdot t) = [\text{sen}(\omega \cdot t)]^2 \quad (3.20)$$

A expressão da corrente média instantânea normalizada para o diodo D_{b1} , dada por (3.20), é válida para $0 \leq \omega \cdot t < \pi$, que corresponde ao intervalo onde a corrente na fase A é positiva, sendo que a condução da corrente na mesma é alternada entre D_{b1} e S_1 .

Como pode ser verificado na Fig. 3.6, a corrente na fase C é positiva em $0 \leq \omega \cdot t \leq \pi/3$. Durante este intervalo, o diodo D_{b3} conduz a corrente da fase C , enquanto S_3 encontra-se

bloqueado. A corrente média instantânea neste diodo é dada pelo produto entre a corrente $i_c(\omega t)$ e a razão cíclica complementar do interruptor S_3 .

$$i_{Db3}(\omega \cdot t) = \left\{ 1 - \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen} \left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \right\} \cdot \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen} \left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.21)$$

Resolvendo (3.21), chega-se a:

$$i_{Db3}(\omega \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{\beta} \cdot \left[\text{sen} \left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} \right) \right]^2 \quad (3.22)$$

Normalizando (3.22), tem-se:

$$\overline{i_{Db3}}(\omega \cdot t) = \left[\text{sen} \left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} \right) \right]^2 \quad (3.23)$$

Analogamente, a corrente média instantânea normalizada para o diodo D_{b2} é dada por (3.24), válida durante $2\pi/3 < \omega \cdot t \leq \pi$, que corresponde ao intervalo para o qual a corrente na fase B é positiva.

$$\overline{i_{Db2}}(\omega \cdot t) = \left[\text{sen} \left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} \right) \right]^2 \quad (3.24)$$

A Fig. 3.8 representa as formas de onda da corrente média instantânea normalizada nos diodos D_{b1} , D_{b2} e D_{b3} .

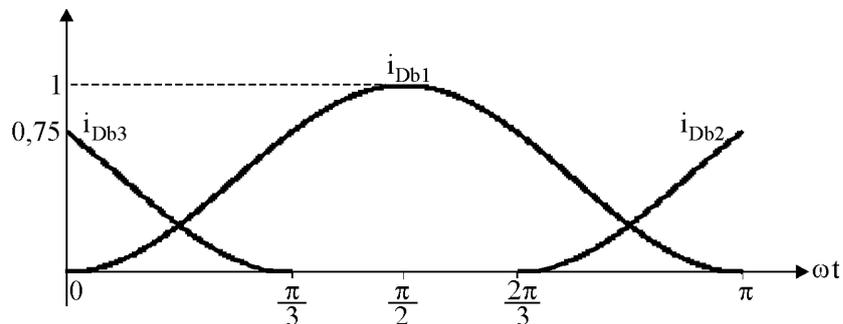


Fig. 3.8 – Corrente média instantânea normalizada nos diodos D_{b1} , D_{b2} e D_{b3} .

A corrente média instantânea normalizada no estágio de saída do conversor é resultante da soma das correntes nos diodos D_{b1} , D_{b2} e D_{b3} . A expressão da corrente de saída, para um semiciclo da tensão de alimentação, é obtida a partir da combinação de três expressões deduzidas para três intervalos distintos ao longo de um semiciclo da rede, a saber.

- Intervalo 1 [$0 \leq \omega t \leq \pi/3$]:

$$\bar{i}_o(\omega \cdot t) = \bar{i}_{D_{b1}}(\omega \cdot t) + \bar{i}_{D_{b3}}(\omega \cdot t) \quad (3.25)$$

- Intervalo 2 [$\pi/3 < \omega t \leq 2\pi/3$]:

$$\bar{i}_o(\omega \cdot t) = \bar{i}_{D_{b1}}(\omega \cdot t) \quad (3.26)$$

- Intervalo 3 [$2\pi/3 < \omega t \leq \pi$]:

$$\bar{i}_o(\omega \cdot t) = \bar{i}_{D_{b1}}(\omega \cdot t) + \bar{i}_{D_{b2}}(\omega \cdot t) \quad (3.27)$$

Agrupando-se (3.25), (3.26) e (3.27), obtém-se (3.28), que representa a corrente de saída do retificador. Esta expressão é válida para todo o ciclo da tensão de alimentação.

$$\bar{i}_o(\omega \cdot t) = \frac{3}{4} - \frac{1}{4} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.28)$$

A Fig. 3.9 mostra a forma de onda da corrente média instantânea normalizada no estágio de saída do conversor. A frequência desta corrente é três vezes superior à frequência do sistema de alimentação.

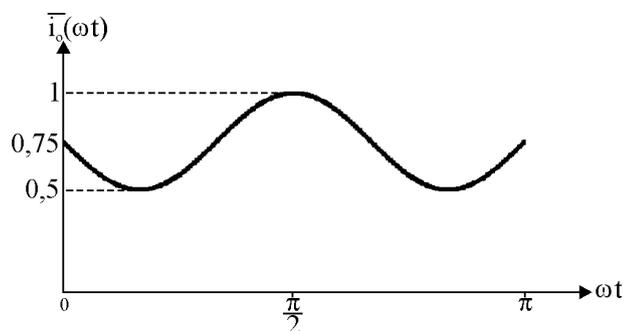


Fig. 3.9 – Corrente média instantânea normalizada no estágio de saída.

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

$$I_{S1} = D_1 \cdot I_a \quad (3.29)$$

A corrente média instantânea é obtida utilizando em (3.29) os respectivos valores instantâneos da corrente e da razão cíclica.

$$i_{S1}(\omega \cdot t) = D_1(\omega \cdot t) \cdot i_a(\omega \cdot t) \quad (3.30)$$

Substituindo (3.9) e (3.12) em (3.30), chega-se a (3.31).

$$i_{S1}(\omega \cdot t) = \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.31)$$

Analogamente, para os interruptores S_2 e S_3 , as correntes médias instantâneas são dadas por (3.32) e (3.33), respectivamente.

$$i_{S2}(\omega \cdot t) = \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.32)$$

$$i_{S3}(\omega \cdot t) = \left[1 - \frac{1}{\beta} \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \cdot \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.33)$$

No ponto central de conexão dos capacitores, a corrente média instantânea é a somatória das correntes nos interruptores, ou seja:

$$i_{Co}(\omega \cdot t) = i_{S1}(\omega \cdot t) + i_{S2}(\omega \cdot t) + i_{S3}(\omega \cdot t) \quad (3.34)$$

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

$$i_{Co}(\omega \cdot t) = \frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{2 \cdot \beta} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.35)$$

Parametrizando (3.35), tem-se:

$$\overline{i_{Co}}(\omega \cdot t) = i_{Co}(\omega \cdot t) \cdot \frac{\beta}{\sqrt{2} \cdot I_i} \quad (3.36)$$

Assim, pode-se representar (3.36) como:

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

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

$$\overline{i_{Co1}}(\omega \cdot t) = -\frac{1}{4} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.38)$$

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

$$\overline{i_{Co2}}(\omega \cdot t) = \overline{i_{Co}}(\omega \cdot t) + \overline{i_{Co1}}(\omega \cdot t) \quad (3.39)$$

Substituindo (3.37) e (3.38) em (3.39), obtém-se:

$$\overline{i_{Co2}}(\omega \cdot t) = \frac{1}{4} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.40)$$

A Fig. 3.10 mostra as correntes no ponto central e nos capacitores de saída do retificador.

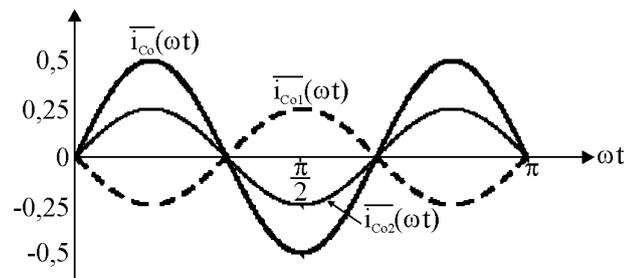


Fig. 3.10 – Correntes no ponto central e nos capacitores de saída.

As expressões para o cálculo das tensões nos capacitores são obtidas a partir das correntes nos mesmos. Assim, a tensão no capacitor C_{o1} é:

$$v_{Co1}(t) = \frac{1}{C} \int \left[-\frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{4 \cdot \beta} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \right] dt \quad (3.41)$$

Resolvendo (3.41), chega-se a:

$$v_{Co1}(t) = \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{12 \cdot \beta} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.42)$$

Parametrizando (3.42), a expressão (3.44) resulta.

$$\overline{v_{Co1}}(t) = v_{Co1}(t) \cdot \omega \cdot C \cdot \frac{\beta}{\sqrt{2} \cdot I_i} \quad (3.43)$$

$$\overline{v_{Co1}}(t) = \frac{1}{12} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.44)$$

Analogamente, a tensão no capacitor C_{o2} é:

$$v_{Co2}(t) = \frac{1}{C} \int \left[\frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{4 \cdot \beta} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) \right] dt \quad (3.45)$$

Resolvendo e parametrizando (3.45), obtém-se:

$$\overline{v_{Co2}}(t) = -\frac{1}{12} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) \quad (3.46)$$

A tensão de saída total possui uma ondulação dada pela somatória da ondulação da tensão em cada capacitor.

$$\overline{v_C}(t) = \overline{v_{Co1}}(t) + \overline{v_{Co2}}(t) \quad (3.47)$$

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

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

Em outras palavras, a ondulação da tensão total do retificador trifásico é nula, o que é típico em conversores que apresentam barramento CC com ponto médio, segundo o estudo presente em [3].

A Fig. 3.11 mostra as formas de onda da ondulação parametrizada da tensão em cada saída do retificador. Com a especificação da ondulação da tensão de saída do retificador, determina-se os valores das capacitâncias de C_{o1} e C_{o2} .

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

onde ΔV_o é a ondulação de tensão em uma saída do retificador.

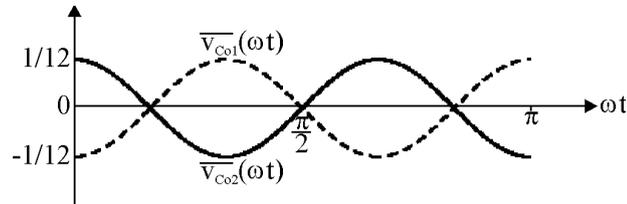


Fig. 3.11 – Formas de onda da ondulação de tensão nos capacitores do estágio de saída.

A análise da ondulação da corrente de entrada na frequência de comutação é a mesma realizada para o retificador monofásico. Desta forma, a indutância de entrada é determinada pela expressão (2.30), reescrita em (3.50).

$$L_{ba} = L_{bb} = L_{bc} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_i}{f_s} \cdot \frac{\overline{\Delta i_{Lb(max)}}}{\Delta i_{Lb(max)}} \quad (3.50)$$

Por fim, pode-se afirmar que os esforços de corrente e tensão nos semicondutores são determinados pelas mesmas expressões obtidas para o retificador monofásico.

3.4 - ANÁLISE DA OPERAÇÃO DINÂMICA DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

A análise da Fig. 3.12 indica que o conversor apresenta seis intervalos idênticos de operação, para o ciclo completo da tensão de alimentação [5]. As características comuns para os intervalos de operação são:

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

Em cada intervalo, três diodos comutam, um dos quais relacionado à tensão de maior valor absoluto e outros dois relacionados às tensões de mesmo sinal, de forma complementar a três interruptores. Assim, três diodos e três interruptores permanecem bloqueados.

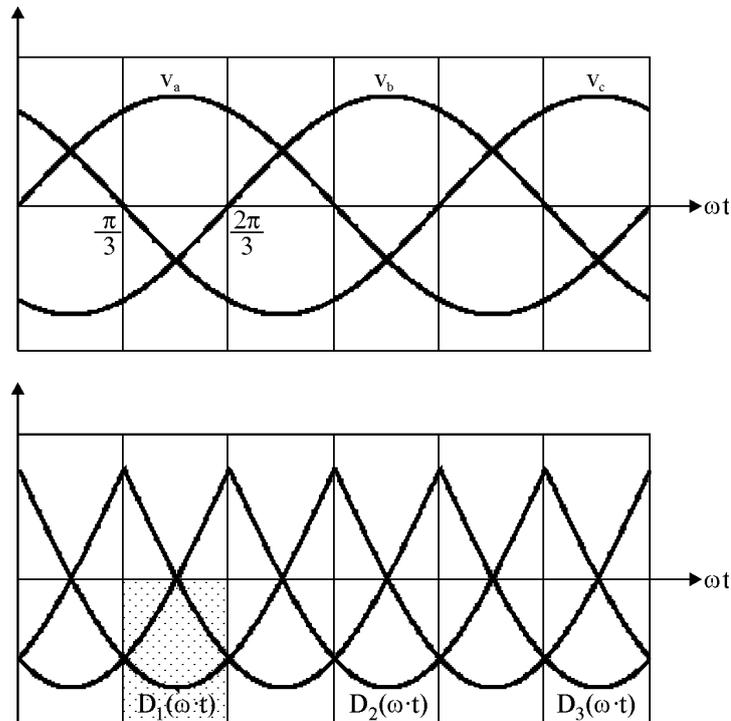


Fig. 3.12 – Tensões do sistema de alimentação e razões cíclicas dos interruptores.

Considerando o intervalo de operação $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$, o retificador pode ser representado pelo circuito mostrado na Fig. 3.13, onde são representados os interruptores e diodos que operam neste período.

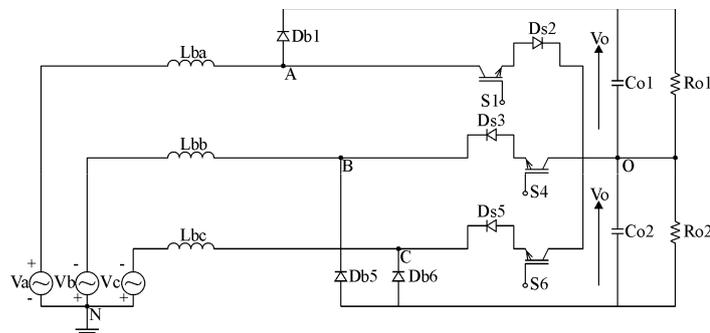


Fig. 3.13 – Circuito resultante no intervalo $2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi$.

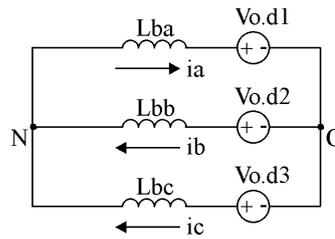


Fig. 3.15 – Circuito simplificado para a obtenção da função $G(s)$.

A partir da Fig. 3.15, obtém-se (3.57).

$$G(s) = \frac{I_{Lb}(s)}{D(s)} = \frac{4}{3} \cdot \frac{V_o}{s \cdot L_b} \quad (3.57)$$

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 equivalente a um capacitor em paralelo com resistor, alimentada por uma fonte que corresponde à corrente injetada neste estágio.

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

A corrente injetada no estágio de saída do conversor é o somatório das correntes em três diodos, ou seja:

$$I_o = I_{Db1} + I_{Db2} + I_{Db3} \quad (3.59)$$

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).

$$I_o = I_{Lb} \cdot (D_1' + D_2' + D_3') \quad (3.63)$$

Para relacionar a tensão de saída e a corrente de entrada, deve-se substituir (3.63) em (3.58).

$$Z_o(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = (D_1' + D_2' + D_3') \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (3.64)$$

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

$$Z_o(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = 3 \cdot \left(\frac{1}{\beta \cdot \pi} + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (3.65)$$

3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo tratou do retificador trifásico a três níveis, abordando-se aspectos relacionados à concepção e operação do mesmo com fator de potência unitário. Foi apresentado o circuito do conversor em malha fechada, destacando-se a necessidade de três laços de corrente e um laço de tensão para o funcionamento correto da estrutura.

Foram descritas as tensões entre a entrada e o ponto de conexão comum dos capacitores de saída, o que possibilitou o desenvolvimento de expressões dos ciclos de operação dos interruptores, constatando-se que estas são análogas ao caso do retificador monofásico, embora devam ser observados os devidos defasamentos. As expressões que regem os esforços de tensão e de corrente nos elementos semicondutores são as mesmas apresentadas no Capítulo 2.

A frequência da corrente injetada em cada estágio de saída é três vezes maior que a frequência da tensão de alimentação, resultando em uma oscilação na tensão de cada saída do retificador. Entretanto, a tensão de saída total possui ondulação nula, uma vez que as ondulações em cada saída estão em oposição de fase.

Foi possível desenvolver a função de transferência que relaciona a corrente de entrada e tensão de saída a partir do modelo PWM de Vorperian, e esta possui um único pólo na origem. Além disso, os procedimentos para o dimensionamento das malhas de tensão e corrente do retificador monofásico também são válidos para a estrutura trifásica.

CAPÍTULO 4

PROPOSTA DE UMA CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA ASSOCIADA AOS RETIFICADORES A TRÊS NÍVEIS

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Com o desenvolvimento da tecnologia de semicondutores, a utilização de altas frequências de operação em conversores estáticos tornou-se uma alternativa interessante, considerando o aumento da densidade de potência e a melhoria da resposta dinâmica dos mesmos. Além disso, a minimização dos níveis de ruído audível e a redução de peso e volume dos elementos de filtragem são vantagens imediatas advindas desta prática. Entretanto, em altas frequências, as perdas por comutação e os níveis de interferência eletromagnética tornam-se significantes e devem ser analisados detalhadamente [36].

Dispositivos semicondutores comutam sob duas formas, ou seja, dissipativa e suave. Na comutação dissipativa, estes entram ou saem de condução ao mesmo tempo em que estão submetidos a derivadas finitas de corrente e tensão. A superposição destas grandezas gera perdas por comutação que se traduzem na redução da eficiência dos conversores. Assim, o objetivo da comutação suave é reduzir tais perdas, de modo a elevar o rendimento da estrutura e viabilizar a operação em altas frequências.

Diante deste contexto, este capítulo propõe um circuito de auxílio à comutação, o qual promove o bloqueio e a condução do interruptor principal sob tensão e corrente nulas, respectivamente. Será apresentada e descrita a concepção de uma célula básica, bem como o estudo do princípio de funcionamento deste circuito associado aos retificadores a três níveis.

4.2 - TÉCNICAS DE COMUTAÇÃO SUAVE

Diversos métodos para a obtenção da comutação suave têm sido propostos na literatura, os quais podem ser classificados como ativos ou passivos [19]. Do ponto de vista de projeto, é importante determinar qual método é mais adequado para uma determinada aplicação.

Técnicas ativas empregam dispositivos semicondutores ativos e passivos, bem como elementos ressonantes, de forma a reduzir significativamente as perdas no interruptor principal. Entretanto, estas são parcialmente transferidas ao circuito auxiliar, e não podem ser desprezadas. Adicionalmente, tem-se uma maior complexidade dos circuitos de controle e potência, o que confere menor confiabilidade e maior custo ao conversor.

Por sua vez, técnicas passivas utilizam apenas dispositivos e elementos passivos, implicando robustez elevada, em função da complexidade reduzida do circuito de controle. Entretanto, somente é possível obter a entrada e a saída de condução dos interruptores nas condições de corrente e tensão nulas, respectivamente. Além disso, durante a mudança de estado dos semicondutores, nem sempre é possível reduzir completamente a área de superposição entre tensão e corrente, o que se traduz em perdas por comutação. Assim, tem-se a comutação suave do tipo pseudo [36].

Células do tipo RCD, constituídas por resistores, capacitores e diodos, consistem em uma escolha simples com custo reduzido [10], embora as perdas por comutação sejam transferidas para os resistores, implicando a redução do rendimento do conversor. Assim, a utilização de circuitos regenerativos pode efetivamente minimizar tais perdas e reduzir a emissão de ruídos sensivelmente, empregando apenas diodos, capacitores e indutores. Deste modo, mantém-se a simplicidade das configurações dissipativas e o rendimento elevado

obtido com circuitos ativos, atribuindo-se aos mesmos baixo custo, alta confiabilidade e desempenho satisfatório.

Em [19], é estabelecida uma comparação entre células ativas e passivas aplicadas a um conversor Boost convencional. Resultados analíticos demonstram que métodos passivos são recomendados para aplicações em altas potências, enquanto células ativas desenvolvem melhores resultados em níveis reduzidos de potência.

4.3 - APLICAÇÃO DE UMA CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA AO RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

Diante das características de maior robustez e confiabilidade, menor complexidade e custo reduzido, os circuitos passivos tornam-se a escolha preliminar para a obtenção da comutação suave em conversores PWM. Controlando-se as derivadas de corrente e tensão nos interruptores através de indutores e capacitores, a condução e o bloqueio ocorrem sob corrente (ZCS) e/ou tensão (ZVS) nulas, respectivamente. Além disso, limitar a derivada da corrente implica o controle da corrente de recuperação reversa dos diodos. A única parcela das perdas que não pode ser recuperada é a energia armazenada na capacitância intrínseca dos interruptores, embora esta seja desprezível se comparada às perdas por comutação de forma geral.

Normalmente, o indutor e o capacitor são inseridos em série e em paralelo com o interruptor, respectivamente, embora diversas outras configurações sejam possíveis. As regras para o posicionamento de indutores e capacitores de forma a se obter comutação suave em conversores PWM são descritas de forma ampla e genérica em [34]. Estas recomendações são utilizadas na escolha e aplicação de uma célula regenerativa aos retificadores a três níveis.

Como possíveis configurações para o conversor Boost, são propostas as células mostradas na Fig. 4.1 (a) e (b) [34]. Trata-se do mesmo circuito, embora o posicionamento do indutor L_s seja distinto. De acordo com [32], os arranjos podem ser estendidos à aplicação nas demais topologias CC-CC não isoladas clássicas, a exemplo dos conversores Buck, Buck-Boost, Cúk, Sepic e Zeta.

