

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

**RETIFICADORES TRIFÁSICOS CONTROLADOS**  
**COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E**  
**MULTINÍVEIS DE CORRENTE**

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

Yeddo Braga Blauth

Florianópolis, dezembro de 1999.

# RETIFICADORES TRIFÁSICOS CONTROLADOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E MULTINÍVEIS DE CORRENTE

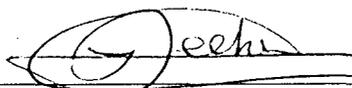
Yeddo Braga Blauth

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, área de concentração em Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.



---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador



---

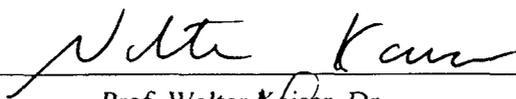
Prof. Idemar Cassana Decker, D. Sc.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

## BANCA EXAMINADORA



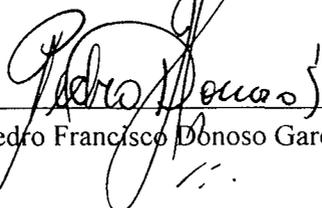
---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Presidente



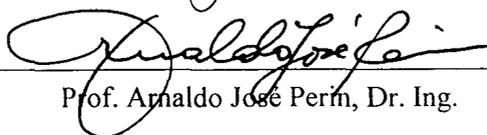
---

Prof. Walter Kaiser, Dr.



---

Prof. Pedro Francisco Donoso Garcia, Dr. C.



---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



---

Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.

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

## **RETIFICADORES TRIFÁSICOS CONTROLADOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E MULTINÍVEIS DE CORRENTE**

**Yeddo Braga Blauth**

Dezembro de 1999

Orientador: Ivo Barbi.

Área de Concentração: Sistemas de Energia.

Palavras-chave: Retificadores, multiníveis, conversores.

Número de páginas: 216.

**RESUMO:** O presente trabalho aborda o estudo de novos tipos de retificadores onde a corrente de entrada tem multiníveis. A idéia central da utilização dos multiníveis de corrente é diminuir a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada dos retificadores. Com isto, consegue-se diminuir as distorções que os retificadores causam na rede de distribuição de energia elétrica e aumentar seu fator de potência. Após uma breve revisão dos retificadores atualmente em uso, o método de geração dos novos retificadores multinível é proposto e muitas topologias são geradas. Critérios gerais para o correto funcionamento destas novas topologias são desenvolvidos e mostra-se que sempre é possível trabalhar com fator de deslocamento unitário, aumentando ainda mais o fator de potência do retificador. O mais promissor dos retificadores propostos, dentre os que utilizam células multinível de 2 estágios, é analisado em detalhes. Para validação da teoria desenvolvida é montado um protótipo e resultados obtidos em laboratório são apresentados.

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

# **THREE-PHASE CONTROLLED RECTIFIERS WITH HIGH POWER FACTOR AND MULTI-LEVEL CURRENT**

**Yeddo Braga Blauth**

December, 1999

Advisor: Ivo Barbi.

Area of Concentration: Energy Systems.

Keywords: Rectifiers, multi-level, converters.

Number of Pages: 216.

**ABSTRACT:** The present work deals with the study of new kinds of multi-level current rectifiers. The main idea is to use multi-level current to reduce the input current total harmonic distortion and, therefore, to reduce line distortions and to increase power factor. After a brief review of the traditional rectifiers, the new rectifiers generation process is presented and many new topologies are developed. Correct operation general criteria are presented and it is shown that is always possible to work with unity displacement factor, increasing even more the power factor of the rectifier. A complete analysis of the most promising of the proposed rectifiers that use 2-stages multi-level cells are made. A prototype is made and test results confirm the developed theory.

# SUMÁRIO

|  |           |
|--|-----------|
| SIMBOLOGIA .....   | viii      |
| <b>1. INTRODUÇÃO .....</b>   | <b>1</b>  |
| 1.1. HISTÓRICO .....   | 1         |
| 1.2. RETIFICADORES - DEFINIÇÕES E COMENTÁRIOS INICIAIS .....                         | 2         |
| 1.3. CARACTERÍSTICAS DESEJÁVEIS EM RETIFICADORES .....                               | 3         |
| 1.4. PARÂMETROS DE IMPORTÂNCIA - O PONTO DE VISTA MATEMÁTICO .....                   | 4         |
| 1.4.1. <i>A tensão de saída</i> .....  | 4         |
| 1.4.2. <i>A corrente de entrada</i> .....  | 5         |
| 1.4.3. <i>Fatores de desempenho</i> .....  | 5         |
| 1.5. OBJETIVOS E METODOLOGIA .....   | 6         |
| 1.6. ORIGINALIDADE E RELEVÂNCIA .....  | 8         |
| <b>2. RETIFICADORES TRADICIONAIS - REVISÃO .....</b>                                 | <b>10</b> |
| 2.1. INTRODUÇÃO .....  | 10        |
| 2.2. RETIFICADORES QUE OPERAM EM UM QUADRANTE .....                                  | 10        |
| 2.2.1. <i>Ponte semicontrolada trifásica</i> .....                                   | 10        |
| 2.2.2. <i>Ponte retificadora com filtro e conversor CC/CC</i> .....                  | 14        |
| 2.3. RETIFICADORES QUE OPERAM EM DOIS QUADRANTES .....                               | 16        |
| 2.3.1. <i>Ponte totalmente controlada trifásica</i> .....                            | 16        |
| 2.3.2. <i>Retificador tipo Buck</i> .....  | 18        |
| 2.3.2.1. <i>1ª estratégia de modulação em baixa frequência</i> .....                 | 18        |
| 2.3.2.2. <i>2ª estratégia de modulação em baixa frequência</i> .....                 | 20        |
| 2.3.2.3. <i>Modulação em alta frequência</i> .....                                   | 22        |
| 2.4. RETIFICADORES QUE USAM TRANSFORMADOR DE ENTRADA .....                           | 25        |
| 2.5. OUTROS TIPOS DE RETIFICADORES .....   | 28        |
| 2.6. ANÁLISE COMPARATIVA .....   | 30        |
| 2.7. CONCLUSÃO .....   | 33        |
| <b>3. MULTINÍVEIS DE CORRENTE .....</b>  | <b>34</b> |
| 3.1. INTRODUÇÃO .....  | 34        |
| 3.2. ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO - CONCEITOS BÁSICOS .....                              | 37        |
| 3.3. TOPOLOGIAS QUE UTILIZAM CÉLULAS DE 2 ESTÁGIOS .....                             | 37        |
| 3.3.1. <i>Processo de geração e considerações iniciais</i> .....                     | 37        |
| 3.3.2. <i>Análise do retificador monofásico de onda completa, um quadrante</i> ..... | 41        |
| 3.3.2.1. <i>Circuito com célula série</i> .....                                      | 41        |
| 3.3.2.2. <i>Circuito com célula paralelo</i> .....                                   | 46        |
| 3.3.2.3. <i>Circuito com acoplamento magnético</i> .....                             | 46        |