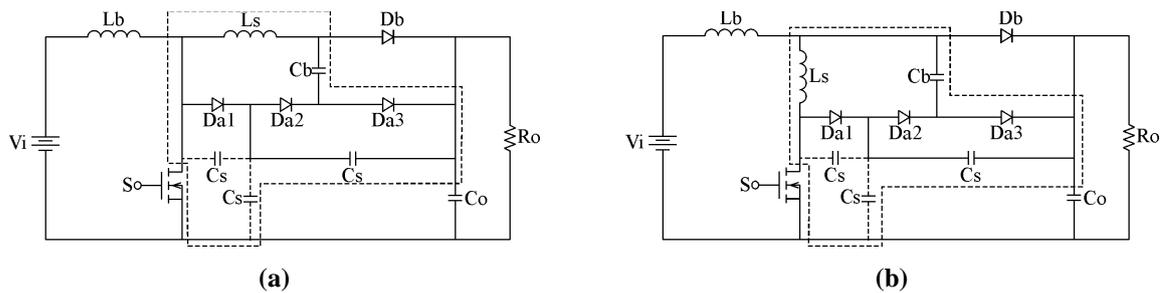


Fig. 4.1 – Células de comutação passiva aplicadas ao conversor Boost convencional.

As configurações topológicas da Fig. 4.1 podem ser compreendidas como a associação de dois circuitos, que são utilizados na entrada e na saída de condução do interruptor. Para a entrada em condução, um indutor é inserido em série com o diodo Boost ou o interruptor. Dois diodos auxiliares e um capacitor são adicionados à malha para recuperar a energia absorvida para a saída. No bloqueio, a taxa de variação da tensão entre os terminais do interruptor pode ser controlada através de um capacitor que pode ocupar três posições distintas, de acordo com a Fig. 4.1. Um diodo adicional é utilizado para isolar o interruptor do capacitor, evitando a descarga da capacitância sobre o mesmo em condições de carga leve [9].

Ao contrário do conversor Boost convencional, o retificador monofásico a três níveis apresenta bidirecionalidade do fluxo de potência, em função dos dois interruptores principais e seus respectivos diodos intrínsecos. Assim, pode-se representá-los por um único interruptor bidirecional S , conforme a Fig. 4.2.

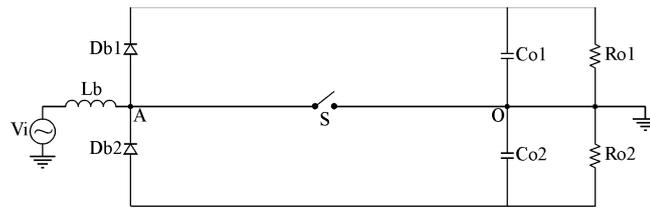


Fig. 4.2 – Bidirecionalidade do fluxo de potência no retificador monofásico a três níveis.

De acordo com os argumentos expostos no Capítulo 2, pode-se entender o retificador monofásico a três níveis como um arranjo de dois conversores do tipo Boost, os quais denotam a operação nos semiciclos positivo e negativo. Assim, as células representadas na Fig. 4.1 (a) e (b) podem ser adaptadas conforme a Fig. 4.3 (a) e (b), respectivamente.

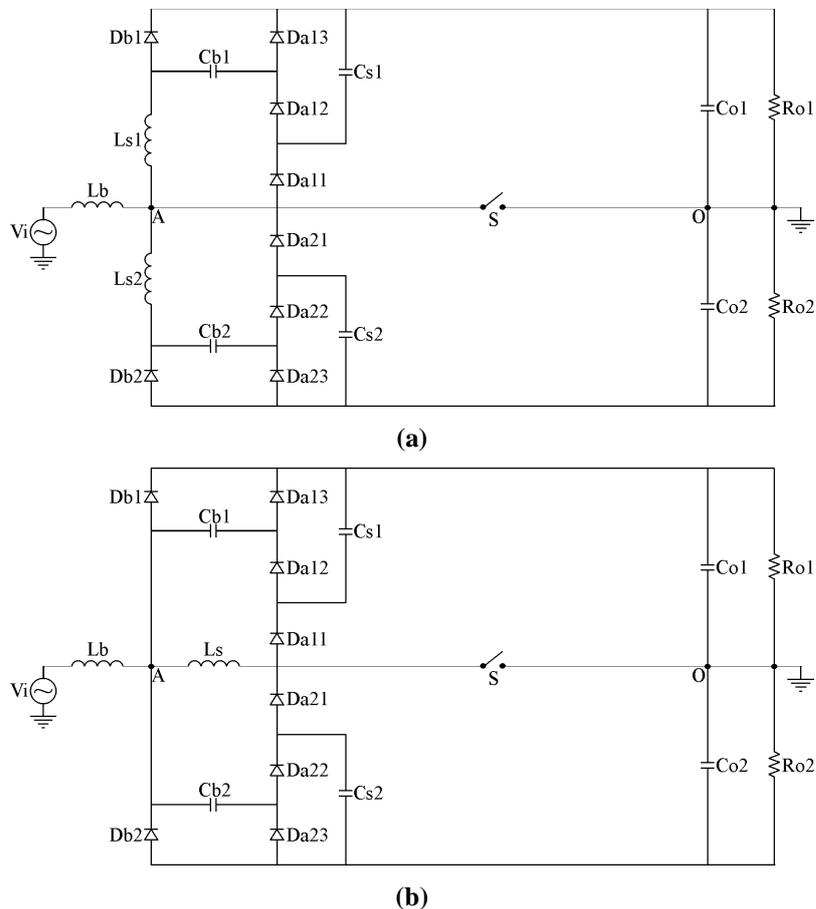


Fig. 4.3 – Células de comutação passiva aplicadas ao retificador monofásico a três níveis.

A estrutura mostrada na Fig. 4.3 (a) utiliza dois indutores ressonantes [5]. Em função da característica de bidirecionalidade do fluxo de potência da topologia original, insere-se na Fig.

4.3 (b) um único indutor ressonante em série com o interruptor, de modo que a taxa de crescimento da corrente será limitada em ambos os semiciclos através de L_s . Assim, este circuito será adotado para a obtenção da entrada e saída de condução dos interruptores sob corrente e tensão nulas, respectivamente.

4.4 - ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS ASSOCIADO À CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA

Para a análise da operação do conversor em regime permanente, algumas simplificações básicas devem ser adotadas, a saber:

- As capacitâncias C_{o1} e C_{o2} são grandes o suficiente para que as tensões de saída sejam consideradas fontes de tensão constante V_o , ao longo de um período de comutação;
- A corrente fornecida pela fonte de entrada, que é senoidal dentro de um período completo da tensão de alimentação, assume valor constante e igual a I_i , sendo esta condição válida em um período de comutação;
- Todos os elementos semicondutores são considerados ideais, com exceção dos diodos Boost D_{b1} e D_{b2} ;
- A indutância Boost L_b é muito maior que a indutância L_s .

Com base nestas considerações, a operação do conversor mostrado na Fig. 4.3 (b) pode ser dividida em oito etapas para cada uma das estruturas Boost, perfazendo um total de dezesseis estágios. Em função da analogia existente entre os mesmos, a análise a seguir será restrita somente ao semiciclo positivo. Logo, o retificador monofásico a três níveis pode ser representado através da Fig. 4.4.

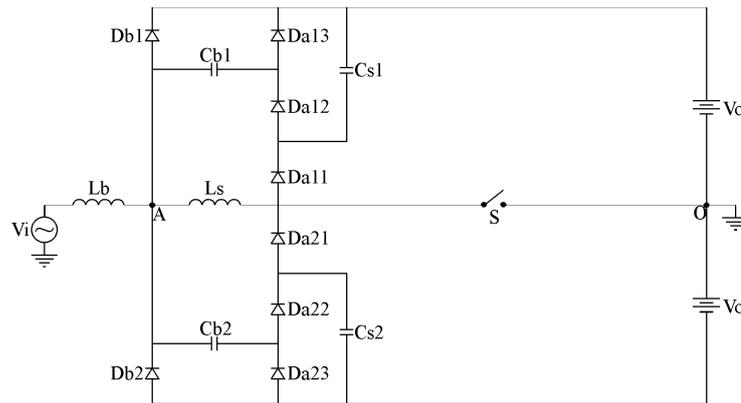


Fig. 4.4 – Circuito utilizado na análise da operação em regime permanente.

Os circuitos equivalentes à operação do conversor são representados da Fig. 4.5 à Fig. 4.12.

√ **Primeira Etapa $[t_0, t_1]$ (Fig. 4.5):**

A entrada em condução do interruptor S ocorre no instante t_0 . Durante este processo, o diodo Boost D_{b1} não é bloqueado imediatamente, devido à recuperação reversa. A taxa de crescimento da corrente é limitada pelo indutor L_s , de forma a promover a comutação sob corrente nula. Assim, a corrente em L_s é dada por:

$$i_{L_s}(t) = I_i(t_0) - \frac{V_o}{L_s} \cdot (t - t_0) \quad (4.1)$$

sendo $i_i(t)$ a corrente fornecida pela fonte de entrada.

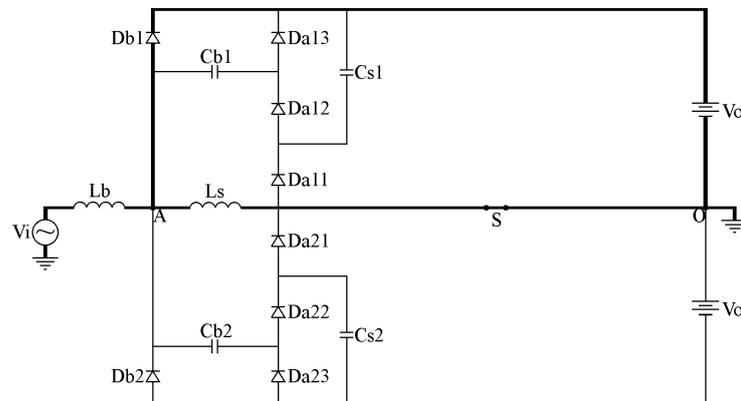


Fig. 4.5 – Circuito equivalente da primeira etapa de funcionamento.

√ **Segunda Etapa $[t_1, t_2]$ (Fig. 4.6):**

A recuperação reversa de D_{b1} se encerra no instante t_1 . Quando D_{b1} é bloqueado, o diodo D_{a12} é naturalmente polarizado, uma vez que as tensões em C_{s1} e C_{b1} são nulas. O indutor L_s , bem como os capacitores C_{s1} e C_{b1} , são carregados por V_o através da primeira malha ressonante definida por V_o - C_{s1} - D_{a12} - C_{b1} - L_s - S . A taxa de crescimento da tensão em D_{b1} , igual à soma das tensões em C_{s1} e C_{b1} , é limitada de forma a se obter o bloqueio do mesmo sob tensão nula. Assim, a corrente no indutor L_s e as tensões nos capacitores C_{s1} e C_{b1} são dadas pelas expressões (4.2), (4.3) e (4.4), respectivamente.

$$i_{L_s}(t) = -\frac{V_o}{Z_1} \cdot \text{sen}[\omega_1 \cdot (t - t_1)] - I_{rr} \cdot \cos[\omega_1 \cdot (t - t_1)] \quad (4.2)$$

$$v_{C_{s1}}(t) = \frac{C_{b1}}{C_{s1} + C_{b1}} \cdot v(t) \quad (4.3)$$

$$v_{C_{b1}}(t) = \frac{C_{s1}}{C_{s1} + C_{b1}} \cdot v(t) \quad (4.4)$$

onde:

$$v(t) = I_{rr} \cdot Z_1 \cdot \text{sen}[\omega_1 \cdot (t - t_1)] - V_o \cdot \cos[\omega_1 \cdot (t - t_1)] + V_o \quad (4.5)$$

$$I_{rr} = \frac{V_o}{L_s} \cdot (t_1 - t_0) - I_i(t_0) \quad (4.6)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_s \cdot (C_{s1} + C_{b1})}{C_{s1} \cdot C_{b1}}} \quad (4.7)$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{C_{s1} + C_{b1}}{L_s \cdot C_{s1} \cdot C_{b1}}} \quad (4.8)$$

O valor de pico da corrente em S é dado pela soma das correntes de entrada e de pico no indutor L_s . Assim, este ocorre quando a soma das tensões $V_{C_{b1}}$ e $V_{C_{s1}}$ for igual à tensão de saída, sendo dado por:

$$I_{L_s(\text{pico})}(t_2) = \frac{\sqrt{V_o^2 + (I_{rr} \cdot Z_1)^2}}{Z_1} \quad (4.9)$$

O primeiro estágio ressonante termina no instante t_2 , quando $V_{C_{s1}}(t_2)$ torna-se igual a V_o , em função da polarização direta do diodo D_{a11} . Utilizando o teorema da reciprocidade, pode-se afirmar que a corrente no indutor L_s em t_2 é igual a:

$$I_{L_s}(t_2) = \frac{\sqrt{(I_{rr} \cdot Z_1)^2 + V_o^2 - \left(V_o \cdot \frac{C_{s1}}{C_{b1}} \right)}}{Z_1} \quad (4.10)$$

A partir da expressão (4.10), tem-se que a energia total armazenada em L_s e C_{s1} é dada por (4.11) ou (4.12).

$$E_{L_s}(t_2) + E_{C_{b1}}(t_2) = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_{L_s}^2(t_2) + \frac{1}{2} \cdot C_{b1} \cdot V_{C_{b1}}^2(t_2) \quad (4.11)$$

$$E_{L_s}(t_2) + E_{C_{b1}}(t_2) = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_{rr}^2 + \frac{1}{2} \cdot C_{s1} \cdot V_o^2 \quad (4.12)$$

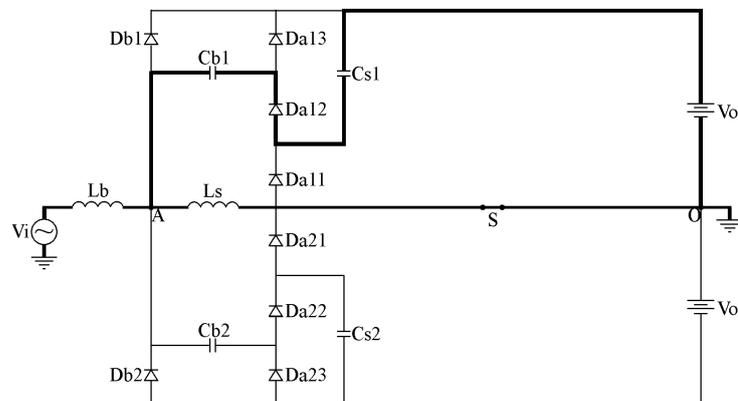


Fig. 4.6 – Circuito equivalente da segunda etapa de funcionamento.

√ Terceira Etapa [t_2, t_3] (Fig. 4.7):

Uma vez que a tensão $V_{C_{s1}}$ atinge V_o em t_2 , o diodo D_{a11} é polarizado diretamente e $V_{C_{s1}}$ permanece constante. A corrente em L_s continua a carregar a capacitância C_{b1} , através da segunda malha ressonante estabelecida por L_s - D_{a11} - D_{a12} - C_{b1} , sendo a unidirecionalidade da

corrente através da mesma assegurada pelos diodos D_{a11} e D_{a12} . Desta forma, a corrente em L_s e a tensão em C_{b1} são dadas respectivamente por (4.13) e (4.14).

$$i_{L_s}(t) = \frac{C_{s1}}{C_{b1}} \cdot \frac{V_o}{Z_2} \cdot \text{sen}[\omega_2 \cdot (t - t_2)] - I_Z \cdot \cos[\omega_2 \cdot (t - t_2)] \quad (4.13)$$

$$v_{C_{b1}}(t) = I_Z \cdot Z_2 \cdot \text{sen}[\omega_2 \cdot (t - t_2)] + \frac{C_{s1}}{C_{b1}} \cdot V_o \cdot \cos[\omega_2 \cdot (t - t_2)] \quad (4.14)$$

onde:

$$I_Z = \frac{V_o}{Z_1} \cdot \text{sen}[\omega_1 \cdot (t_2 - t_1)] + I_{rr} \cdot \cos[\omega_1 \cdot (t_2 - t_1)] \quad (4.15)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_s}{C_{b1}}} \quad (4.16)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_{b1}}} \quad (4.17)$$

A segunda etapa ressonante se encerra em t_3 . Como a energia em L_s é totalmente transferida para C_{b1} durante este estágio, tem-se:

$$E_{C_{b1}}(t_3) = \frac{1}{2} \cdot C_{b1} \cdot V_{C_{b1}}^2(t_3) = E_{L_s}(t_2) + E_{C_{b1}}(t_2) = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_{rr}^2 + \frac{1}{2} \cdot C_{s1} \cdot V_o^2 \quad (4.18)$$

Adicionalmente, a tensão de pico no capacitor C_{b1} é dada por:

$$V_{C_{b1}(pico)} = V_{C_{b1}}(t_3) = \sqrt{\frac{L_s \cdot I_{rr}^2 + C_{s1} \cdot V_o^2}{C_{b1}}} \quad (4.19)$$

Deste modo, pode-se também determinar os esforços de tensão no diodo D_{b1} , como sendo a soma das tensões V_o e $V_{C_{b1}(pico)}$.

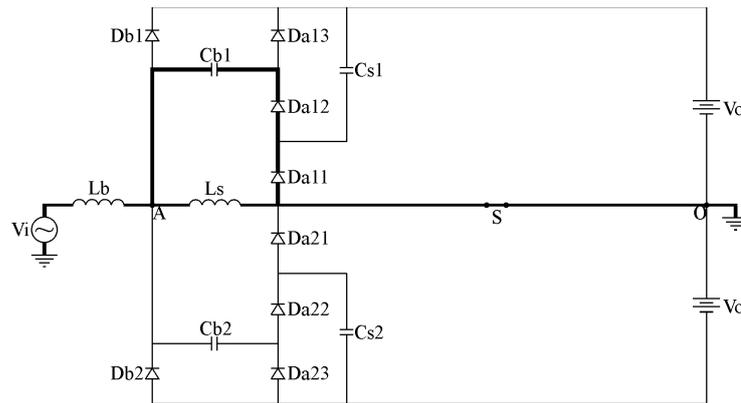


Fig. 4.7 – Circuito equivalente da terceira etapa de funcionamento.

√ **Quarta Etapa [t_3, t_4] (Fig. 4.8):**

No instante t_3 , a corrente I_{Ls} torna-se constante e os diodos D_{a11} e D_{a12} são bloqueados.

A tensão em C_{b1} mantém-se constante após t_3 .

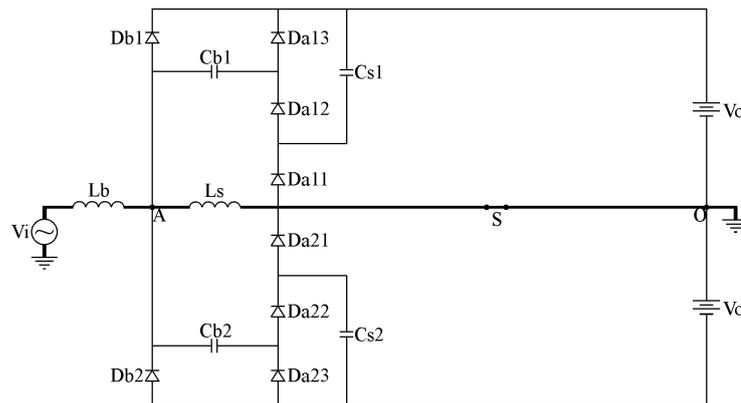


Fig. 4.8 – Circuito equivalente da quarta etapa de funcionamento.

√ **Quinta Etapa [t_4, t_5] (Fig. 4.9):**

Após o bloqueio de S em t_4 , a corrente de entrada passa a circular através do diodo D_{a11} para descarregar a capacitância C_{s1} no estágio de saída. Os diodos D_{a12} e D_{a13} não entram em condução em função da polarização reversa estabelecida por V_{Cs1} . A tensão em S é igual à diferença dada por $V_o - V_{Cs1}$. Assim, o crescimento da tensão no interruptor é limitado, à medida que a tensão V_{Cs1} decresce a partir de V_o até se anular.

Considerando que a corrente $i_i(t)$ é constante durante este estágio, a tensão V_{Cs1} pode ser obtida por:

$$v_{Cs1}(t) = V_o - \frac{I_i(t_4)}{C_{s1}}(t - t_4) \quad (4.20)$$

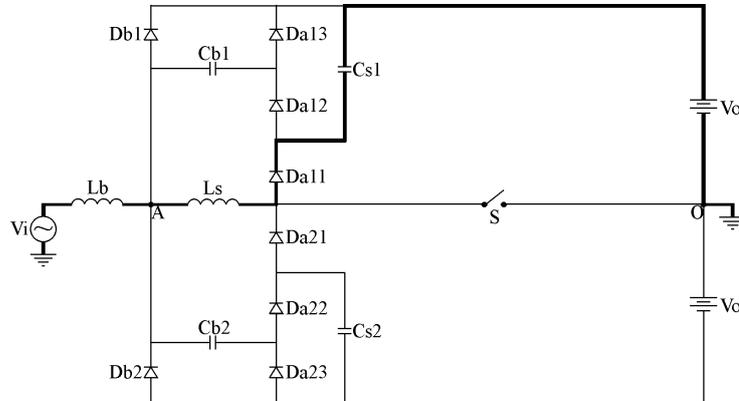


Fig. 4.9 – Circuito equivalente da quinta etapa de funcionamento.