|  |           |
|--|-----------|
| 3.3.2.4. Análise comparativa.....  | 47        |
| 3.3.2.5. Conclusão.....  | 49        |
| 3.3.3. <i>Considerações a respeito dos retificadores trifásicos</i> .....        | 50        |
| 3.4. EXTENSÃO PARA CÉLULAS DE <i>N</i> ESTÁGIOS.....                             | 51        |
| 3.4.1. <i>Introdução</i> .....   | 51        |
| 3.4.2. <i>Generalização</i> .....  | 55        |
| 3.5. CONCLUSÃO.....  | 59        |
| <b>4. RETIFICADOR MULTINÍVEL DE 6 PULSOS - ANÁLISE TEÓRICA.....</b>              | <b>61</b> |
| 4.1. INTRODUÇÃO.....   | 61        |
| 4.2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....   | 62        |
| 4.3. ANÁLISE DA TENSÃO DE SAÍDA.....   | 66        |
| 4.4. ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA.....   | 71        |
| 4.5. FATORES DE DESEMPENHO.....  | 75        |
| 4.6. ANÁLISE DAS CORRENTES DOS INDUTORES.....                                    | 76        |
| 4.6.1. <i>Formas de onda</i> .....   | 76        |
| 4.6.1.1. Análise para $0^{\circ} \leq \alpha \leq 60^{\circ}$ .....              | 77        |
| 4.6.1.2. Análise para $60^{\circ} \leq \alpha \leq 90^{\circ}$ .....             | 78        |
| 4.6.2. <i>Estabelecimento de condições para condução contínua</i> .....          | 78        |
| 4.6.2.1. Análise para $0^{\circ} \leq \alpha \leq 60^{\circ}$ .....              | 79        |
| 4.6.2.2. Análise para $60^{\circ} \leq \alpha \leq 90^{\circ}$ .....             | 79        |
| 4.6.3. <i>Análise gráfica</i> .....  | 80        |
| 4.7. ANÁLISE DO EQUILÍBRIO ENTRE AS CORRENTES DOS INDUTORES.....                 | 81        |
| 4.8. ANÁLISE COMPARATIVA.....  | 87        |
| 4.9. CONCLUSÃO.....  | 89        |
| <b>5. RETIFICADOR MULTINÍVEL DE 6 PULSOS - CONSIDERAÇÕES PRÁTICAS.....</b>       | <b>90</b> |
| 5.1. INTRODUÇÃO.....   | 90        |
| 5.2. ESTUDO DA COMUTAÇÃO.....  | 91        |
| 5.2.1. <i>Introdução</i> .....   | 91        |
| 5.2.2. <i>Comutação da ponte P2</i> .....  | 91        |
| 5.2.3. <i>Comutação da ponte P1</i> .....  | 93        |
| 5.2.3.1. Considerações iniciais.....   | 93        |
| 5.2.3.2. Os capacitores de comutação.....  | 95        |
| 5.2.3.3. Os picos de tensão na rede e os capacitores de desacoplamento.....      | 99        |
| 5.2.4. <i>Influência dos circuitos de ajuda à comutação</i> .....                | 102       |
| 5.2.4.1. <i>Introdução</i> .....   | 102       |
| 5.2.4.2. <i>Influência das comutações no equilíbrio entre as correntes</i> ..... | 102       |
| 5.2.4.3. <i>Influência das comutações na corrente de entrada</i> .....           | 107       |
| 5.2.4.4. <i>Influência das comutações nos parâmetros de desempenho</i> .....     | 110       |