√ **Sexta Etapa** [t_5, t_6] (Fig. 4.10):

Os diodos D_{a12} e D_{a13} passam a conduzir a corrente quando a tensão V_{Cs1} torna-se nula em t_5 . A capacitância C_{b1} começa a ser descarregada no estágio de saída, sendo que a tensão na mesma é dada por (4.21).

$$v_{Cb1}(t) = V_{Cb1}(t_2) \cdot \cos[\omega_2 \cdot (t - t_5)] \quad (4.21)$$

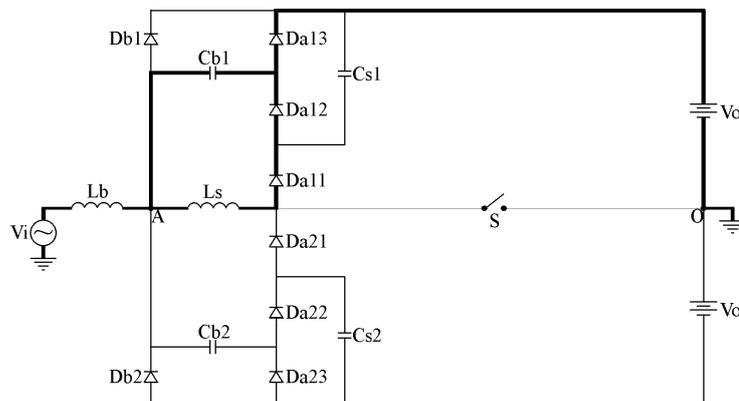


Fig. 4.10 – Circuito equivalente da sexta etapa de funcionamento.

√ **Sétima Etapa** [t_6, t_7] (Fig. 4.11):

A corrente I_{Ls} torna-se nula, sendo que os diodos D_{a11} e D_{a12} são bloqueados em t_6 . Após este instante, $i_i(t)$ descarrega C_{b1} na saída através de D_{a13} . Como a taxa de

decréscimo de V_{Cb1} é limitada, tem-se a entrada em condução do diodo D_{b1} sob tensão nula. Considerando que $i_i(t)$ é constante neste estágio, a tensão $v_{Cb1}(t)$ é dada por:

$$v_{Cb1}(t) = V_{Cb1}(t_6) - \frac{I_i(t_6)}{C_{b1}} \cdot (t - t_6) \quad (4.22)$$

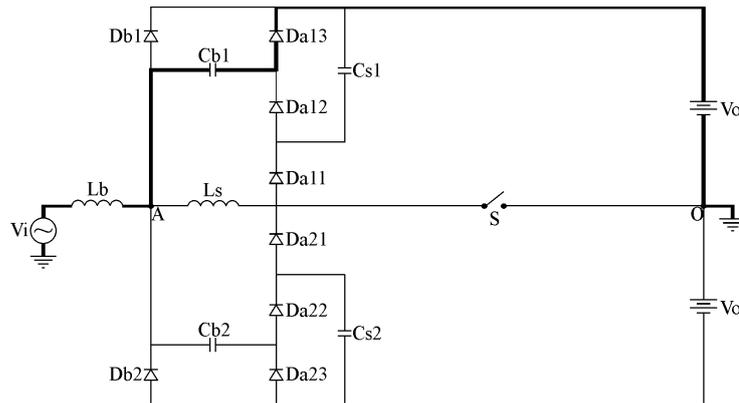


Fig. 4.11 – Circuito equivalente da sétima etapa de funcionamento.

√ **Oitava Etapa $[t_7, t_8]$ (Fig. 4.12):**

A capacitância C_{b1} é completamente descarregada em t_7 . Os diodos D_{b1} e D_{a13} são polarizados direta e reversamente, respectivamente. O processo de recuperação da energia se encerra quando toda a energia armazenada em C_{b1} é transferida para a saída. Então, a corrente de entrada $i_i(t)$ circula através de D_{b1} em vez de D_{a13} , de forma a evitar que C_{s1} seja carregada reversamente. Assim, inicia-se um novo ciclo de comutação, mantendo-se os mesmos princípios de operação descritos anteriormente ao longo de oito estágios.

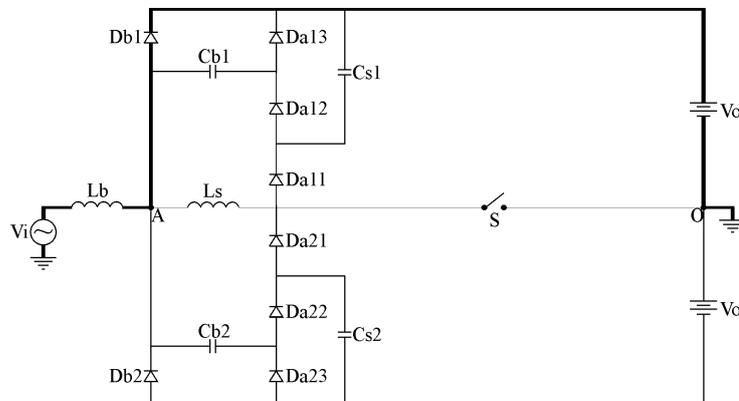


Fig. 4.12 – Circuito equivalente da oitava etapa de funcionamento.

Uma vez descrita a operação do conversor associado ao circuito de auxílio à comutação, é possível traçar as principais formas de onda teóricas, mostradas na Fig. 4.13.

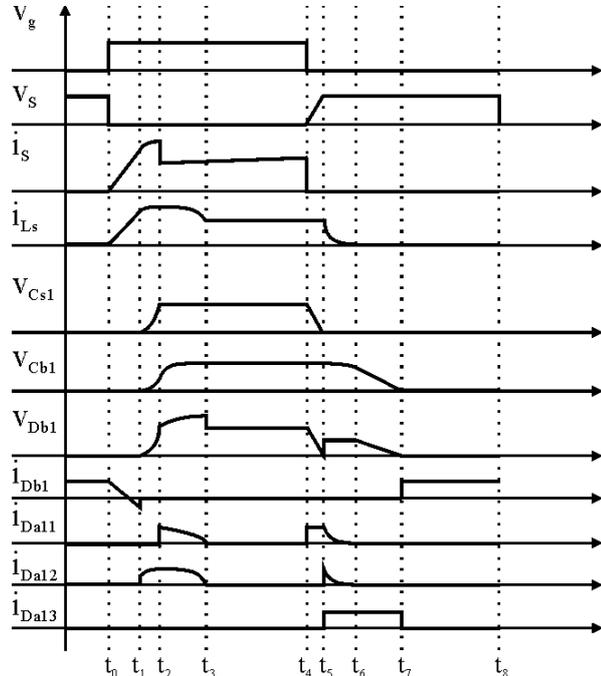


Fig. 4.13 – Principais formas de onda teóricas referentes à operação do retificador monofásico a três níveis.

A seguir, são apresentadas algumas considerações sobre o projeto do circuito proposto. O indutor L_s e os capacitores C_{s1} e C_{b1} são os três principais elementos a serem dimensionados. As seguintes recomendações devem ser adotadas em função das circunstâncias do projeto destes componentes:

1. No sexto estágio, os diodos D_{a11} e D_{a12} devem ser naturalmente bloqueados antes que a tensão em C_{b1} se anule, ou a corrente residual polarizará os diodos D_{a11} , D_{a12} e D_{a13} ao longo de todo o período de comutação. Em outras palavras, deve-se respeitar a seguinte inequação:

$$\frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_i^2 < \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_{rr}^2 + \frac{1}{2} \cdot C_{s1} \cdot V_o^2 \quad (4.23)$$

2. Os esforços de corrente no interruptor e os esforços de tensão no diodo Boost são dados por (4.9) e (4.19), respectivamente. Quanto maior for o valor de C_{sI} , maiores serão tais esforços;
3. De acordo com (4.19), o valor da capacitância C_{bI} deve ser dezesseis vezes maior que o valor de C_{sI} a fim de que os esforços de tensão sejam limitados a 100V, para uma tensão de saída de 400V, por exemplo. Na prática, a relação C_{bI}/C_{sI} deve ser aproximadamente igual a trinta, considerando-se o fenômeno da recuperação reversa;
4. O indutor L_s deve ser projetado de forma a minimizar a recuperação reversa o máximo possível. De acordo com a inequação apresentada em [21], quanto maior for L_s , menor será a corrente I_{rr} ;

$$I_{rr} \propto \sqrt{i_i \cdot \frac{di_i}{dt}} \propto \sqrt{\frac{I_i}{L_s}} \quad (4.24)$$

5. A frequência de ressonância dada por (4.17) deve ser muito maior que a frequência de comutação, de forma a assegurar a operação correta da célula proposta.

A partir das condições mencionadas acima, pode-se afirmar que o projeto de L_{sI} , C_{sI} e C_{bI} compreende uma série de prioridades que devem ser previamente estabelecidas. Por exemplo, os esforços de tensão e corrente nos diodos D_{a11} , D_{a12} e D_{a13} são iguais à tensão de saída e à corrente de entrada, respectivamente. Assim, componentes com características de tensão e corrente reduzidas podem ser utilizados, em virtude do curto tempo de operação da célula. Os esforços de tensão em D_{bI} e os esforços de corrente em S aumentam devido a $V_{CbI(pico)}$ e $I_{Ls(pico)}$, respectivamente. Por outro lado, os esforços de tensão em S e os esforços de corrente em D_{bI} não aumentam quando a célula é acrescentada à topologia.

4.5 - ANÁLISE DA OPERAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS ASSOCIADO À CÉLULA DE COMUTAÇÃO NÃO DISSIPATIVA

A aplicação da célula proposta pode ser estendida de forma direta ao retificador trifásico a três níveis conforme a Fig. 4.14. Esta topologia consiste na associação de três retificadores monofásicos que fornecem energia ao mesmo estágio de saída.

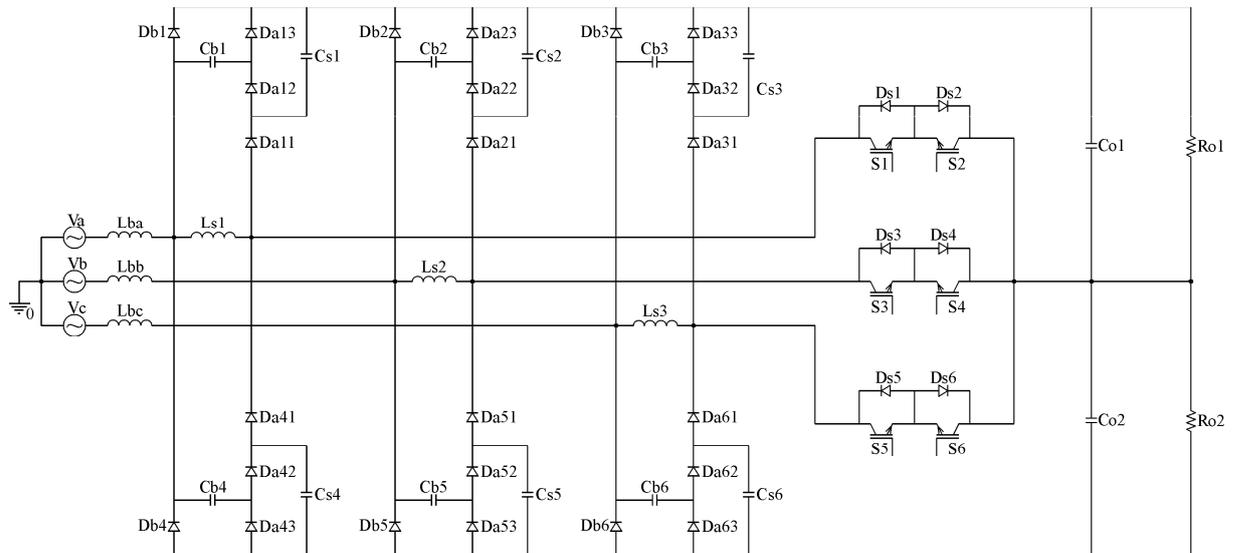


Fig. 4.14 – Retificador trifásico a três níveis associado à célula de comutação não dissipativa.

No retificador trifásico, as fases operam de forma independente, preservando o mesmo princípio de funcionamento do circuito de auxílio à comutação. Logo, o projeto segue a mesma metodologia do caso monofásico.

4.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Durante a entrada em condução, o interruptor principal é submetido a surtos de correntes proibitivos, devido à recuperação reversa dos diodos. Por outro lado, o bloqueio provoca oscilações na tensão sobre o mesmo, sendo que a energia armazenada em elementos parasitas pode ser transferida para a capacitância intrínseca, podendo resultar em sobretensões prejudiciais ao componente. Neste contexto, este capítulo apresentou a concepção de célula

regenerativa, de forma a garantir a comutação suave do retificador monofásico a três níveis, minimizando os problemas advindos da condução e do bloqueio dos dispositivos semicondutores principais.

O circuito é constituído por elementos passivos e diodos, sendo portanto de baixo custo e robusto. A energia total envolvida nas comutações é recuperada, conferindo à célula a característica desejável de alta eficiência. Outro mérito importante desta configuração reside na capacidade de contribuição para a redução dos níveis de interferência ocasionados por ruídos emitidos pelo conversor, uma vez que as derivadas de corrente, durante a entrada em condução, e as derivadas e as oscilações de tensão, durante o bloqueio dos interruptores, são limitadas.

As expressões que descrevem as etapas e as restrições de operação, bem como a metodologia de projeto, válidas para o retificador monofásico, podem também ser utilizadas no conversor trifásico.

CAPÍTULO 5

RETIFICADORES MONOFÁSICO E TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS ASSOCIADOS

A UMA CÉLULA DE COMUTAÇÃO PASSIVA NÃO DISSIPATIVA:

EXEMPLOS DE PROJETOS E RESULTADOS ANALÍTICOS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo destina-se ao projeto completo dos retificadores monofásico e trifásico a três níveis. Para tal finalidade, são utilizados os procedimentos e as metodologias descritos nos Capítulos 2, 3 e 4. Como resultados, são determinados todos os elementos que compõem os estágios de potência e de controle. Assim, os esforços de corrente e tensão para todos os semicondutores, indutores e capacitores, necessários à especificação correta dos mesmos, são determinados.

Então, apresenta-se dados provenientes da simulação digital do conversor monofásico, onde são ressaltados alguns aspectos importantes, a exemplo da operação sob fator de potência unitário e da comutação suave dos interruptores principais. Com o intuito de validar as análises, são obtidos resultados a partir de um protótipo experimental da topologia monofásica. Para a versão trifásica, tem-se apenas resultados obtidos por simulação, uma vez que um arranjo experimental não foi implementado.

5.2 - RETIFICADOR MONOFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

5.2.1 - PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Para o projeto do estágio de potência deste conversor, alguns dados preliminares, mostrados na Tabela 5.1, são necessários.

O valor da ondulação da tensão de saída é inversamente proporcional ao tamanho do capacitor de filtro, sendo este último escolhido de forma a manter a corrente de entrada com distorção harmônica mínima. Por outro lado, a ondulação da corrente de entrada é inversamente proporcional ao tamanho do indutor Boost.

A condição de carga leve corresponde à situação onde o conversor associado ao circuito de auxílio de comutação assume o mínimo valor da potência de saída para operação de forma satisfatória, obtendo-se corrente de entrada senoidal, fator de potência unitário, tensões de saída reguladas e equilibradas e comutação suave nos interruptores.

Tabela 5.1 – Especificações para o projeto do circuito de potência do retificador monofásico a três níveis.

| Parâmetro | Especificação |
|--|---|
| Potência de saída nominal | $P_o=1200W$ |
| Potência de saída mínima (carga leve) | $P_{o(\min)}=0,3 \cdot P_o$ |
| Tensão de entrada eficaz nominal | $V_i=127V_{CA(ef.)}$ |
| Varição do valor eficaz da tensão de entrada | $\Delta V_i=\pm 10\%$ |
| Frequência da rede | $f=60Hz$ |
| Frequência de comutação | $f_s=100kHz$ |
| Tensão nominal em cada estágio de saída | $V_o=V_{o1}=V_{o2}=250V_{CC}$ |
| Rendimento aproximado | $\eta=95\%$ |
| Ondulação da tensão de saída total | $\Delta V_o=0,02 \cdot V_o$ |
| Ondulação da corrente de entrada | $\Delta i_{L(max)}=0,2 \cdot I_{i(pico)}$ |

5.2.1.1 - CÁLCULOS INICIAIS

A partir dos dados da Tabela 5.1 e da expressão (5.1), pode-se calcular o valor de pico da corrente de entrada.

$$I_{i(pico)} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\eta \cdot V_i} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1200}{0,95 \cdot 127} = 14,1A \quad (5.1)$$

A relação entre as tensões de saída e de pico da fonte de alimentação é dada por (2.14).

$$\beta = \frac{250}{\sqrt{2} \cdot 127} = 1,392 \quad (5.2)$$

Como $\beta \leq 2$, a ondulação máxima parametrizada é obtida através de (2.27).

$$\overline{\Delta i_{Lb(max)}}(\omega \cdot t) = \frac{1,392}{4} = 0,348 \quad (5.3)$$

5.2.1.2 - DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA BOOST

Através da ondulação máxima da corrente de entrada, fornecida na Tabela 5.1, e do valor especificada em (5.3), pode-se calcular a indutância Boost utilizando (2.30).

$$L_b = \frac{\sqrt{2} \cdot 127 \cdot 0,348}{100 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 14,1} = 222\mu H \quad (5.4)$$

Como a variação de corrente recomendada é igual a 20% [40], o máximo valor de pico da corrente de entrada é:

$$I_{i(pico)(max)} = 14,1 + \frac{0,2 \cdot 14,1}{2} = 15,47A \quad (5.5)$$

A energia armazenada no indutor Boost é:

$$E_{Lb} = \frac{1}{2} \cdot L_b \cdot I_{i(pico)(max)}^2 \quad (5.6)$$

Substituindo os valores de (5.4) e (5.5) em (5.6), obtém-se:

$$E_{Lb} = \frac{1}{2} \cdot 222 \cdot 10^{-6} \cdot 15,47^2 = 26,6 \text{ mJ} \quad (5.7)$$

O produto das áreas do núcleo do indutor é obtido pela seguinte expressão [17]:

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot E_{Lb} \cdot 10^4}{K_\mu \cdot K_j \cdot B_{max}} \right)^Z \quad (5.8)$$

onde:

$$Z = \frac{1}{1 - X} \quad (5.9)$$

A partir de [20], obtém-se a Tabela 5.2, que caracteriza vários tipos de núcleos.

Tabela 5.2 – Tipos de núcleo.

| Núcleo | K_j 20°C < ΔT < 60°C | X |
|--------|-------------------------------|-------|
| POTE | $74,78 \cdot \Delta T^{0,54}$ | +0,17 |
| EE | $63,35 \cdot \Delta T^{0,54}$ | +0,12 |
| X | $56,72 \cdot \Delta T^{0,54}$ | +0,14 |
| RM | $71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$ | +0,13 |
| EC | $71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$ | +0,13 |
| PQ | $71,6 \cdot \Delta T^{0,54}$ | +0,13 |

Escolhendo-se um núcleo do tipo EE para $\Delta T \leq 30^\circ\text{C}$, tem-se:

$$K_j = 397 \quad (5.10)$$

$$K_\mu = 0,4 \quad (5.11)$$

$$X = 0,12 \quad (5.12)$$

A densidade de fluxo não pode ser maior que a densidade de saturação do material, a qual no caso do ferrite IP6 é 0,3T [20]. Então, adota-se:

$$B_{max} = 0,3 \text{ T} \quad (5.13)$$

Substituindo (5.12) em (5.9), chega-se a:

$$Z = \frac{1}{1-0,12} = 1,136 \quad (5.14)$$

Substituindo (5.7), (5.10), (5.11), (5.12) e (5.14) em (5.8), obtém-se:

$$A_p = \left(\frac{2 \cdot 26,6 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4}{0,4 \cdot 397 \cdot 0,3} \right)^{1,136} = 15,52 \text{cm}^4 \quad (5.15)$$

Em [20], encontra-se a tabela que apresenta as dimensões de vários tipos de núcleos.

Entretanto, a Tabela 5.3 trata resumidamente apenas do tipo EE.

Tabela 5.3 – Dimensões dos núcleos do tipo EE.

| Tipo | Dimensões | A_p (cm ⁴) | CEM (cm) | l_e (cm) | A_e (cm ²) | A_s (cm ²) |
|------|-----------|--------------------------|----------|------------|--------------------------|--------------------------|
| EE | 20/10/5 | 0,48 | 3,8 | 4,29 | 0,312 | 28,6 |
| | 30/15/7 | 0,71 | 5,6 | 6,69 | 0,597 | 34,8 |
| | 30/15/14 | 1,43 | 6,7 | 6,69 | 1,2 | 43,2 |
| | 42/21/15 | 4,66 | 9,3 | 9,7 | 1,82 | 89,1 |
| | 42/21/20 | 6,14 | 10,5 | 9,7 | 2,4 | 97,5 |
| | 55/28/21 | 13,3 | 11,6 | 12,3 | 3,54 | 150 |
| | 65/33/26 | 57,2 | 15 | 14,7 | 10,6 | 312 |

O núcleo a ser utilizado é do tipo EE 65/33/26, que possui as seguintes características:

$$A_p = 57,2 \text{cm}^4 \quad (5.16)$$

$$A_e = 10,6 \text{cm}^2 \quad (5.17)$$

$$l_e = 14,7 \text{cm} \quad (5.18)$$

De acordo com [20], o fator de indutância A_l é dado por:

$$A_l = \frac{A_e^2 \cdot B_{max}^2}{2 \cdot E_{Lb}} \quad (5.19)$$

Substituindo (5.7), (5.13) e (5.17) em (5.19), tem-se:

$$A_l = \frac{(10,6 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 0,3^2}{2 \cdot 26,6 \cdot 10^{-3}} = 1,9 \mu\text{H/espira}^2 \quad (5.20)$$

Um núcleo sem entreferro proporcionará um valor elevado de indutância. Deste modo, é aconselhável a utilização de uma lâmina de papel para tal fim, cuja espessura é calculada de acordo com as recomendações apresentadas em [20].