|  |            |
|--|------------|
| 5.3. DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DE BALANCEAMENTO .....                              | 114        |
| 5.3.1. <i>Introdução</i> .....   | 114        |
| 5.3.2. <i>Análise da corrente de entrada</i> .....                                     | 115        |
| 5.3.2.1. Análise para $0^{\circ} \leq \alpha \leq 30^{\circ}$ .....                    | 115        |
| 5.3.2.2. Análise para $30^{\circ} \leq \alpha \leq 60^{\circ}$ .....                   | 116        |
| 5.3.2.3. Análise para $60^{\circ} \leq \alpha \leq 90^{\circ}$ .....                   | 117        |
| 5.3.3. <i>Influência da ondulação das correntes nos parâmetros de desempenho</i> ..... | 118        |
| 5.3.3.1. <i>Introdução</i> .....   | 118        |
| 5.3.3.2. Análise para cargas tipo fonte de corrente constante .....                    | 119        |
| 5.3.3.3. Análise para cargas tipo RL série.....  | 122        |
| 5.3.3.4. Exemplos de projeto .....   | 124        |
| 5.3.4. <i>Saturação</i> .....  | 126        |
| 5.3.5. <i>Acoplamento magnético</i> .....  | 127        |
| 5.4. DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE .....                                   | 127        |
| 5.4.1. <i>Introdução</i> .....   | 127        |
| 5.4.2. <i>Modelagem</i> .....  | 128        |
| 5.4.3. <i>Projeto</i> .....  | 131        |
| 5.4.3.1. Projeto dos reguladores de corrente .....                                     | 131        |
| 5.4.3.2. Projeto do regulador de tensão.....   | 133        |
| 5.4.4. <i>Simulações</i> .....   | 135        |
| 5.4.5. <i>Acoplamento magnético</i> .....  | 138        |
| 5.5. CONCLUSÃO .....   | 138        |
| <b>6. PROTÓTIPO DO RETIFICADOR MULTINÍVEL DE 6 PULSOS .....</b>                        | <b>140</b> |
| 6.1. INTRODUÇÃO .....  | 140        |
| 6.2. CIRCUITO DE POTÊNCIA .....  | 142        |
| 6.3. SISTEMAS DE PROTEÇÃO .....  | 146        |
| 6.4. GERAÇÃO DOS PULSOS DE GATILHO.....  | 148        |
| 6.5. SISTEMA DE CONTROLE .....   | 153        |
| 6.6. RESULTADOS OBTIDOS .....  | 156        |
| 6.7. CONCLUSÃO .....   | 166        |
| <b>7. CONCLUSÃO GERAL .....</b>  | <b>168</b> |
| ANEXO 1 - A QUESTÃO DAS NORMAS .....   | 173        |
| ANEXO 2 - CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....   | 174        |
| ANEXO 3 - DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES RELATIVAS À COMUTAÇÃO DA PONTE P1 .....                 | 182        |
| ANEXO 4 - CÁLCULOS RELATIVOS À COMUTAÇÃO .....   | 187        |
| ANEXO 5 - CÁLCULOS RELATIVOS AOS INDUTORES DE BALANCEAMENTO.....                       | 194        |
| <b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>   | <b>202</b> |

## Simbologia

|                              |  |
|------------------------------|--|
| $\alpha$                     | ângulo de disparo  |
| $\alpha_C$                   | ângulo de disparo da ponte P1  |
| $\alpha_L$                   | ângulo de disparo da ponte P2  |
| $\alpha_m, \alpha_M$         | ângulos definidos na tabela II, pág. 68  |
| $\alpha_{S1} - \alpha_{S6}$  | ângulos de disparo das chaves S1 - S6 do retificador multinível de 12 pulsos                             |
| $\alpha_{T1} - \alpha_{T6}$  | ângulos de disparo das chaves T1 - T6 do retificador multinível de 12 pulsos                             |
| $\beta$                      | largura dos pulsos de baixas frequências do retificador tipo Buck  |
| $\delta$                     | largura dos pulsos dos retificadores multinível do capítulo 3  |
| $\Delta I_{L1pp}$            | valor pico a pico da ondulação de corrente do indutor L1   |
| $\overline{\Delta V_{ab}}$   | aumento médio da tensão $V_{ab}$ devido aos efeitos da comutação   |
| $\Delta V_{abN}$             | valor normalizado de $\overline{\Delta V_{ab}}$ , definido em (150)                                      |
| $\Delta V_{Lp}$              | valor de pico dos sobrepicos das tensões de linha  |
| $\epsilon I_1, \epsilon I_2$ | erros de corrente  |
| $\epsilon v$                 | erro de tensão   |
| $\mu_C$                      | ângulo de comutação da ponte P1  |
| $\mu_L$                      | ângulo de comutação da ponte P2  |
| $\tau$                       | variável auxiliar de dimensão tempo  |
| $\tau_{1,2}; \tau_{3,4}$     | constantes de tempo associadas aos indutores L1, L2; e L3, L4  |
| $\tau_I$                     | constante de tempo associada à $FTMF_{I1}(s)$ , de acordo com (196)                                      |
| $\tau_V$                     | constante de tempo associada à $FTMF_V(s)$ , de acordo com (206)   |
| $\tau_x$                     | constante de decaimento das oscilações causadas na rede pelas comutações da ponte P1, calculada em (151) |
| $\omega$                     | $= 2\pi f$   |
| $C_1, C_2, \dots, C_6$       | capacitores de comutação   |
| $C_{1i}$                     | capacitância dos capacitores utilizados nos reguladores de corrente (Fig. 104)                           |
| $C_{2v}, C_{3v}$             | capacitâncias dos capacitores utilizados no regulador de tensão (Fig. 105)                               |
| $C_c$                        | capacitância dos capacitores de comutação  |
| $C_d$                        | capacitância dos capacitores de desacoplamento   |
| $C_s$                        | capacitância utilizada nos circuitos supressores de picos de tensão                                      |
| $d$                          | razão cíclica  |