A permeabilidade efetiva do núcleo com entreferro é determinada através de:

$$\mu_e = \frac{A_l \cdot l_e}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (5.21)$$

onde:

μ_e – permeabilidade efetiva do núcleo;

μ_0 – permeabilidade magnética do ar, constante igual a $4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

Utilizando os valores da Tabela 5.3 para o núcleo EE 65/33/26, bem como substituindo (5.20) em (5.21), pode-se obter:

$$\mu_e = \frac{1,9 \cdot 10^{-6} \cdot 14,7 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 10,6 \cdot 10^{-4}} = 209,82 \quad (5.22)$$

O valor do entreferro a ser utilizado é dado por:

$$l_g = \frac{l_e}{\mu_e} \quad (5.23)$$

Substituindo (5.18) e (5.22) em (5.23), chega-se a:

$$l_g = \frac{147}{209,82} = 0,7 \text{ mm} \quad (5.24)$$

O número de espiras do indutor corresponde a:

$$N_{Lb} = \sqrt{\frac{L_b}{A_l}} \quad (5.25)$$

Substituindo (5.4) e (5.20), obtém-se:

$$N_{Lb} = \sqrt{\frac{222 \cdot 10^{-6}}{1,9 \cdot 10^{-6}}} = 10,81 \cong 11 \text{ espiras} \quad (5.26)$$

Para determinar a seção transversal dos condutores utilizados no indutor, deve-se primeiramente calcular a densidade de corrente, segundo a expressão (5.27).

$$J = K_j \cdot A_p^{-X} \quad (5.27)$$

Substituindo (5.10), (5.12) e (5.16) em (5.27), pode-se obter:

$$J = 397 \cdot 57,2^{-0,12} = 244,28 \text{ A/cm}^2 \quad (5.28)$$

A área de cobre é dada por:

$$A_{Cu} = \frac{I_{i(pico)} / \sqrt{2}}{J} \quad (5.29)$$

Substituindo (5.1) e (5.28) em (5.29), tem-se:

$$A_{Cu} = \frac{14,1 / \sqrt{2}}{244,28} = 0,04071 \text{ cm}^2 \quad (5.30)$$

Utilizando-se oito fios 20 AWG em paralelo, pode-se obter aproximadamente o valor da área calculada. Assim, o indutor Boost possui as seguintes características:

- Indutância: $L_b=222\mu\text{H}$;
- Núcleo: EE 65/33/26;
- Número de espiras: $N_{Lb}=11$;
- Condutor: oito fios com seção transversal 20 AWG em paralelo.

5.2.1.3 - DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

Empregando-se (2.61), calcula-se o valor da capacitância de saída como sendo:

$$C = \frac{1200}{2 \cdot 0,95 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 250 \cdot (0,02 \cdot 250)} = 1,34 \text{ mF} \quad (5.31)$$

5.2.1.4 - DETERMINAÇÃO DOS ELEMENTOS RESSONANTES DO CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

De acordo com as recomendações fornecidas no item 4.3 do Capítulo 4, obtém-se os seguintes valores para os elementos da célula de comutação:

$$C_s = 5\text{nF} \quad (5.32)$$

$$C_b = 100\text{nF} \quad (5.33)$$

$$L_s = 5\mu\text{H} \quad (5.34)$$

Adotando-se o mesmo procedimento descrito no item 4.2.2, são determinadas as seguintes características para o indutor L_s :

- Indutância: $L_s=5\mu\text{H}$;
- Núcleo: EE 20/10/5;
- Número de espiras: $N_{L_s}=10$;
- Condutor: cinco fios com seção transversal 20 AWG em paralelo.

5.2.1.5 - DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

Inicialmente, são calculados os valores médio e eficaz da corrente no diodo Boost, utilizando as equações (2.63) e (2.67).

$$i_{Db(méd.)} = \frac{(14,1/\sqrt{2})}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,392} = 2,526\text{A} \quad (5.35)$$

$$i_{Db(ef.)} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{(14,1/\sqrt{2})}{1,392} = 4,376\text{A} \quad (5.36)$$

Os esforços de corrente no interruptor são calculados a partir das equações (2.72) e (2.74).

$$i_{S(méd.)} = \frac{\sqrt{2} \cdot (14,1/\sqrt{2})}{4} \cdot \frac{(4 \cdot 1,392 - \pi)}{\pi \cdot 1,392} = 1,951A \quad (5.37)$$

$$i_{S(ef.)} = \frac{\sqrt{6} \cdot (14,1/\sqrt{2})}{6} \cdot \sqrt{3 - \frac{8}{\pi \cdot 1,392}} = 4,393A \quad (5.38)$$

Novamente, conforme especificado no item 4.4 do Capítulo 4, pode-se afirmar que os esforços de tensão e corrente nos diodos do circuito são iguais à tensão de saída e à corrente de entrada, respectivamente.

5.2.2 - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Neste item, algumas grandezas são determinadas em função das recomendações existentes em [5] e [40].

5.2.2.1 - CÁLCULOS INICIAIS

O ganho do sensor de corrente por efeito Hall é:

$$R_{sh} = 0,1 \quad (5.39)$$

A referência de corrente é resultado da multiplicação entre o sinal de saída do regulador da tensão e o sinal que atribui a forma da referência I_{ac} , derivado da tensão de entrada.

$$I_{mo} = \frac{I_{ac} \cdot (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \quad (5.40)$$

Como o valor do sinal de saída do regulador de tensão é 4V, para condições nominais de operação, tem-se:

$$V_{vea} - 1 = 3V \quad (5.41)$$

O sinal de saída do bloco de “*feedforward*” é:

$$V_{ff}^2 = 2V^2 \quad (5.42)$$

O valor de pico do sinal I_{ac} é estipulado em:

$$I_c = 400\mu A \quad (5.43)$$

Substituindo (5.41), (5.42) e (5.43) em (5.40), obtém-se:

$$I_{mo} = \frac{400 \cdot 10^{-6} \cdot 3}{2} = 600\mu A \quad (5.44)$$

Como a tensão de referência é 7,5V, o ganho de cada sensor de tensão é dado por:

$$K_o = K_{o1} = K_{o2} = \frac{V_{ref}}{2 \cdot V_o} = \frac{7,5}{2 \cdot 250} = 0,015 \quad (5.45)$$

5.2.2.2 - REGULADOR DE CORRENTE

Para o projeto do regulador de corrente, deve-se obter inicialmente a função de transferência que relaciona a corrente no indutor e razão cíclica de operação do interruptor, de acordo com (2.79), sendo o respectivo diagrama de Bode mostrado na Fig. 5.1.

$$G(s) = \frac{250}{222 \cdot 10^{-6} \cdot s} \quad (5.46)$$

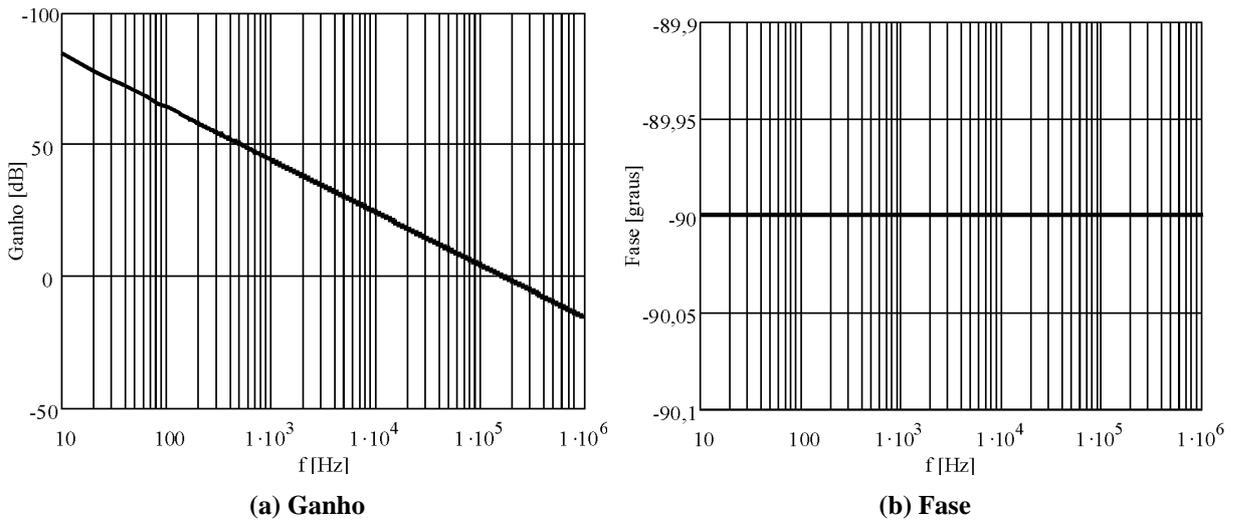


Fig. 5.1 – Diagrama de Bode da função de transferência $G(s)$.

A função de transferência do regulador é dada por (2.80), sendo necessário determinar as frequências dos pólos e do zero. Segundo a expressão (2.81), 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, ou seja:

$$f_c = \frac{100 \cdot 10^3}{4} = 25\text{kHz} \quad (5.47)$$

O ganho da função de transferência $G(s)$ na frequência de corte é:

$$20 \cdot \log |G(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 16,078\text{dB} \quad (5.48)$$

No percurso da $FTLA$, encontram-se os blocos do sensor de corrente e do modulador PWM. O ganho de R_{sh} na frequência de corte é:

$$20 \cdot \log |R_{sh}| = -20\text{dB} \quad (5.49)$$

Como a rampa do modulador PWM assume $V_s=5,2\text{V}$, tem-se:

$$20 \cdot \log \left| \frac{1}{V_s} \right| = -14,32\text{dB} \quad (5.50)$$

Portanto, o ganho do compensador de corrente na frequência de corte é calculado por:

$$20 \cdot \log |CI(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 0 - 20 \cdot \log |R_{sh}| - 20 \cdot \log |G(2 \cdot \pi \cdot f_c)| - 20 \cdot \log \left| \frac{1}{V_s} \right| = 18,242 \text{dB} \quad (5.51)$$

A frequência do zero do regulador é um décimo da frequência de comutação, de acordo com (2.82).

$$\omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3}{10} = 62,832 \cdot 10^3 \text{rad/s} \quad (5.52)$$

Utilizando (2.83), é possível determinar a frequência do segundo pólo.

$$\omega_{p2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3}{2} = 314,159 \cdot 10^3 \text{rad/s} \quad (5.53)$$

O ganho do pólo localizado na origem deve ser tal que o ganho do regulador na frequência de corte possua o valor calculado em (5.53).

$$Z(s) = 20 \cdot \log \left(\left| 1 + \frac{s}{\omega_z} \right| \right) \quad (5.54)$$

$$P_2(s) = 20 \cdot \log \left(\left| \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{p2}}} \right| \right) \quad (5.55)$$

$$20 \cdot \log |P_1(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 20 \cdot \log |CI(2 \cdot \pi \cdot f_c)| - 20 \cdot \log |Z(2 \cdot \pi \cdot f_c)| - 20 \cdot \log |P_2(2 \cdot \pi \cdot f_c)| \quad (5.56)$$

Substituindo (5.47) e (5.52) em (5.54), (5.47) e (5.53) em (5.55), e os resultados destas manipulações em (5.56), obtém-se:

$$20 \cdot \log |P_1(2 \cdot \pi \cdot f_c)| = 18,242 - 8,6032 - (-0,969) = 10,608 \quad (5.57)$$

Logo, a frequência do pólo na origem vale:

$$\omega_{p1} = (2 \cdot \pi \cdot f_c) 10^{\frac{20 \cdot \log |P_1(2 \cdot \pi \cdot f_c)|}{20}} = 532,757 \cdot 10^3 \text{rad/s} \quad (5.58)$$

Substituindo (5.52), (5.53) e (5.58) em (2.80), pode-se obter a função de transferência do regulador de corrente dada por (5.59), assim como traçar o diagrama de Bode da Fig. 5.2.

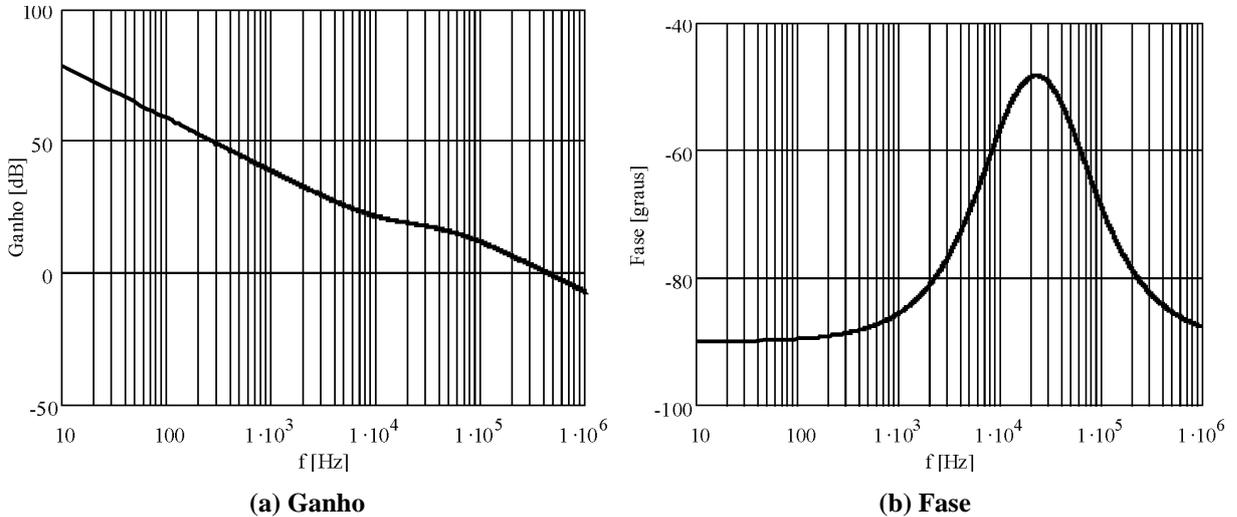


Fig. 5.2 – Diagrama de Bode da função de transferência $CI(s)$.

$$CI(s) = \frac{532,757 \cdot 10^3}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{62,832 \cdot 10^3}}{1 + \frac{s}{314,159 \cdot 10^3}} \quad (5.59)$$

A partir da função de transferência do regulador, determina-se a *FTLA* através da expressão (5.60), apresentando-se seu diagrama de Bode na Fig. 5.3. Verifica-se a margem de fase de 45° e a frequência de corte em 25kHz, de acordo com os requisitos estipulados no projeto.

$$FTLA(s) = G(s) \cdot CI(s) \cdot R_{sh} \cdot \frac{1}{V_s} \quad (5.60)$$

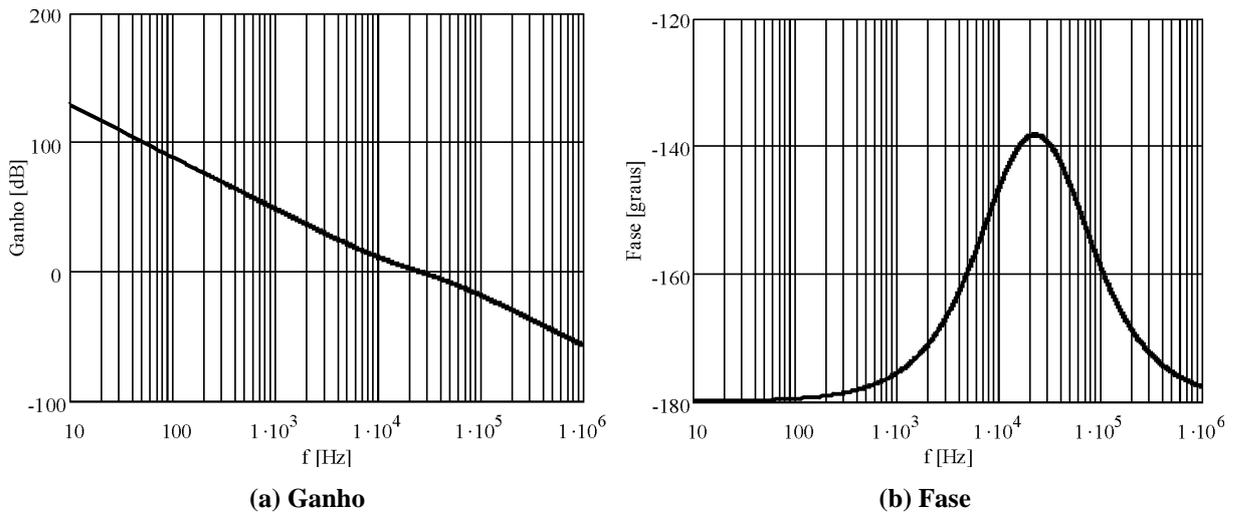


Fig. 5.3 – Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA(s)$.

O regulador de corrente é implementado de acordo com a Fig. 2.27, adotando-se os valores numéricos obtidos para a respectiva função de transferência.

$$\frac{1}{\omega_z} = C_{cz} \cdot R_{cz} = \frac{1}{62,832 \cdot 10^3} \quad (5.61)$$

$$\frac{1}{\omega_{p1}} = (C_{cp} + C_{cz}) \cdot R_{ci} = \frac{1}{532,757 \cdot 10^3} \quad (5.62)$$

$$\frac{1}{\omega_{p2}} = R_{ci} \cdot \frac{C_{cp} \cdot C_{cz}}{(C_{cp} + C_{cz})} = \frac{1}{314,159 \cdot 10^3} \quad (5.63)$$

Atribuindo valores a alguns componentes, tem-se:

$$R_{mo} = R_{ci} = 1,7 \text{ k}\Omega \quad (5.64)$$

$$R_{cz} = 50 \text{ k}\Omega \quad (5.65)$$

Empregando (5.66) e (5.67) nas expressões (5.61) a (5.63) e resolvendo, os demais componentes são determinados.

$$C_{cz} = \frac{1}{50 \cdot 10^3 \cdot 62,832 \cdot 10^3} = 318,31 \text{ pF} \quad (5.66)$$

$$C_{cp} = \frac{1}{532,757 \cdot 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^3} - 318,31 \cdot 10^{-12} = 785,82 \text{pF} \quad (5.67)$$

5.2.2.3 - REGULADOR DA TENSÃO DE SAÍDA

Inicialmente, deve-se obter a função de transferência do estágio de saída, dada por (2.96) e reescrita em (5.68).

$$Gv(s) = \left(\frac{1}{1,392 \cdot \pi} + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{\left(\frac{250^2}{600} \right)}{\left[s \cdot \left(\frac{250^2}{600} \right) \cdot 1,34 \cdot 10^3 \right] + 1} \quad (5.68)$$

Simplificando (5.68), chega-se a:

$$Gv(s) = \frac{75,938}{s + 7,143} \quad (5.69)$$

Para a ondulação da tensão de saída especificada, o valor a ser comparado com a referência, ou seja, a ondulação da tensão de saída após o sensor de tensão, vale:

$$\Delta V_o' = K_o \cdot \Delta V_o = 0,015 \cdot 0,02 \cdot 2 \cdot 250 = 0,15 \text{V} \quad (5.70)$$

Considerando uma ondulação na saída do regulador de tensão em 2% do valor CC, para as condições nominais de operação, tem-se:

$$\Delta V_{vea} = 0,02 \cdot V_{vea} = 0,02 \cdot 4 = 0,08 \text{V} \quad (5.71)$$

O ganho do regulador de tensão em 120Hz é:

$$GVC_{120\text{Hz}} = \frac{0,08}{0,15} = 0,533 \quad (5.72)$$

A função de transferência do regulador de tensão pode ser obtida por (2.97). Sendo o zero do regulador alocado no pólo da planta, pode-se escrever:

$$Z_v = 7,143 \quad (5.73)$$

A partir da expressão da função de transferência do regulador e do ganho em 120Hz, é determinado o valor do ganho K_v .

$$K_v = 0,533 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot 120}{\sqrt{(2 \cdot \pi \cdot 120)^2 + 7,143^2}} = 0,533 \quad (5.74)$$

Substituindo (5.73) e (5.74) em (2.97), obtém-se (5.75), sendo o diagrama de Bode ilustrado na Fig. 5.4.

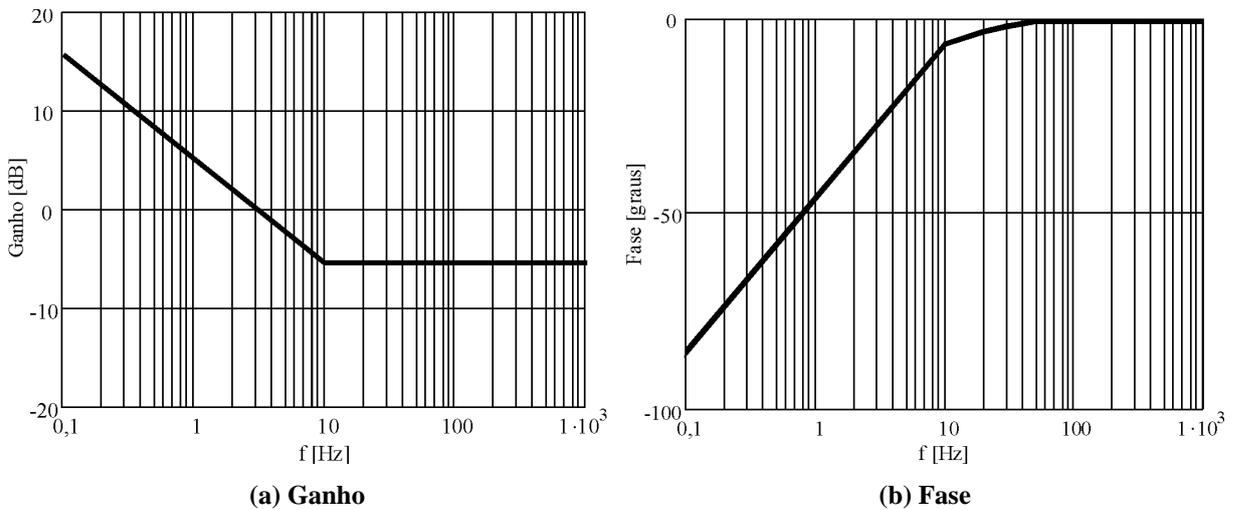


Fig. 5.4 – Diagrama de Bode da função de transferência $Gv(s)$.

$$CV(s) = 0,533 \cdot \frac{s + 7,143}{s} \quad (5.75)$$

Na Fig. 2.29, são mostrados os elementos do regulador, dimensionados a seguir. Utilizando (2.98) e (2.99), pode-se escrever (5.76) e (5.77), respectivamente.

$$\frac{R_{vf}}{R_{vi}} = 0,533 \quad (5.76)$$

$$\frac{1}{R_{vf} \cdot C_{vf}} = 7,143 \quad (5.77)$$

Atribuindo-se o valor de C_{vf} , os demais componentes podem ser determinados, isto é:

$$C_{vf} = 1\mu\text{F} \quad (5.78)$$

$$R_{vf} = 140\text{k}\Omega \quad (5.79)$$

$$R_{vi} = 263\text{k}\Omega \quad (5.80)$$

A função de transferência de laço aberto é dada por:

$$FTLA(s) = CV(s) \cdot A_{méd} \cdot \frac{1}{V_{ff}^2} \cdot H \cdot 2 \cdot G_v(s) \cdot K_o \quad (5.81)$$

De acordo com (5.82), $A_{méd}$ é o valor médio do sinal que fornece a forma da referência de corrente. O ganho H , necessário à obtenção da $FTLA$, é calculado em (5.83).

$$A_{méd} = 2 \cdot \frac{I_{ac}}{\pi} = 2 \cdot \frac{400 \cdot 10^{-6}}{\pi} = 254 \cdot 10^{-6} \text{ A} \quad (5.82)$$

$$H = \frac{I_{i(\text{pico})}}{I_{mo}} = \frac{14,066}{600 \cdot 10^{-6}} = 2,344 \cdot 10^4 \quad (5.83)$$

Substituindo (5.42), (5.45), (5.69), (5.75), (5.82) e (5.83) em (5.81), obtém-se o diagrama de Bode representado na Fig. 5.5. Verifica-se que a $FTLA$ apresenta uma frequência de corte muito baixa, sendo a atuação desta malha lenta como é desejável.

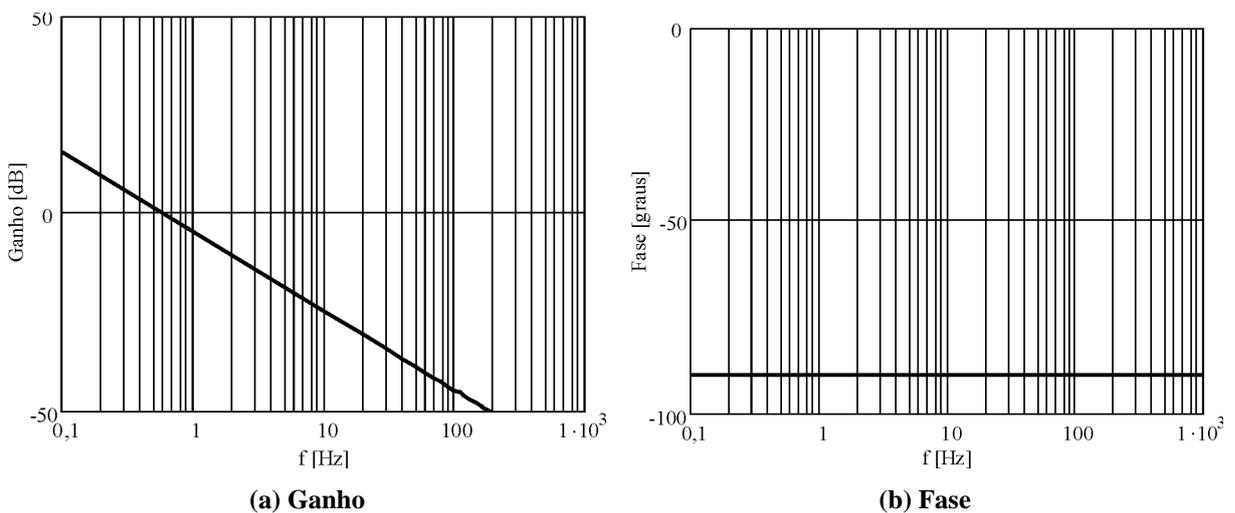


Fig. 5.5 – Diagrama de Bode da função de transferência $FTLA(s)$.

5.2.2.4 - MALHA DE “FEEDFORWARD”

Esta malha pode ser implementada de acordo com a Fig. 2.31, sendo que o ganho e a frequência de corte são calculados a partir de (2.100) e (2.101), respectivamente.

$$G_f = \frac{1,5}{66,2} = 0,0227 \quad (5.84)$$

$$f_{cf} = 2 \cdot 60 \cdot \sqrt{0,0227} = 18\text{Hz} \quad (5.85)$$

Adotando $R_{ff2}=27\text{k}\Omega$ e $R_{ff3}=10\text{k}\Omega$, bem como utilizando (2.102) e (2.103), tem-se:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 27 \cdot 10^3} = 327\text{nF} \quad (5.86)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 18 \cdot 10 \cdot 10^3} = 881\text{nF} \quad (5.87)$$

Considerando a amostra da tensão de entrada igual a 9V, pode-se determinar R_{ff1} segundo a expressão (2.104), isto é:

$$R_{ff1} = 22\text{k}\Omega \quad (5.88)$$

5.2.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DIGITAL

Visando validar o princípio de operação e a metodologia de projeto desenvolvida, esta seção apresenta os resultados obtidos por simulação para o conversor projetado segundo os itens anteriores.

A Fig. 5.6 mostra as formas de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação para as condições de carga leve e nominal especificadas na Tabela 5.1. Assim, é possível observar a operação do conversor com fator de potência praticamente unitário em ambas as situações.

Sob carga leve, o fator de deslocamento é 0,9981 e $THD_I=6,58\%$, sendo que o conteúdo harmônico da corrente de entrada é representado na Fig. 5.7. Na potência nominal, o fator de

deslocamento é 0,9997 e $THD_I=2,33\%$, sendo o conteúdo harmônico da corrente de entrada para esta condição mostrado na Fig. 5.8. Deve-se ressaltar que, experimentalmente, a distorção harmônica tenderá a assumir valores mais elevados em função de não idealidades não consideradas na simulação, a exemplo da tensão de alimentação levemente distorcida.

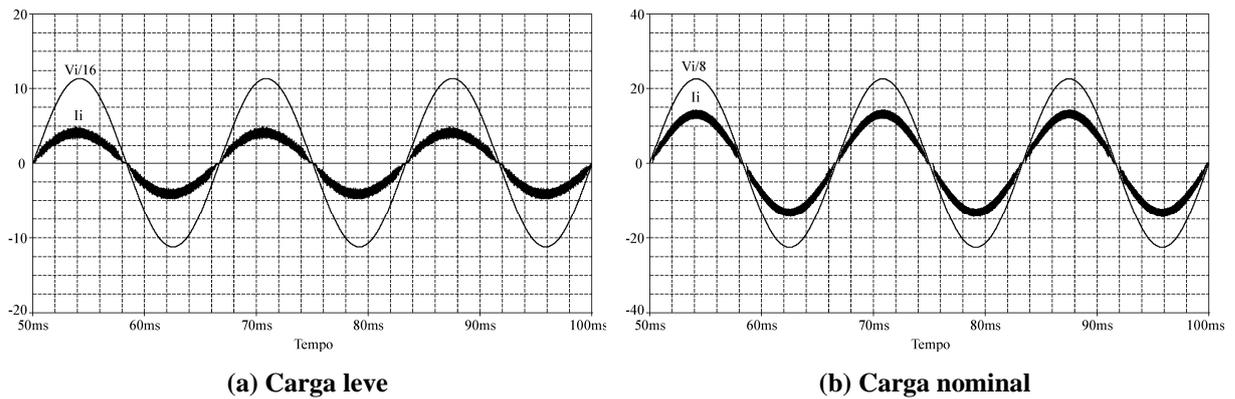


Fig. 5.6 – Tensão de entrada e corrente de entrada.

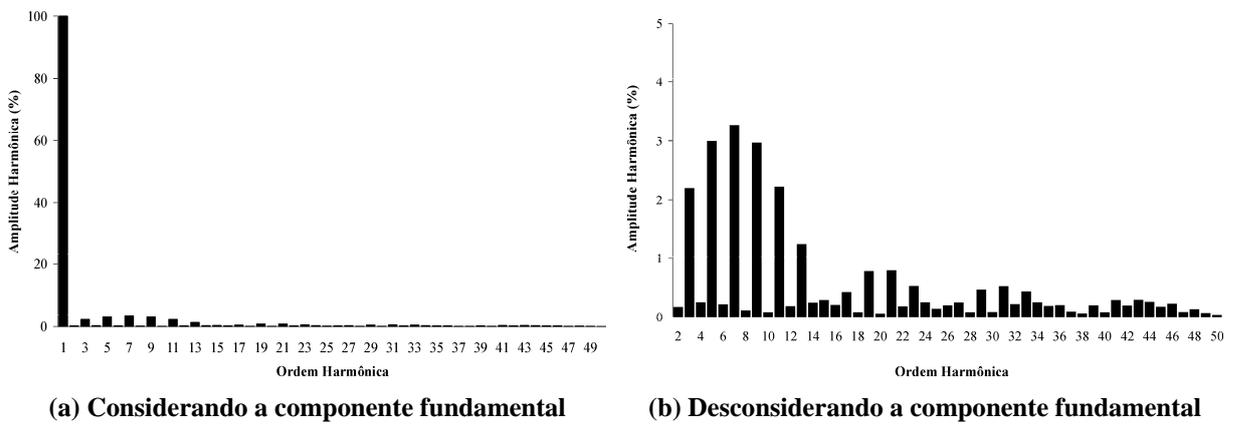


Fig. 5.7 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada em condição de carga leve.

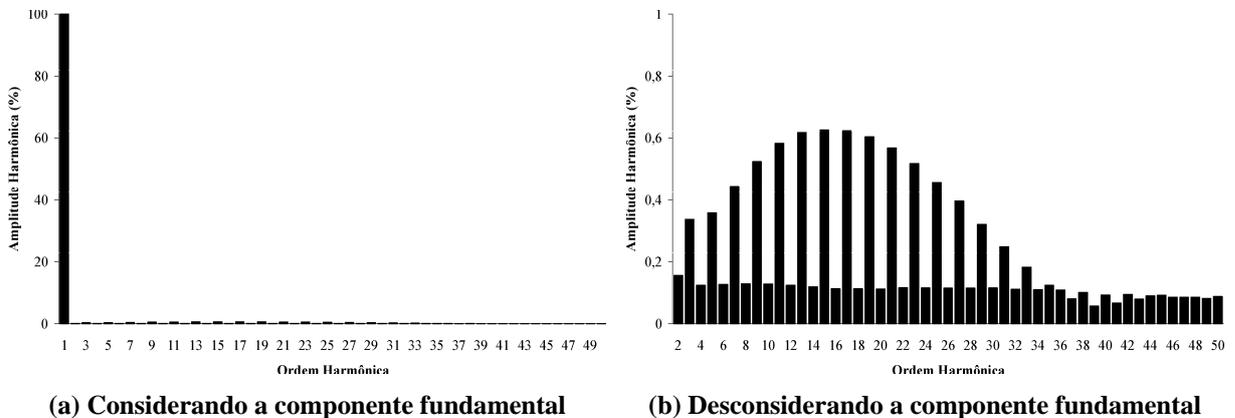


Fig. 5.8 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada em condição de carga nominal.

A Fig. 5.9 mostra os pulsos gerados pelo circuito de controle para o acionamento dos interruptores principais S_1 e S_2 , que possuem os respectivos terminais fonte interconectados. Assim, uma mesma seqüência de pulsos pode ser aplicada, simplificando o circuito de comando dos mesmos.

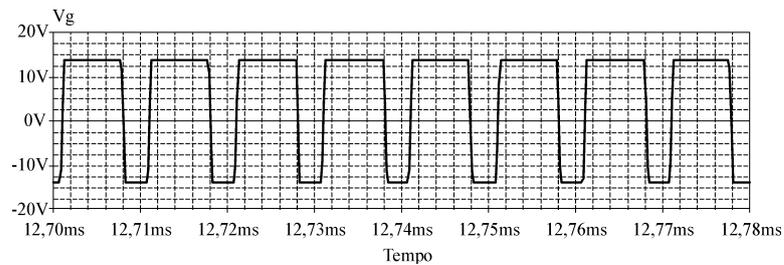


Fig. 5.9 – Pulsos de comando dos interruptores principais.

Na Fig. 5.10, tem-se as tensões nos capacitores C_{b1} e C_{s1} , bem como a corrente no indutor L_s . A Fig. 5.11 mostra a comutação do diodo Boost D_{b1} , que ocorre de forma não dissipativa.

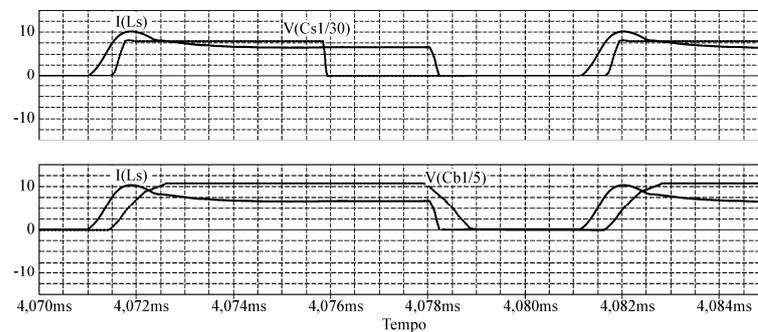


Fig. 5.10 – Tensão e corrente nos elementos da célula de comutação.

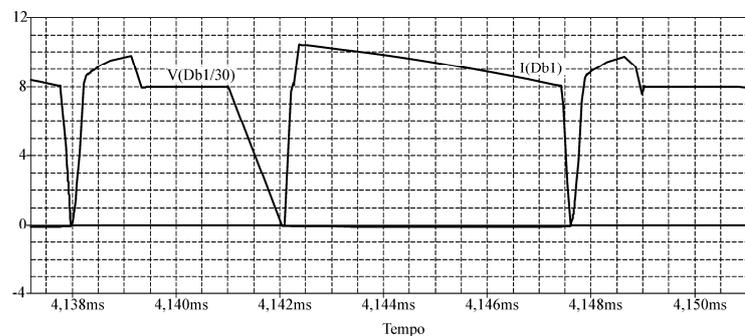
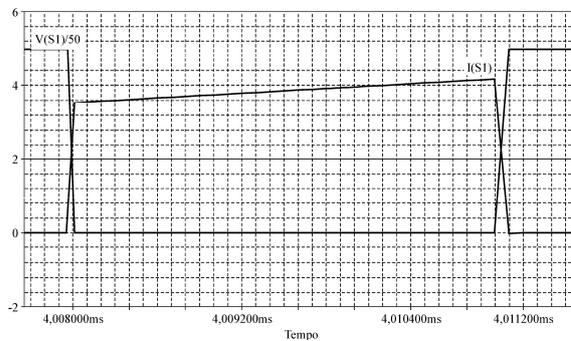


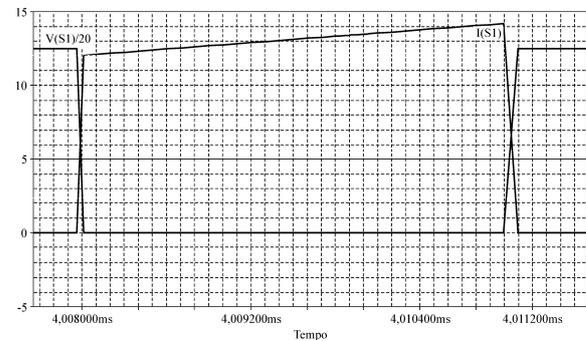
Fig. 5.11 – Tensão e corrente no diodo D_{b1} .

A Fig. 5.12 ilustra a tensão e a corrente no interruptor S_I , sem a utilização da célula proposta no Capítulo 4, verificando-se a comutação dissipativa na entrada em condução e no bloqueio. A Fig. 5.13 representa as mesmas formas de supracitadas, onde a célula de comutação proposta é empregada. Pode-se verificar que a entrada e a saída de condução ocorrem sob corrente e tensão nulas, respectivamente, para a ampla faixa de carga.

Por fim, a Fig. 5.14 corresponde às tensões de saída nos barramentos CC de forma equilibrada, sendo que a frequência da ondulação da tensão total é 120Hz.

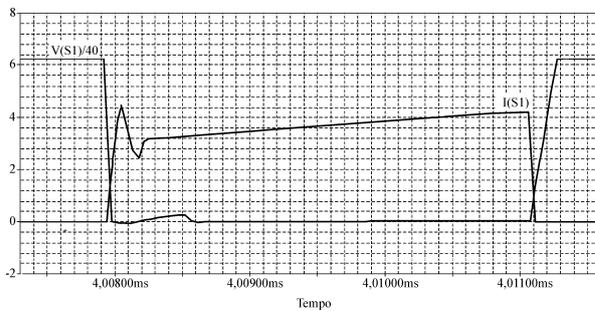


(a) Carga leve

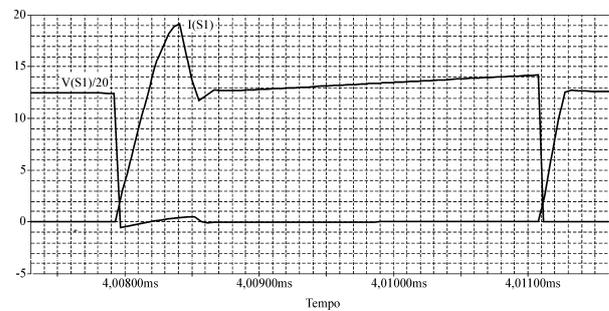


(b) Carga nominal

Fig. 5.12 – Corrente e tensão no interruptor S_I sem a utilização da célula de comutação.



(a) Carga leve



(b) Carga nominal

Fig. 5.13 – Corrente e tensão no interruptor S_I com a utilização da célula de comutação.

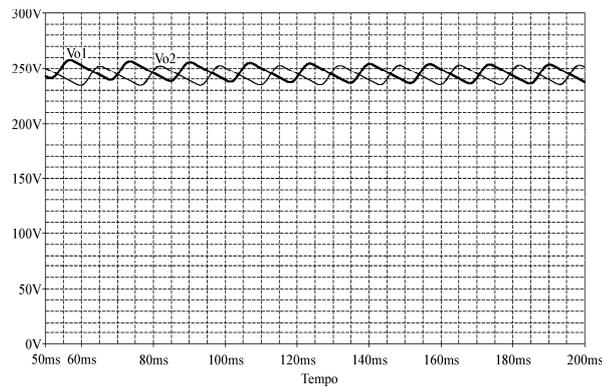


Fig. 5.14 – Tensões de saída.

5.2.4 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foi implementado um protótipo monofásico do retificador a três níveis, empregando-se as especificações determinadas nos itens 5.2.1 e 5.2.2. Na Tabela 5.4, tem-se a lista dos componentes utilizados.

Tabela 5.4 – Componentes utilizados no circuito de potência do retificador monofásico a três níveis.

| Componente | Especificação |
|--|---|
| Diodos Boost D_{b1}, D_{b2} | HFA15TB60 – IR |
| Interruptores S_1, S_2 | IRF460 – IR |
| Diodos auxiliares $D_{a11}, D_{a12}, D_{a13}, D_{a21}, D_{a22}, D_{a23}$ | HFA08TB60 – IR |
| Indutor Boost L_b | 222 μ H, núcleo EE 65/33/26, 11 espiras, 08 fios 20 AWG |
| Indutor L_s | 5 μ H, núcleo EE 20/10/5, 10 espiras, 05 fios 20 AWG |
| Capacitores C_{b1}, C_{b2} | Polipropileno, 100nF, 250V |
| Capacitores C_{s1}, C_{s2} | Polipropileno, 10nF, 1,6kV, 02 unidades em série |
| Capacitores de saída C_{o1}, C_{o2} | Eletrolítico, 470 μ F, 400V, 03 unidades em paralelo |

O estágio de potência é mostrado na Fig. 5.15, sendo possível identificar os pontos onde são colhidas as amostras da corrente de entrada e das tensões de entrada e de saída.

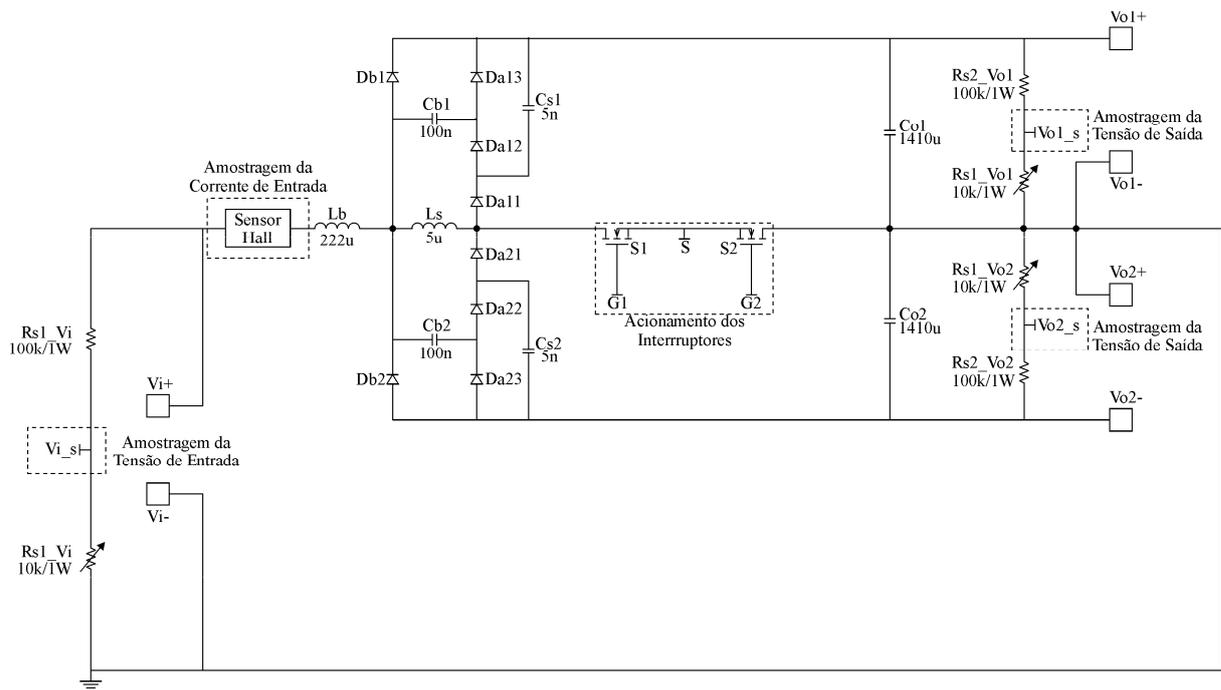


Fig. 5.15 – Estágio de potência do retificador monofásico a três níveis.