|                                      |   |
|--------------------------------------|---|
| D                                    | Valor das máximas derivadas de tensão e de corrente, definido em (156)  |
| $d_1, d_2, \dots, d_n$               | largura dos pulsos de comando das chaves $S_1, S_2, \dots, S_n$ dos retificadores multinível do capítulo 3                      |
| $\left  \frac{di}{dt} \right _{MAX}$ | máximo valor das derivadas de corrente das chaves da ponte P2   |
| $\left  \frac{dV}{dt} \right _{MAX}$ | máximo valor das derivadas de tensão das chaves da ponte P1   |
| $f$                                  | freqüência da rede  |
| $f(\mu, \alpha)$                     | função auxiliar relativa à comutação da ponte P1  |
| FD                                   | fator de deslocamento   |
| FF                                   | fator de forma da tensão de saída   |
| $f_i$                                | freqüência de corte de $FTMF_{I1}(s)$   |
| FP                                   | fator de potência   |
| $f_s$                                | freqüência de chaveamento   |
| $FTMA_{I1}(s)$                       | função de transferência de malha aberta do laço interno de controle da corrente de saída da ponte P1                            |
| $FTMA_V(s)$                          | função de transferência de malha aberta do laço de controle de tensão do retificador multinível de 6 pulsos                     |
| $FTMF_{I1}(s)$                       | função de transferência de malha fechada do laço interno de controle da corrente de saída da ponte P1                           |
| $FTMF_V(s)$                          | função de transferência de malha fechada do laço de controle de tensão do retificador multinível de 6 pulsos                    |
| $f_v$                                | freqüência de corte de $FTMF_V(s)$  |
| $I_0$                                | corrente de saída   |
| $\overline{I_0}$                     | valor médio da corrente de saída  |
| $I_{0C}$                             | corrente de saída da ponte P1 quando $\overline{I_{L1}} = \overline{I_{L4}}$  |
| $I_{0CN}$                            | valor normalizado de $I_{0C}$ , definido em (149)   |
| $I_{0L}$                             | corrente de saída da ponte P2 quando $\overline{I_{L2}} = \overline{I_{L3}}$  |
| $I_{0N}$                             | valor nominal da corrente de saída  |
| $I_0(\alpha, t)$                     | corrente de saída em função do ângulo de disparo $\alpha$ e do tempo  |
| $i_0(t)$                             | corrente de saída em função do tempo  |
| $I_1, I_2, I_3$                      | correntes das fases 1, 2 e 3  |
| $I_{(1)L}$                           | valor eficaz da primeira harmônica da corrente de entrada   |
| $I_{(1)S1}, I_{(1)S2}, \dots$        | primeiras harmônicas das correntes que as chaves $S_1, S_2, \dots$ , dos retificadores multinível do capítulo 3 causam na linha |
| $I_{Hpu}$                            | valor eficaz normalizado total das harmônicas da corrente de entrada  |