A seguir, são descritos os circuitos responsáveis pela aquisição e tratamento dos sinais que são aplicados ao CI UC3854, para a obtenção da regulação da tensão de saída e da operação com fator de potência unitário.

Na Fig. 5.16, a tensão de entrada é retificada, obtendo-se os sinais que fornecem a forma de onda e o valor a serem adotados pela corrente de entrada, a qual por sua vez é amostrada através de um sensor por efeito Hall [31] e retificada através do circuito da Fig. 5.17. Na Fig. 5.18, as tensões nos barramentos CC são amostradas e somadas.

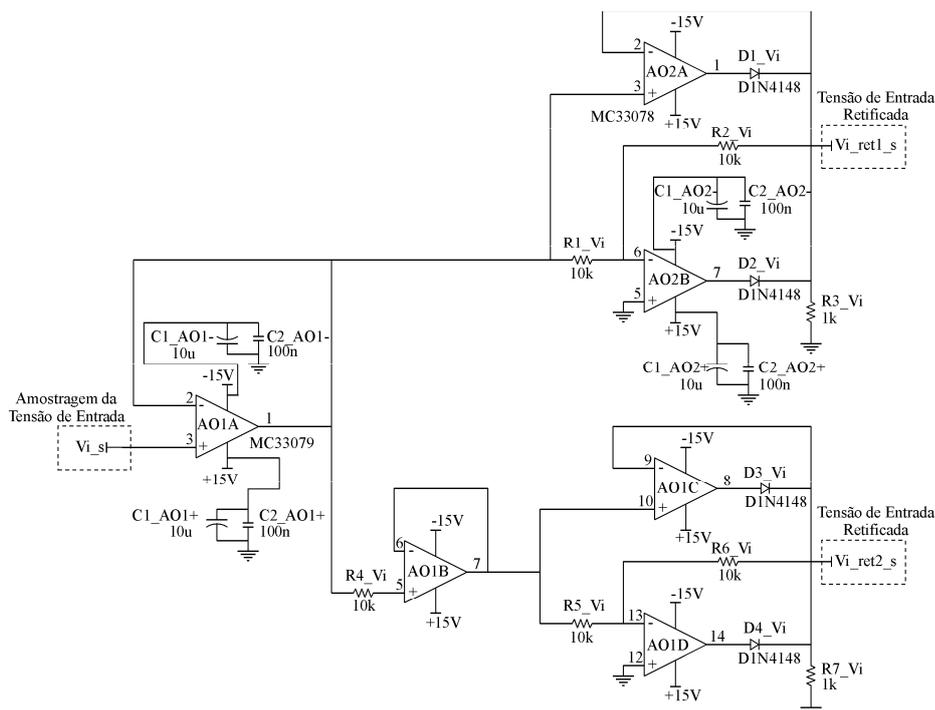


Fig. 5.16 – Amostragem da tensão de entrada.

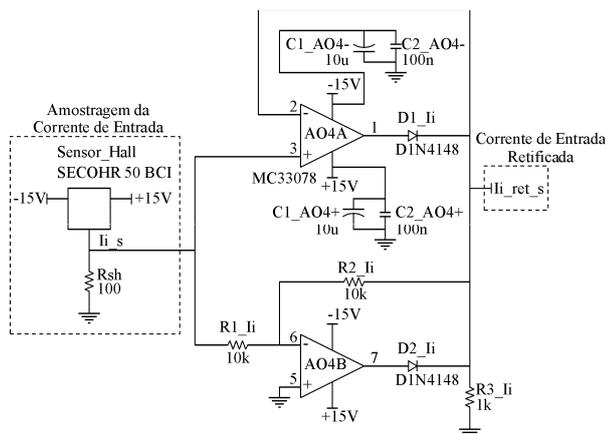


Fig. 5.17 – Amostragem da corrente de entrada.

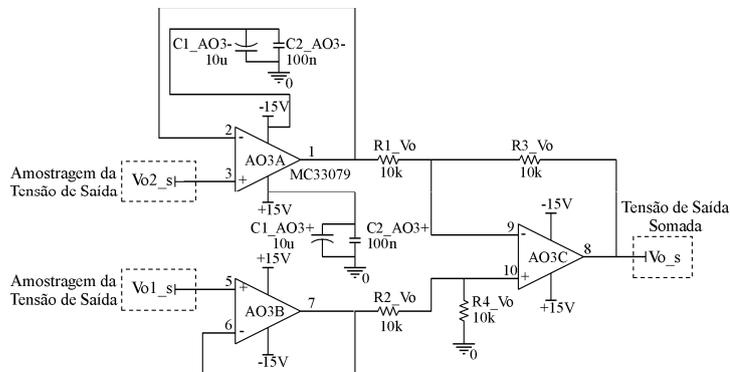


Fig. 5.18 – Amostragem da tensão de saída.

Os sinais devidamente tratados são aplicados ao módulo pré-regulador UC3854, cujo diagrama esquemático é representado na Fig. 5.19, sendo que o terminal 16 fornece a seqüência de pulsos aplicada aos interruptores.

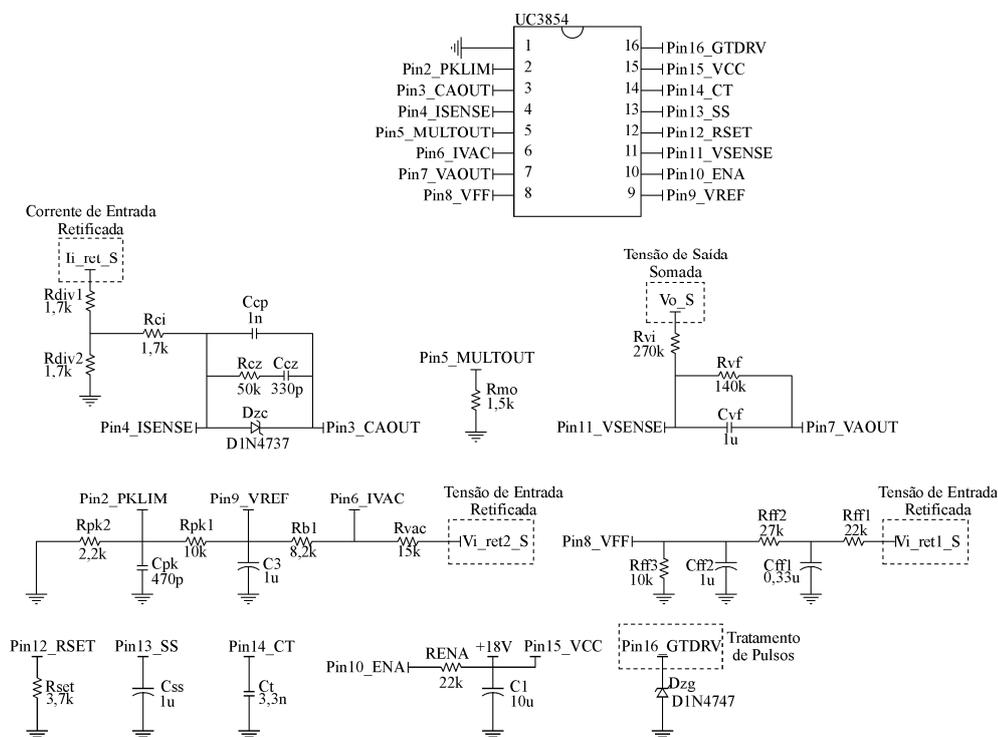


Fig. 5.19 – Diagrama do CI UC3854.

Como foi mencionado anteriormente, o circuito de comando pode ser simplificado, uma vez que os terminais fonte encontram-se interconectados. Assim, é necessária a utilização de um único acoplador ótico HP2601 para isolamento, como pode ser visto na Fig. 5.20. Entretanto, são utilizadas duas derivações para acionamento dos interruptores, de forma a prevenir eventuais oscilações entre as capacitâncias intrínsecas dos semicondutores.

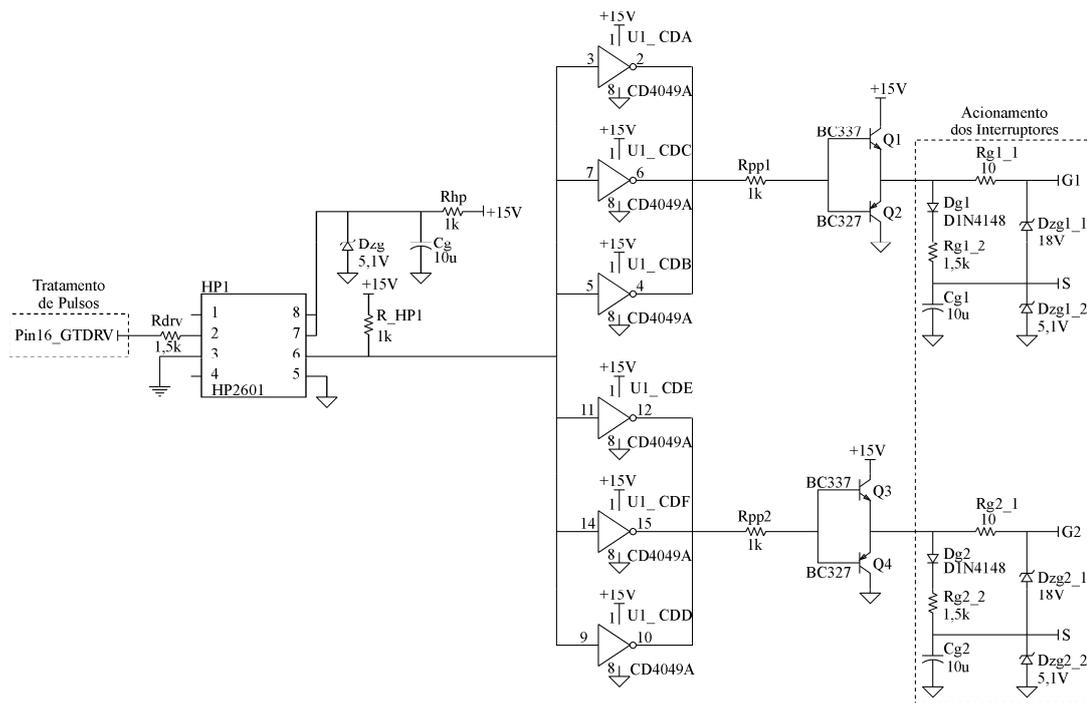
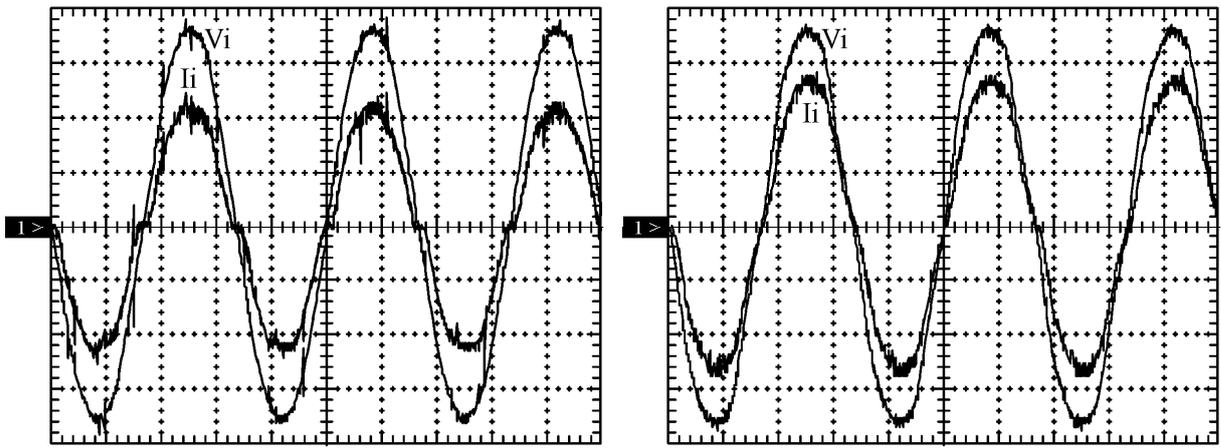


Fig. 5.20 – Circuito de acionamento dos interruptores.

A Fig. 5.21 mostra as formas de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação nas condições de carga leve e nominal, onde é possível observar a operação do conversor com fator de potência praticamente unitário.

Sob carga leve, o fator de deslocamento é 0,9956, sendo que a Fig. 5.22 e a Fig. 5.23 representam os conteúdos harmônicos da tensão e da corrente de entrada nesta situação, respectivamente, onde $THD_V=1,76\%$ e $THD_I=9,32\%$. Na potência nominal, o fator de deslocamento é 0,9963, enquanto a Fig. 5.24 e a Fig. 5.25 correspondem aos conteúdos harmônicos da tensão e da corrente de entrada nesta condição de carga, respectivamente, sendo $THD_V=3,61\%$ e $THD_I=5,47\%$.

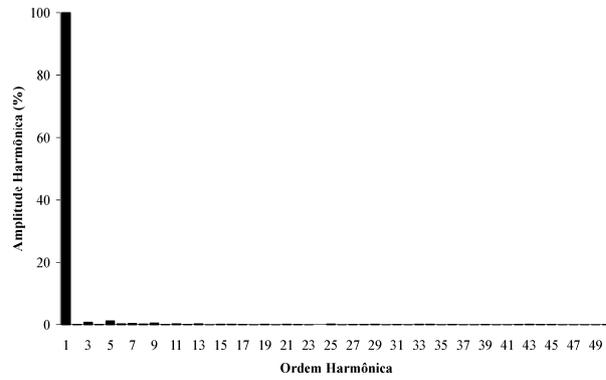


(a) Carga leve

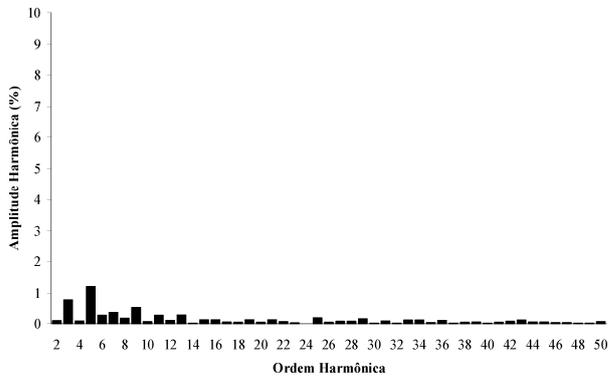
(b) Carga nominal

Escalas: $V_i - 50V/div.$; $I_i - 2A/div.$; tempo $- 5ms/div.$ Escalas: $V_i - 50V/div.$; $I_i - 5A/div.$; tempo $- 5ms/div.$

Fig. 5.21 – Tensão de entrada e corrente de entrada.

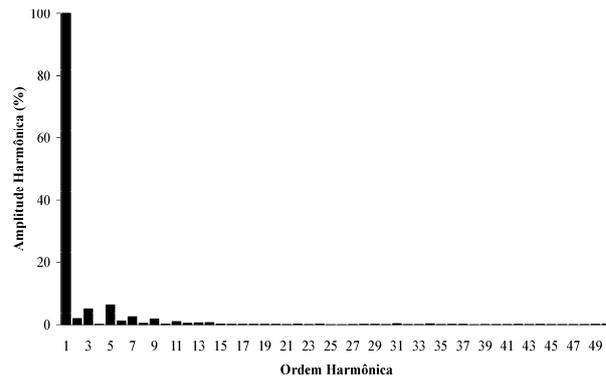


(a) Considerando a componente fundamental

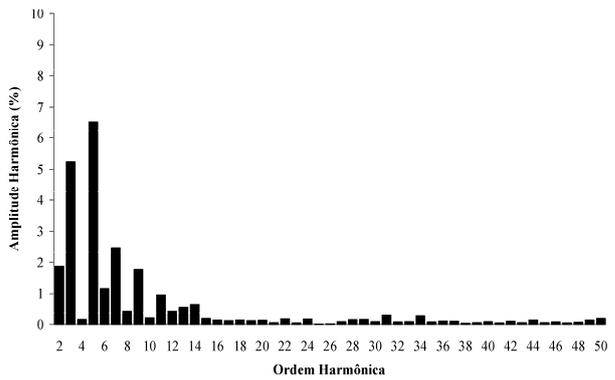


(b) Desconsiderando a componente fundamental

Fig. 5.22 – Conteúdo harmônico da tensão de entrada em condição de carga leve.

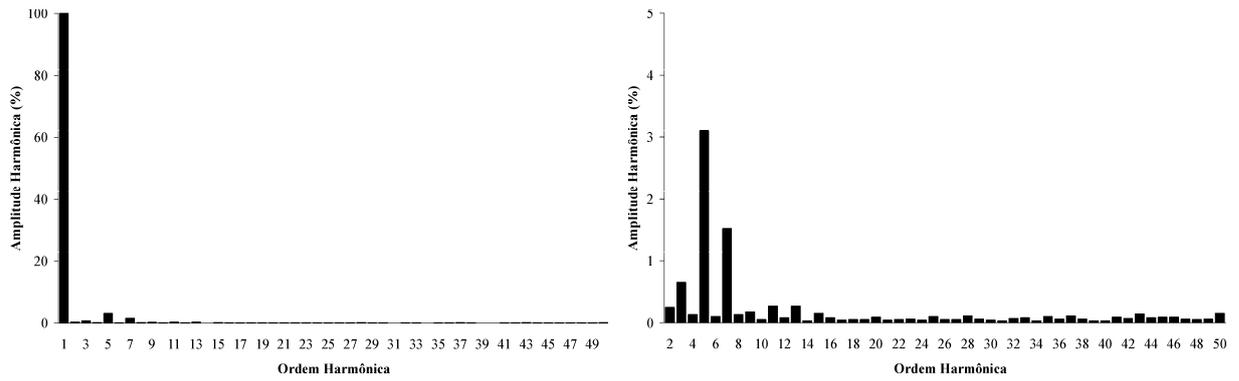


(a) Considerando a componente fundamental



(b) Desconsiderando a componente fundamental

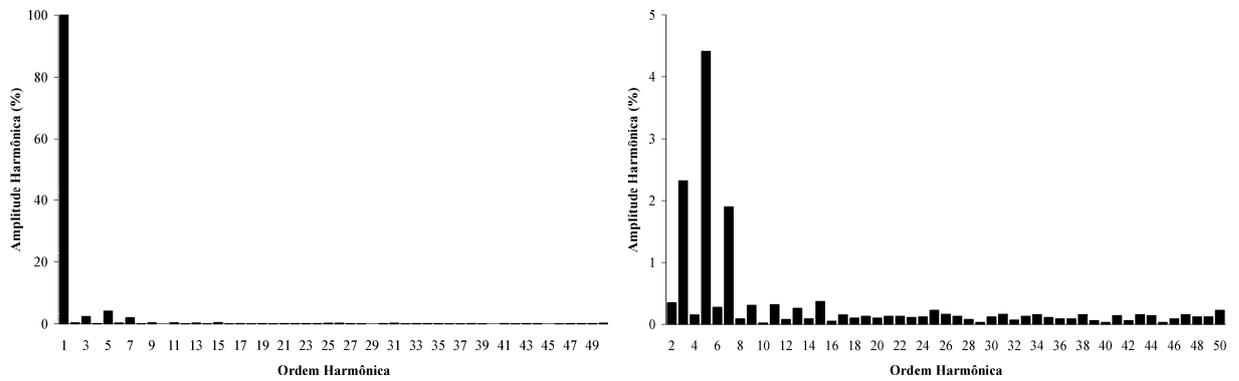
Fig. 5.23 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada em condição de carga leve.



(a) Considerando a componente fundamental

(b) Desconsiderando a componente fundamental

Fig. 5.24 – Conteúdo harmônico da tensão de entrada em condição de carga nominal.



(a) Considerando a componente fundamental

(b) Desconsiderando a componente fundamental

Fig. 5.25 – Conteúdo harmônico da corrente de entrada em condição de carga nominal.

A Fig. 5.26 mostra os pulsos de comando aplicados aos interruptores do conversor.

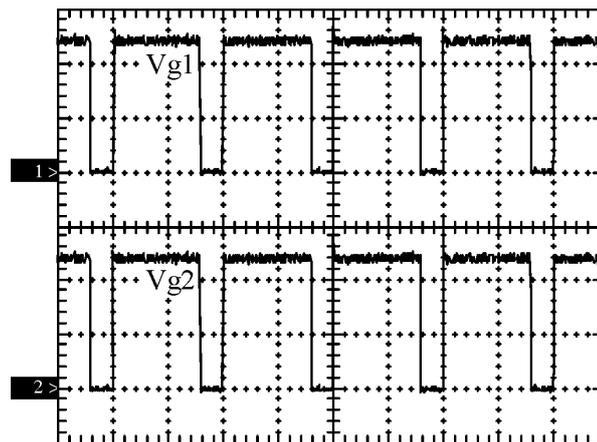


Fig. 5.26 – Pulsos de comando dos interruptores principais.

Escalas: $V_{g1}, V_{g2} - 5V/div.$; tempo - $5\mu s/div.$

Na Fig. 5.27, tem-se as tensões nos capacitores C_{b1} e C_{s1} , bem como a corrente no indutor L_s . A Fig. 5.28 mostra a comutação do diodo Boost D_{b1} , que ocorre de forma não dissipativa.