|   |  |
|---|--|
| $i_L(t)$  | corrente de entrada em função do tempo   |
| $I_L$   | corrente de entrada ou seu valor eficaz  |
| $i_{L1}(t), i_{L2}(t), \dots, i_{L4}(t)$                  | correntes dos indutores $L_1, L_2, L_3$ e $L_4$ em função do tempo   |
| $I_{L1}, I_{L2}, I_{L3}, I_{L4}$                          | correntes dos indutores $L_1 - L_4$ ou seus valores eficazes   |
| $\overline{I_{L1}} - \overline{I_{L4}}$                   | valor médio das correntes dos indutores $L_1 - L_4$  |
| $i_{LP1}(t), i_{LP2}(t)$                                  | correntes de entrada das pontes P1 e P2 em função do tempo   |
| $I_{LP1}, I_{LP2}$  | correntes de entrada das pontes P1 e P2  |
| $I_{LP1(n)}, I_{LP2(n)}$                                  | valores eficazes das n-ésimas harmônicas de $I_{LP1}, I_{LP2}$   |
| $I_{Lpu}$   | valor eficaz normalizado da corrente de entrada  |
| $I_{(n)L}$  | valor eficaz da n-ésima harmônica da corrente de entrada   |
| $\overline{I_{(n)Lpu}}$                                   | valor eficaz normalizado da n-ésima harmônica da corrente de entrada   |
| $I_S$   | corrente de um tiristor da ponte P2  |
| $\overline{I_S}$  | valor médio máximo das correntes das chaves do retificador multinível de 6 pulsos  |
| $I_{S1}, I_{S2}, I_{S3}$                                  | correntes das chaves $S_1 - S_3$ dos retificadores multinível do capítulo 3  |
| $\overline{I_{S1}}, \overline{I_{S2}}, \overline{I_{S3}}$ | valores médios de $I_{S1}, I_{S2}$ e $I_{S3}$  |
| $I_{ref}$   | valor de tensão que serve de referência para as correntes de saída das pontes P1 e P2  |
| $I_T$   | corrente de um IGBT da ponte P1  |
| $K$   | valor de corrente definido na Fig. 56  |
| $k_1, k_2$  | aproximações lineares dos ganhos das pontes P1 e P2  |
| $k_i$   | ganho dos transdutores de corrente   |
| $k(mod)$  | constante que depende do tipo de modulação adotado   |
| $k_v$   | ganho do transdutor de tensão  |
| $L$   | indutância dos indutores de balanceamento  |
| $L_A, L_B, \dots, L_G, L_X$                               | valores de indutância definidos em (175) - (180), (183) e (184)  |
| $L_c$   | indutância de comutação; inclui as indutâncias do transformador de alimentação, da fiação e de eventuais indutores intencionalmente utilizados |
| $L_{cr}$  | indutância crítica   |
| $L_L$   | indutância de carga  |
| $L_n$   | valor normalizado das indutâncias dos indutores de balanceamento   |
| $L_p$   | indutância de comutação; inclui as indutâncias da fiação e de eventuais indutores intencionalmente utilizados                                  |
| $M$   | índice de modulação ou indutância mútua  |
| $n$   | número inteiro genérico  |
| $N$   | número de espiras  |