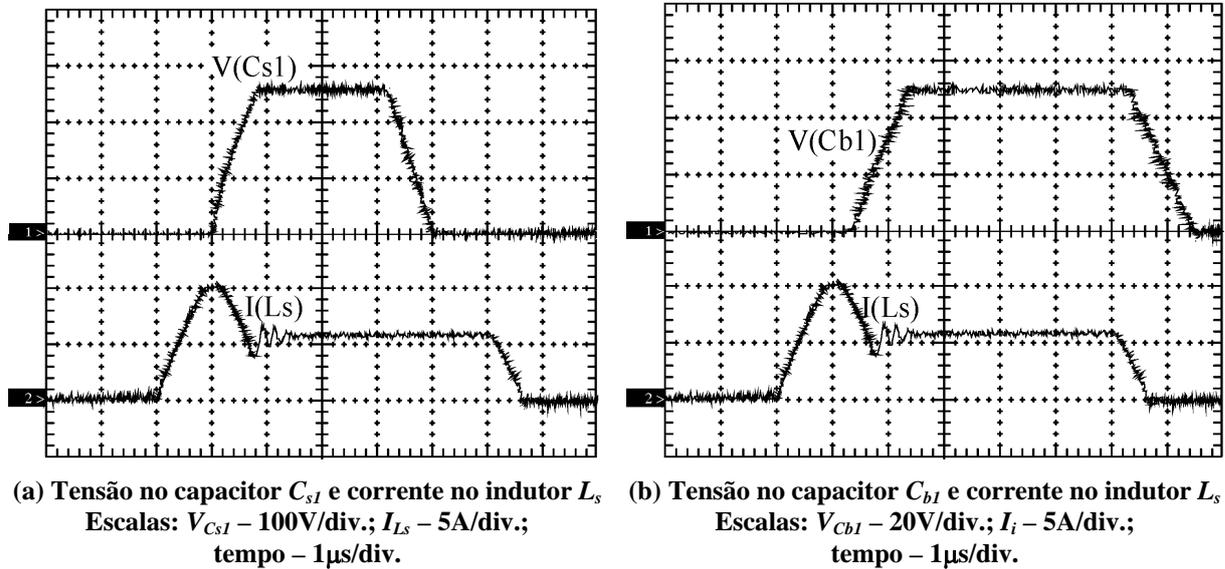


Fig. 5.27 – Tensão e corrente nos elementos da célula de comutação.

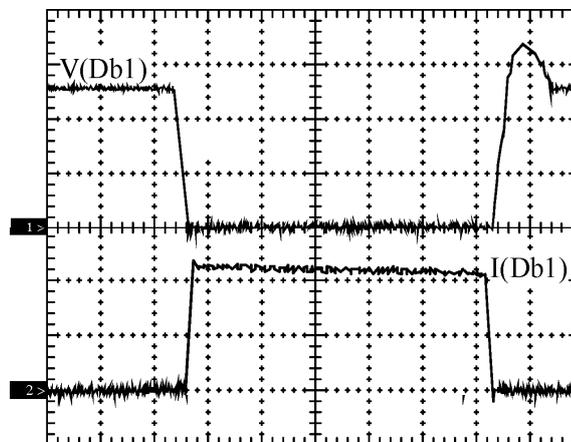


Fig. 5.28 – Tensão e corrente no diodo D_{b1} .
Escala: $V_{D_{b1}} - 100\text{V/div.}; I_{D_{b1}} - 5\text{A/div.};$ tempo - $1\mu\text{s/div.}$

A Fig. 5.29 apresenta a entrada a e saída de condução do interruptor S_I sem a utilização da célula de comutação. Verifica-se o rápido crescimento da corrente e da tensão, havendo cruzamento entre estas grandezas e, conseqüentemente, dissipação de potência no interruptor.

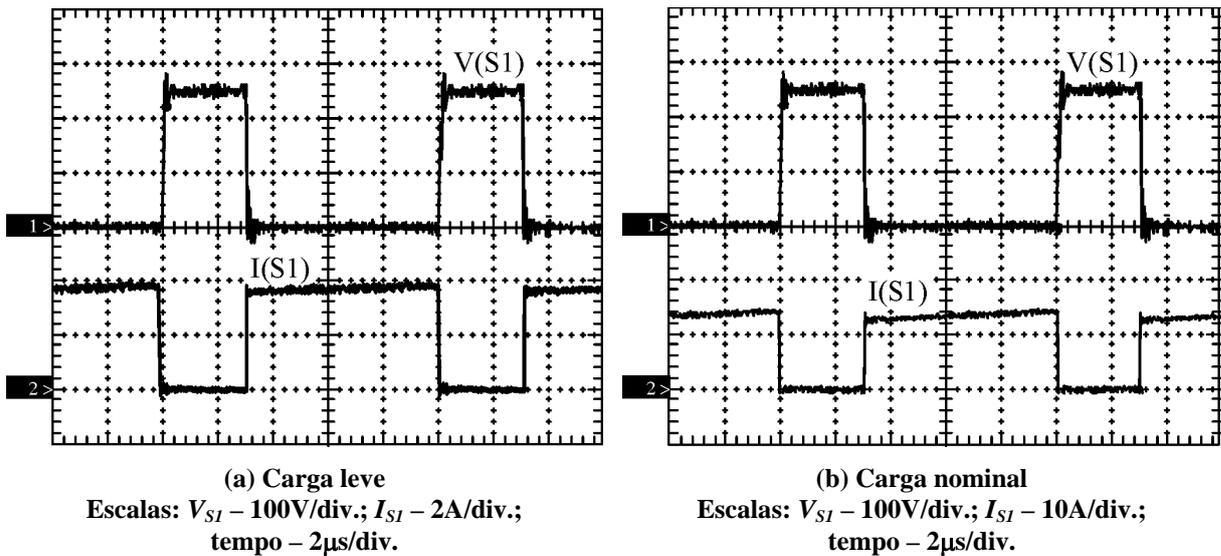


Fig. 5.29 – Corrente e tensão no interruptor S_1 sem a utilização célula de comutação.

A entrada em condução e o bloqueio do interruptor S_1 utilizando o circuito de auxílio à comutação são representados na Fig. 5.30, os quais ocorrem sob corrente e tensão nulas, respectivamente. Desta forma, as perdas por comutação são drasticamente reduzidas, implicando a elevação do rendimento da topologia.

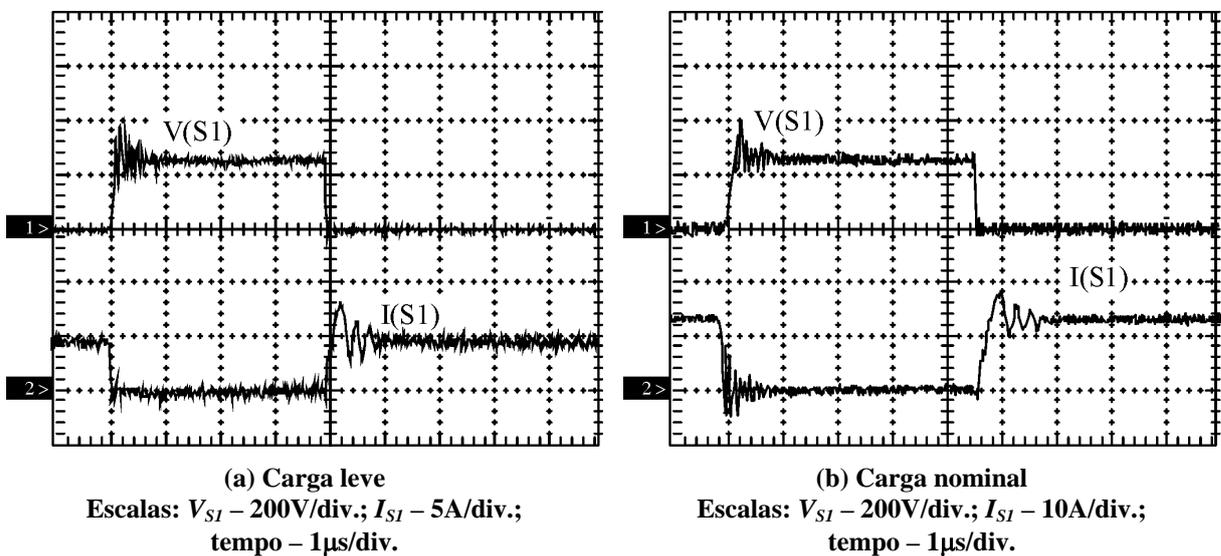


Fig. 5.30 – Corrente e tensão no interruptor S_1 com a utilização da célula de comutação.

Na Fig. 5.31, tem-se as tensões CC nos estágios de saída do conversor para cargas equilibradas.

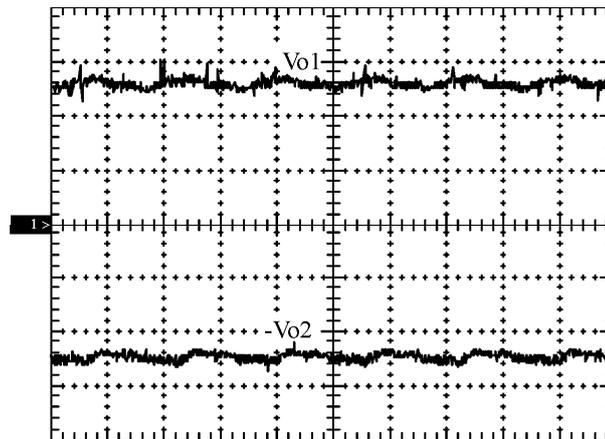


Fig. 5.31 – Tensões de saída.
Escala: $V_{o1}, V_{o2} - 100\text{V/div.};$ tempo – 10ms/div.

A Fig. 5.32 mostra o rendimento da topologia operando com frequência de comutação igual a 100kHz em função da potência de saída. Pode-se afirmar que a eficiência do conversor com comutação suave torna-se maior em níveis elevados de potência, próximos ao valor nominal. Deve-se destacar ainda que a operação com alto rendimento é uma característica inerente ao retificador a três níveis em função das baixas perdas por condução, devido à circulação de corrente em um número reduzido de componentes semicondutores em cada etapa de operação.

A introdução da célula de comutação não afetou significativamente o comportamento do conversor sob este aspecto, havendo um aumento de aproximadamente 0,5% no rendimento da estrutura sob carga nominal. Entretanto, para aplicações em altas potências utilizando a topologia trifásica, o circuito proposto certamente proporcionaria a elevação do rendimento do conversor de forma mais significativa, traduzindo-se inclusive na redução do volume dos dissipadores. Além disso, a presença da célula é justificada pela minimização dos níveis de interferência eletromagnética, uma vez que o retificador opera em alta frequência.

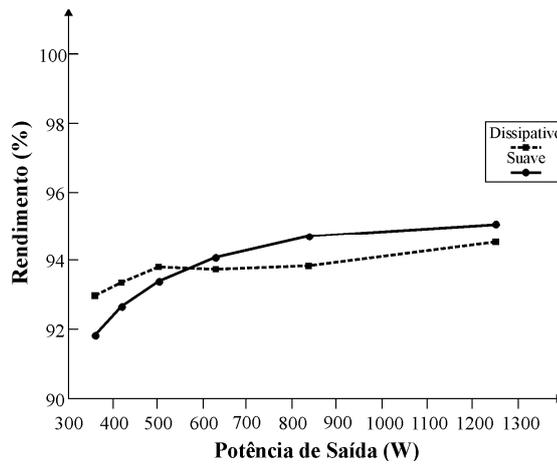


Fig. 5.32 – Curvas de rendimento do retificador monofásico a três níveis em função da potência de saída.

5.3 - RETIFICADOR TRIFÁSICO A TRÊS NÍVEIS

5.3.1 - PROJETO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

Para o projeto do estágio de potência deste conversor, alguns dados preliminares, mostrados na Tabela 5.5, são necessários.

Tabela 5.5 – Especificações para o projeto do circuito de potência do retificador trifásico a três níveis.

| Parâmetro | Especificação |
|---|--|
| Potência de saída | $P_o=10\text{kW}$ |
| Tensão de entrada eficaz | $V_i=220\text{-}380\text{V}_{\text{CA(ef.)}}$ |
| Variação do valor eficaz da tensão de entrada | $\Delta V_i=\pm 10\%$ |
| Frequência da rede | $f=60\text{Hz}$ |
| Frequência de comutação | $f_s=50\text{kHz}$ |
| Tensão em cada estágio de saída | $V_o=V_{o1}=V_{o2}=400\text{V}_{\text{CC}}$ |
| Rendimento aproximado | $\eta=98\%$ |
| Ondulação da tensão em cada saída | $\Delta V_o=0,02 \cdot V_o$ |
| Ondulação da corrente de entrada | $\Delta i_{Lb(\text{max})}=0,2 \cdot I_{i(\text{pico})}$ |

5.3.1.1 - CÁLCULOS INICIAIS

A partir dos dados da Tabela 5.5, pode-se calcular os valores de pico e eficaz da corrente de entrada, segundo as expressões (5.89) e (5.90).

$$I_{i(\text{pico})} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_i} = \frac{\sqrt{2} \cdot 10000}{3 \cdot 0,98 \cdot 220} = 21,865\text{A} \quad (5.89)$$

$$I_{i(\text{ef.})} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_i} = \frac{10000}{3 \cdot 0,98 \cdot 220} = 15,461\text{A} \quad (5.90)$$

A relação entre a tensão de saída e o valor de pico da tensão da fonte de alimentação é dada por (2.14).

$$\beta = \frac{400}{\sqrt{2} \cdot 220} = 1,286 \quad (5.91)$$

Como $\beta \leq 2$, a ondulação máxima parametrizada é dada por (2.27), isto é:

$$\overline{\Delta i_{L_b(\text{max})}}(\omega \cdot t) = \frac{1,286}{4} = 0,321 \quad (5.92)$$

5.3.1.2 - DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA BOOST

A partir da ondulação máxima definida na Tabela 5.5, e da ondulação máxima parametrizada da corrente de entrada especificada em (5.92), pode-se calcular a indutância Boost utilizando a equação (3.50).

$$L_{ba} = L_{bb} = L_{bc} = \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0,321}{50 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 21,865} \cong 380\mu\text{H} \quad (5.93)$$

5.3.1.3 - DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA DE SAÍDA

Empregando-se (3.49), tem-se:

$$C = \frac{21,865}{12 \cdot (0,02 \cdot 400) \cdot (2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 1,286} \cong 470\mu\text{F} \quad (5.94)$$

5.3.1.4 - DETERMINAÇÃO DOS ELEMENTOS RESSONANTES DO CIRCUITO DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

Conforme as recomendações fornecidas no item 4.3 do Capítulo 4, adota-se os seguintes valores para os elementos da célula de comutação:

$$C_s = 20\text{nF} \quad (5.95)$$

$$C_b = 170\text{nF} \quad (5.96)$$

$$L_s = 5\mu\text{H} \quad (5.97)$$

5.3.1.5 - DETERMINAÇÃO DOS ESFORÇOS NOS ELEMENTOS SEMICONDUTORES

Inicialmente, são calculados os valores médio e eficaz da corrente no diodo Boost, utilizando as equações (2.63) e (2.67).

$$i_{Db(méd.)} = \frac{(21,865/\sqrt{2})}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,286} = 4,252\text{A} \quad (5.98)$$

$$i_{Db(ef.)} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{(21,865/\sqrt{2})}{1,286} = 7,364\text{A} \quad (5.99)$$

Os esforços de corrente no interruptor são calculados a partir das equações (2.72) e (2.74).

$$i_{S(méd.)} = \frac{\sqrt{2} \cdot (21,865/\sqrt{2})}{4} \cdot \frac{(4 \cdot 1,286 - \pi)}{\pi \cdot 1,286} = 2,708\text{A} \quad (5.100)$$

$$i_{S(ef.)} = \frac{\sqrt{6} \cdot (21,865/\sqrt{2})}{6} \cdot \sqrt{3 - \frac{8}{\pi \cdot 1,286}} = 6,372\text{A} \quad (5.101)$$

Conforme especificado no item 4.4 do Capítulo 4, pode-se afirmar que os esforços de tensão e corrente nos diodos do circuito são iguais à tensão de saída e à corrente de entrada, respectivamente.

5.3.2 - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Como foi explicado no Capítulo 3, no retificador trifásico a três níveis, são necessárias três malhas de corrente e uma malha de tensão, para a operação com fator de potência unitário

e a regulação da tensão de saída. Assim, deve-se repetir o procedimento descrito no Capítulo 2, para determinar os elementos das malhas de controle e assegurar o funcionamento correto do circuito.

5.3.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DIGITAL

Da mesma forma que para o retificador monofásico, esta seção apresenta os resultados obtidos por simulação digital no sentido de validar o princípio de operação e a metodologia de projeto desenvolvida para a topologia trifásica.

A Fig. 5.33 mostra as formas de onda de tensão e corrente em cada fase, onde é possível constatar a operação do conversor com fator de potência praticamente unitário, enquanto a Fig. 5.34 representa os conteúdos harmônicos das correntes nas fases. A distorção harmônica total das correntes nas fases *A*, *B* e *C* é 0,257%, 0,215% e 0,176%, respectivamente.

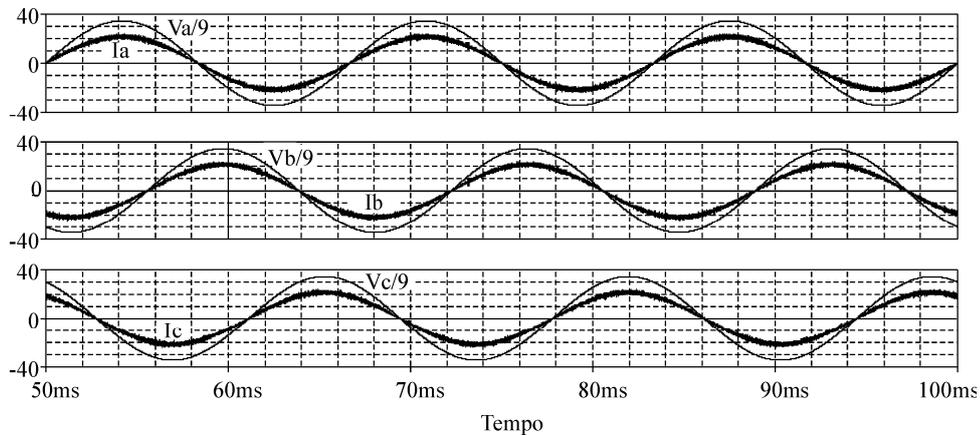


Fig. 5.33 – Tensões e correntes nas fases do sistema em condição de carga nominal.

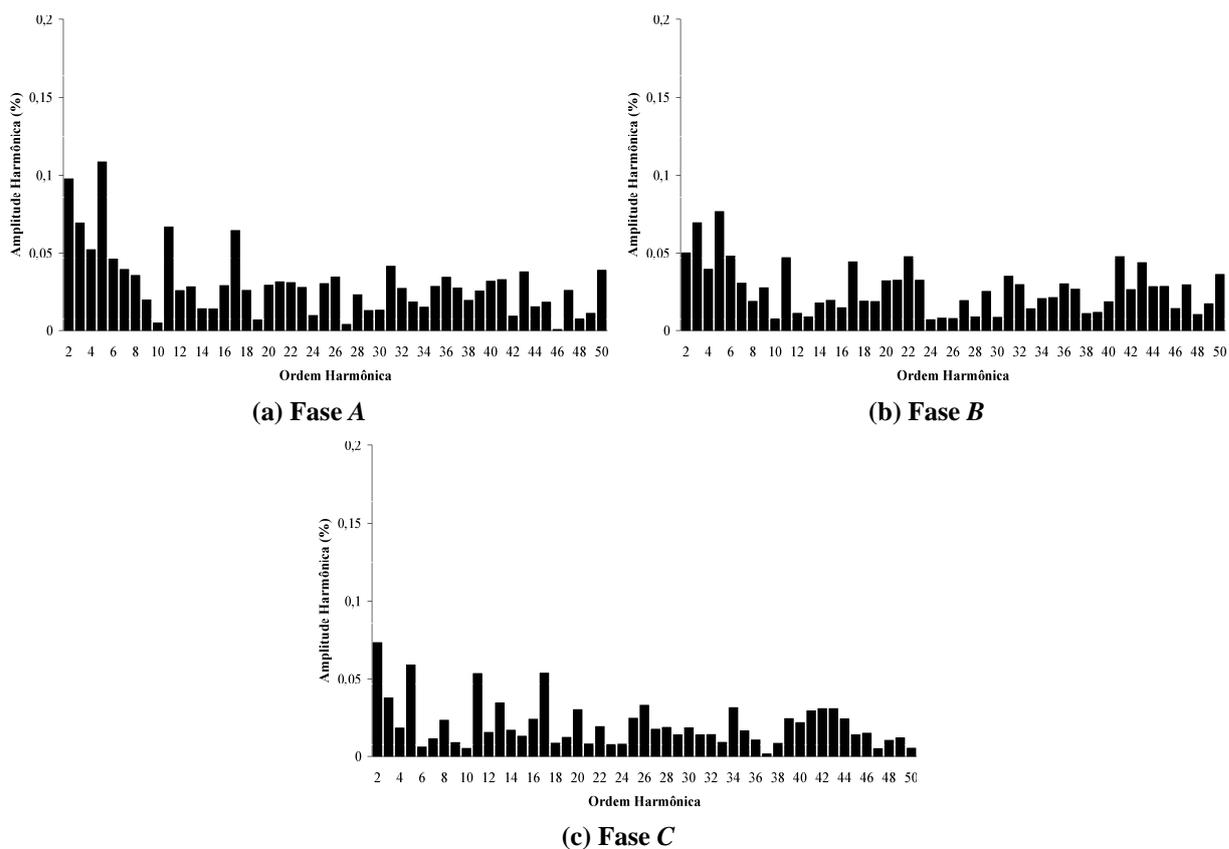


Fig. 5.34 – Conteúdo harmônico das correntes nas fases do sistema desconsiderando a componente fundamental em condição de carga nominal.

A Fig. 5.35 corresponde aos pulsos gerados pela lógica do circuito integrado UC3854 para o acionamento dos interruptores principais da estrutura trifásica.

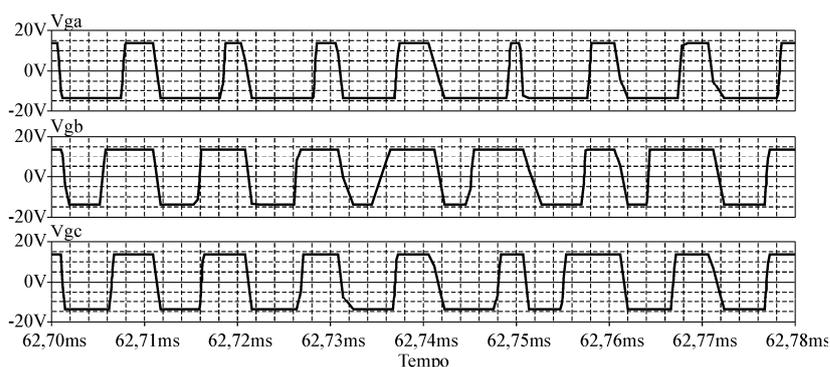


Fig. 5.35 – Pulsos de comando dos interruptores principais.

A Fig. 5.36 ilustra a tensão e a corrente no interruptor S_I , sem a utilização da célula proposta no Capítulo 4, sendo que a comutação dissipativa ocorre na entrada em condução e no bloqueio do mesmo.

Por outro lado, a Fig. 5.37 corresponde às formas de onda supracitadas, constatando-se a comutação não dissipativa na entrada e na saída de condução, sob corrente e tensão nulas, respectivamente, uma vez que a célula proposta é empregada.

Por fim, a Fig. 5.38 apresenta as formas de onda da tensão em cada saída do retificador. Verifica-se que as ondulações das tensões estão em oposição de fase entre si, resultando em uma ondulação total nula no barramento CC.

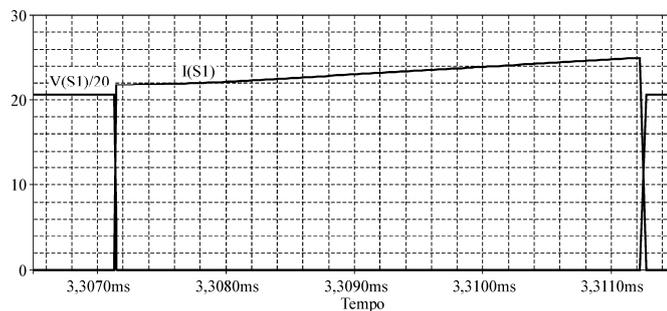


Fig. 5.36 – Corrente e tensão no interruptor S_1 sem a utilização da célula de comutação.

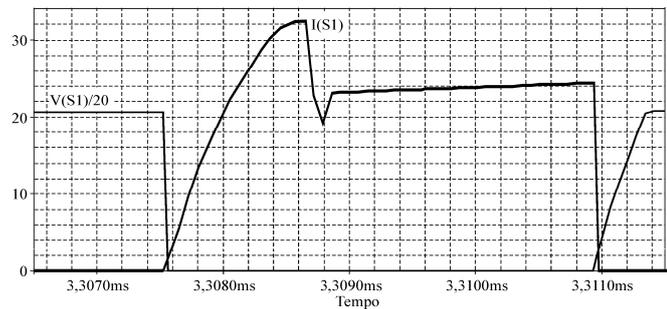


Fig. 5.37 – Corrente e tensão no interruptor S_1 com a utilização da célula de comutação.

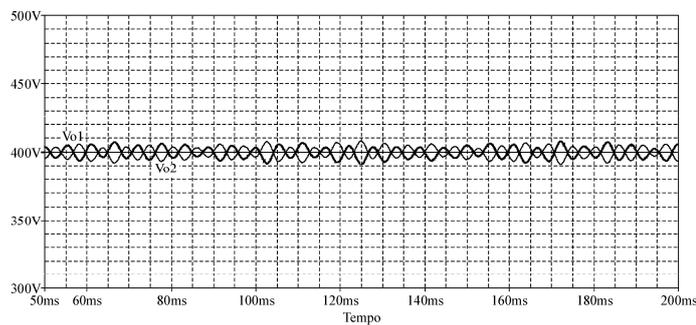


Fig. 5.38 – Tensões de saída.

5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Aplicando as metodologias dos Capítulos 2, 3 e 4, foram projetados e simulados os retificadores monofásico e trifásico a três níveis, onde os resultados obtidos validam o estudo analítico realizado. Um protótipo experimental da topologia monofásica foi implementado, constatando-se elevada eficiência para operação em níveis de potência próximos ao nominal.

Os retificadores drenam correntes praticamente senoidais da rede, com ondulação em alta frequência, operando com elevado fator de potência. Os interruptores apresentam entrada em condução com derivada de corrente controlada, resultando em uma comutação sem perdas. O bloqueio ocorre sem cruzamento entre tensão e corrente e com derivada de tensão controlada.

Pode-se afirmar que a utilização do circuito de auxílio à comutação é fundamental e indispensável quando o conversor opera em elevadas potências, como no caso da topologia trifásica.

CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresentou o estudo de retificadores a três níveis, os quais podem operar como estágios pré-reguladores em fontes de alimentação chaveadas. 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, empregando-se uma célula de comutação passiva não dissipativa.

Embora várias conclusões específicas tenham sido previamente obtidas ao longo deste trabalho, destaca-se neste ponto a importância de uma abordagem geral do estudo desenvolvido, salientando os aspectos relacionados às contribuições oferecidas e à continuidade do mesmo.

Nos últimos anos, tornou-se evidente que o principal responsável pelo comprometimento da qualidade da energia e poluição do sistema elétrico não mais é o consumidor industrial de grande porte, mas sim os pequenos consumidores residenciais e industriais em grupos numerosos. Este fato pode ser explicado em função da popularização dos dispositivos eletrônicos, os quais por muitas vezes empregam conversores estáticos para obtenção de tensões CC. Estes dispositivos são considerados cargas não lineares, pois drenam correntes não senoidais com elevado conteúdo harmônico, mesmo quando alimentados por tensões puramente senoidais.

Como uma solução para esta questão, utiliza-se o artifício da correção de fator de potência, que pode ser obtida de forma passiva ou ativa. Quando se trata de métodos ativos, o conversor Boost convencional operando em modo de condução contínua com modulação pelos valores médios da corrente é a escolha preliminar. Entretanto, esta estrutura desenvolve

elevadas perdas por condução, e o interruptor é especificado para a tensão total de saída. Além disso, a recuperação reversa do diodo Boost ocasiona elevados picos de corrente e perdas durante a entrada em condução do interruptor.

Assim, foi apresentada no Capítulo 1 uma breve descrição dos conceitos básicos referentes à conversão CA-CC de energia elétrica. Através de uma revisão bibliográfica ampla e concisa, foi possível constatar a promissora associação entre os retificadores e o conversor Boost, resultando em topologias que operam com fator de potência unitário, menores esforços de tensão e corrente nos elementos semicondutores, perdas por condução reduzidas e, conseqüentemente, elevado rendimento.

Diante de características desejáveis tais como a operação com baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada, tensões de saída reguladas, perdas por condução reduzidas, menor custo e volume dos elementos magnéticos, simplificação do circuito de acionamento dos interruptores e menor tensão de bloqueio destes elementos, optou-se pelo estudo dos retificadores monofásico e trifásico a três níveis. Entretanto, a necessidade de uma malha para compensar eventuais desequilíbrios entre as tensões de saída é uma desvantagem no que se refere a uma maior complexidade do sistema de controle.

Como potenciais aplicações para os retificadores a três níveis, pode-se citar:

- Estágios pré-reguladores para fontes chaveadas, carregadores de baterias e sistemas de alimentação ininterrupta;
- Fontes de alimentação CC para equipamentos de telecomunicação;
- Sistemas retificador/inversor para acionamento de motores de indução, sendo possível a utilização de inversores nas configurações em meia ponte ou em ponte completa;
- Casos onde sejam necessárias elevadas tensões CC.

O Capítulo 2 descreveu a operação detalhada da estrutura monofásica a três níveis com fator de potência unitário. Pôde-se verificar que este retificador consiste na associação de dois conversores Boost convencionais, sendo estes responsáveis pelo funcionamento nos semiciclos positivo e negativo da tensão de entrada. Através do estudo matemático completo, foi possível projetar os estágios de potência e de controle, de forma a impor uma corrente de entrada senoidal, obtendo-se a operação com fator de potência aproximadamente unitário e tensões de saída reguladas frente a variações de carga. Pode-se ainda afirmar que as principais vantagens da estrutura residem nas perdas por condução reduzidas e na especificação dos interruptores para metade da tensão de saída total.

Para aplicações em altas potências, utiliza-se o retificador trifásico a três níveis, o qual é concebido a partir da conexão de três unidades monofásicas alimentando um mesmo estágio de saída. O estudo matemático do conversor no Capítulo 3 permitiu verificar que 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. As tensões em cada saída possuem ondulação em 180Hz e oposição de fase, sendo que a ondulação da tensão total é nula, o que se reflete em um menor conteúdo harmônico das correntes nas fases do sistema. Destaca-se ainda os mesmos benefícios da versão monofásica, no que se refere ao menor nível das perdas por condução e à tensão de bloqueio dos interruptores igual à metade da tensão total do barramento CC.

Como forma de reduzir as perdas por comutação, consequentemente elevando o rendimento dos conversores e preservado a vida útil dos interruptores, foi proposto um circuito de auxílio à comutação associado às topologias a três níveis. Em segunda instância, a utilização de técnicas de comutação suave permite a operação dos conversores em altas frequências com níveis reduzidos de interferência eletromagnética.

Devido a uma série de vantagens evidentes como menor complexidade e custo, maior robustez e rendimento elevado, foi concebida no Capítulo 4 uma célula de comutação do tipo regenerativa como solução para os problemas advindos da mudança de estado dos interruptores nos retificadores a três níveis, que são a dissipação de energia e as oscilações de tensão e corrente. Entretanto, neste tipo de configuração somente é possível obter a entrada e/ou a saída de condução dos semicondutores controlados sob corrente e/ou corrente nula. Além disso, nem sempre é possível eliminar completamente a área de cruzamento entre tensão e corrente diante de variadas condições de carga, persistindo a comutação suave do tipo pseudo.

O Capítulo 5 dedicou-se a exemplos de projeto dos conversores, incluindo-se os estágios de potência e controle. Foram apresentados resultados de simulação para a versão monofásica, constatando-se a operação com fator de potência unitário, nível reduzido de distorção harmônica da corrente de entrada e tensões de saída equilibradas. Verificou-se ainda que a tensão de bloqueio dos interruptores é metade da tensão total de saída.

Os dados obtidos demonstraram a operação com comutação suave na entrada em condução, com redução da taxa de crescimento da corrente e perdas aproximadamente nulas nos interruptores. Além disso, houve a redução da taxa de crescimento e das oscilações de tensão nestes semicondutores, com perdas aproximadamente nulas durante o bloqueio dos mesmos.

Através da implementação de um protótipo experimental da topologia monofásica, foram comprovados todos os aspectos destacados nos testes por simulação e, ainda, a conformidade das formas de onda com o estudo teórico realizado anteriormente. A utilização do circuito de auxílio à comutação aumentou o rendimento do conversor em

aproximadamente 0,5% para a condição de carga nominal. Este aspecto é perfeitamente plausível, já que as perdas por condução são reduzidas em função da circulação da corrente por um menor número de semicondutores durante as etapas de funcionamento, conferindo elevado rendimento inerente à topologia original. Entretanto, para aplicações em altas potências, o aumento do rendimento ocorreria de forma mais significativa, com a conseqüente redução do volume dos dissipadores.

Para a topologia trifásica, foram realizados apenas testes por simulação digital, não sendo implementado um protótipo experimental. Novamente, foi obtida a operação com correntes senoidais nas fases do sistema e níveis reduzidos de distorção harmônica. O emprego da célula regenerativa proporcionou a entrada e a saída de condução sob corrente e tensão nulas, respectivamente, reduzindo drasticamente as perdas por comutação. As ondulações das tensões de saída possuem frequência de 180Hz, dispostas em oposição de fase, de forma que a tensão total possui ondulação nula. Este fato reflete-se no menor conteúdo harmônico nas correntes das fases do sistema.

Diante do estudo desenvolvido, surgem à tona alguns aspectos ainda insuficientemente explorados. Neste contexto, são propostos os seguintes tópicos ainda a serem evidentemente investigados no futuro:

- Implementação de um protótipo do retificador trifásico, para obtenção de formas de onda relevantes e análise dos resultados. Assim, pode-se verificar o papel importante da célula proposta no que se refere ao aumento da eficiência energética do conversor;
- Análise do desempenho das topologias a três níveis utilizando controle digital, estabelecendo-se eventuais comparações com o controle analógico desempenhado pelo CI UC3854, em termos de custo, desempenho e viabilidade. Com a redução do custo de

microprocessadores como PIC's e DSP's, pode-se obter maior flexibilidade no que se refere a eventuais ajustes da malha de controle e, ainda, otimização dos resultados;

- Implementação de novas células de comutação passivas e ativas, e verificação do desempenho das mesmas aplicadas às estruturas apresentadas neste trabalho, considerando eventuais vantagens e desvantagens. Em alguns casos, as células passivas podem não ser a melhor solução para comutação suave, havendo a necessidade da investigação de cada caso particular;
- Desenvolvimento de novas topologias de retificadores para a utilização como estágios pré-reguladores.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ANDREYCAK, B. Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications, UNITRODE Design Note DN-39E. Disponível em <<http://www-s.ti.com/sc/psheets/slual72/slual72.pdf>>. Acesso em 05/01/2004.
- [2] ANDREYCAK, B. UC3854A and UC3854B Advanced Power Factor Correction Control ICs, UNITRODE Design Note DN-44. Disponível em <<http://www-s.ti.com/sc/psheets/slual77/slual77.pdf>>. Acesso em 05/01/2004.
- [3] BARBI, I. Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas. Edição do Autor, Florianópolis, Brasil, 2001.
- [4] CHENG, K.W.E.; EVANS, P.D. Unified Theory of Extended-Period Quasiresonant Converters, IEE Proceedings – Electric Power Applications, vol. 147, issue 2, March 2000, pp. 119-130.
- [5] CRUZ, C.M.T. Técnicas de Comutação Não Dissipativa Aplicadas a Retificadores de Três Níveis Operando com Fator de Potência Unitário, Florianópolis, 2002. Tese de Doutorado – UFSC.
- [6] CUTRONA, C.; DI MICELI, C. A Unified Approach to Series, Parallel and Series-Parallel Resonant Converters, 14th International Telecommunications Energy Conference, 1992, INTELEC '92, October 1992, pp. 139-146.
- [7] DIXON, L. Average Current Mode Control of Switching Power Supplies, UNITRODE Application Note U-140. Disponível em <<http://www-s.ti.com/sc/psheets/slual079/slual079.pdf>>. Acesso em 29/10/2004.

-
- [8] DUGAN, R.C.; MCGRANAGHAN, M.F., BEATY, H.W. Electrical Power Systems Quality. Editora Mc Graw-Hill, EUA, 1995.
- [9] ELASSER, A.; TORREY, D.A. Soft Switching Active Snubbers for DC/DC Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, issue 5, September 1996, pp. 710-722.
- [10] FINNEY, S.J.; WILLIAMS, B.W.; GREEN, T.C. The RCD Snubber Revisited, Conference Record of The 1993 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2-8 October 1993, vol. 2, pp. 1267-1273.
- [11] HUA, G.; LEE, F.C. Soft-Switching Techniques in PWM Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42, issue 6, December 1995, pp. 595-603.
- [12] IDE, P.; FROEHLEKE, N.; GROSTOLLEN, H. Comparison of Selected 3-Phase Switched Mode Rectifiers, 19th International Telecommunications Energy Conference, 1997, INTELEC 97, October 1997, pp. 630-636.
- [13] IEC 61000-3-2 Amendments for Equipment with AC Mains Power: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq 16\text{A}$ per Phase), 1995.
- [14] IEEE Std 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, New York, NY, 1993.
- [15] JANG, Y.; JOVANOVIC, M.M. A New, Soft-Switched, High-Power-Factor Boost Converter with IGBTs, The 21st International Telecommunications Energy Conference, 1999, INTELEC, June 1999, 8 pp.

-
- [16] KOLAR, J.W.; ZACH, F.C. A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier, Proceedings of the 28th Power Conversion Conference, June 1994, pp. 125-138.
- [17] LEE, F.C.; LIU, K.H. High Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies, VPEC Seminar, 1987.
- [18] MARTINEZ, R.; ENJETI, P.N. A High Performance Single-Phase AC to DC Rectifier with Input Power Factor Correction, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, issue 2, March 1996, pp. 311-317.
- [19] MATSUURA, I.; SMITH JR., K.M.; SMEDLEY, K.M. A Comparison of Active and Passive Switching Methods for PWM Converters, 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998, PESC 98 Record, vol. 1, May 1998, pp. 94-100.
- [20] MELLO, L.F.P. Análise e Projeto de Fontes Chaveadas, 9ª edição, Editora Érica, São Paulo, 2000.
- [21] MOHAN, N.; UNDELAND, T.; HOBBS, W. Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Second Edition, New York, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [22] NINOMIYA, T.; TANAKA, T.; HARADA, K. Analysis and Optimization of A Nondissipative LC Turn-Off Snubber, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, issue 2, April 1988, pp. 147-156.
- [23] NOMURA, H.; FUJIWARA, K. A Loss-Less Passive Snubber for Soft-Switching Boost-Type Converters, Proceedings of the Power Conversion Conference – Nagaoka 1997, vol. 2, August 1997, pp. 793-796.

-
- [24] PAICE, D.A. Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power, IEEE Press, 1995.
- [25] PRASAD, A.R.; ZIOGAS, P.D.; MANIAS, S. An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, issue 1, January 1991, pp. 83-92.
- [26] QIAO, C.; SMEDLEY, K.M. A Topology Survey of Single-Stage Power Factor Corrector with A Boost Type Input-Current-Shaper, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, issue 3, May 2001, pp. 360-368.
- [27] ROSSETTO, L.; SPIAZZI, G., TENTI, P. Control Techniques for Power Factor Correction Converters, Proceedings of Power Electronics, Motion Control (PEMC), September 1994, pp. 1310-1318.
- [28] 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, Conference Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995, APEC '95, vol. 1, March 1995, pp. 473-479.
- [29] SALMON, J.C. Comparative Evaluation of Circuit Topologies for 1-Phase and 3-Phase Boost Rectifiers Operated with A Low Current Distortion, Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1994, vol. 1, September 1994, pp. 30-33.
- [30] SALMON, J.C.; TANG, T.; NOWICKI, E. Operation, Control and Performance of A Family of High Power Unity Power Factor Rectifiers, Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 1995, vol. 2, September 1995, pp. 854-857.

-
- [31] SECON SENSORES E INSTRUMENTOS SECOHR 50 BCI Datasheet. Disponível em <<http://www.secon.com.br>>. Acesso em 29/10/2004.
- [32] SMITH JR., K.M.; SMEDLEY, K.M. Engineering Design of Lossless Passive Soft Switching Methods for PWM Converters. I. with Minimum Voltage Stress Circuit Cells, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.16, issue 3, May 2001, pp. 336-344.
- [33] SMITH JR., K.M.; SMEDLEY, K.M. Lossless Passive Soft Switching Methods for Inverters and Amplifiers, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.15, issue 1, January 2000, pp. 164-173.
- [34] SMITH JR., K.M.; SMEDLEY, K.M. Properties and Synthesis of Lossless, Passive Soft Switching Converters, Proceedings of the 1st International Congress in Israel on Energy Power & Motion Control, May 1997, pp. 112-119.
- [35] SOUZA, A.F.; BARBI, I. High Power Factor Rectifier with Reduced Conduction and Commutation Losses, The 21st International Telecommunications Energy Conference, 1999, INTELEC '99, June 1999, pp. 8.1-8.5.
- [36] STEIN, C.M.O.; HEY, H.L.; PINHEIRO, J.R.; PINHEIRO, H.; GRUNDLING, H.A. Analysis, Design, and Implementation of A New ZCZVT Commutation Cell for PWM DC-AC Converters, Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, vol. 2, September/October 2001, pp. 845-850.
- [37] STREIT, R.; TOLIK, D. High Efficiency Telecom Rectifier Using a Novel Soft-Switched Boost Based Input Current Shaper, 13th International Telecommunications Energy Conference, 1991, INTELEC '91, November 1991, pp. 720-726.

-
- [38] TANAKA, T.; NINOMIYA, T.; HARADA, K. Design of A Nondissipative Turn-Off Snubber in A Forward Converter, PESC '88 Record, vol. 2, 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, April 1988, pp. 789-796.
- [39] TARDIFF, D.; BARTON, T.H. A Summary of Resonant Snubber Circuits for Transistors and GTOs, Conference Record of the 1989 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol.1, October 1989, pp. 1176-1180.
- [40] TODD, P.C. UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design, UNITRODE Application Note U-134. Disponível em <<http://www-s.ti.com/sc/psheets/slua144/slua144.pdf>>. Acesso em 05/01/2004.
- [41] UNDELAND, T.; JENSET, F.; STEINBAKK, A.; ROGNE, T.; HERNES, M. A Snubber Configuration for Both Power Transistors and GTO PWM Inverters, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1984, pp. 42-53.
- [42] UNITRODE High Power Factor Preregulator: UC1854, UC2854, UC3854. Disponível em <<http://www-s.ti.com/sc/ds/uc3854.pdf>>. Acesso em 05/01/2004.
- [43] VORPERIAN, V. Simplified Analysis of PWM Converter Using The Model of The PWM Switch, VPEC Seminar Tutorial, 1989.