|   |   |
|---|---|
| $P_{0N}$                                  | potência de saída nominal   |
| $P_a$                                     | potência aparente   |
| $P_u$                                     | potência útil   |
| $P_S$                                     | potência dissipada em um tiristor da ponte P2 durante a comutação                                     |
| $P_T$                                     | potência dissipada por uma chave da ponte P1 (inclui as potências de um IGBT e de um diodo)           |
| $R$                                       | resistência de uma carga puramente resistiva  |
| $R_1 - R_4$                               | resistências internas definidas na Fig. 58  |
| $R_{1i}, R_{2i}$                          | resistências utilizadas nos reguladores de corrente (Fig. 104)  |
| $R_{3v}, R_{4v}, R_{5v}$                  | resistências utilizadas no regulador de tensão (Fig. 105)   |
| $R_{i1}(s), R_{i2}(s)$                    | funções de transferência dos reguladores de corrente  |
| $R_L$                                     | resistência de carga  |
| $R_{L1} - R_{L4}$                         | resistências internas definidas a partir de (129)   |
| $R_p$                                     | resistência equivalente da rede   |
| $R_s$                                     | resistência utilizada nos circuitos supressores de picos de tensão                                    |
| $R_{S1} - R_{S6}$                         | resistências internas definidas a partir de (129)   |
| $R_{T1} - R_{T6}$                         | resistências internas definidas a partir de (129)   |
| $R_v(s)$                                  | função de transferência do regulador de tensão  |
| $t$                                       | tempo   |
| $t_1, t_2, \dots, t_n$                    | instantes das comutações das chaves $S_1, S_2, \dots, S_n$ dos retificadores multinível do capítulo 3 |
| $T$                                       | período da rede   |
| $T_c$                                     | período de chaveamento  |
| THD                                       | taxa de distorção harmônica da corrente de entrada ou da linha  |
| $v_0(t)$                                  | tensão de saída em função do tempo  |
| $V_0$                                     | tensão de saída ou seu valor eficaz   |
| $\overline{V_0}$                          | valor médio da tensão de saída  |
| $V_{0i}$                                  | tensão de saída do regulador de corrente  |
| $V_{0M}$                                  | valor médio máximo da tensão de saída, calculado em (10)  |
| $V_{0v}$                                  | tensão de saída do regulador de tensão  |
| $V_1, V_2, V_3$                           | tensões de fase   |
| $V_{1C}, V_{2C}$                          | tensões de controle das pontes P1 e P2  |
| $V_{1eq} - V_{4eq}$                       | tensões equivalentes definidas na Fig. 58   |
| $\overline{V_{1eq}} - \overline{V_{4eq}}$ | valor médio das tensões $V_{1eq} - V_{4eq}$   |
| $V_{ab}$                                  | tensão de saída da ponte P1   |
| $\overline{V_{ab}}$                       | valor médio da tensão de saída da ponte P1  |

|                                 |  |
|---------------------------------|--|
| $v_{ab}(t)$                     | tensão de saída da ponte P1 em função do tempo   |
| $V_{ac}$                        | tensão sobre os indutores de balanceamento $L_1, L_2$  |
| $V_{cd}$                        | tensão de saída da ponte P2  |
| $\overline{V_{cd}}$             | valor médio da tensão de saída da ponte P2   |
| $v_{cd}(t)$                     | tensão de saída da ponte P2 em função do tempo   |
| $V_{CM}$                        | valor máximo da tensão de controle das pontes P1 e P2  |
| $V_{CIM}$                       | valor máximo da tensão de controle das correntes das pontes P1 e P2  |
| $V_{CVM}$                       | valor máximo de $V_{ref}$ , correspondente a $V_{0M}$  |
| $V_{g1}, V_{g2}, \dots, V_{gn}$ | tensões de comando   |
| $V_i$                           | tensão de entrada  |
| $V_{ii}$                        | tensão de entrada do regulador de corrente   |
| $V_{iv}$                        | tensão de entrada do regulador de tensão   |
| $V_L$                           | valor eficaz da tensão de linha  |
| $v_{L1}(t)$                     | tensão sobre o indutor $L_1$ em função do tempo  |
| $V_{L1}$                        | tensão sobre o indutor $L_1$   |
| $\overline{V_{L1}}$             | valor médio de $V_{L1}$  |
| $V_{(n)0}$                      | valor eficaz da n-ésima harmônica da tensão de saída, quando a carga tem ondulação de corrente desprezível |
| $V_{(n)0R}$                     | valor eficaz da n-ésima harmônica da tensão de saída, quando a carga é puramente resistiva                 |
| $V_{pu}$                        | valor médio normalizado da tensão de saída, definido em (81)   |
| $V_{ref}$                       | tensão de controle da tensão de saída do retificador multinível de 6 pulsos                                |
| $V_{RM}$                        | tensão reversa máxima das chaves do retificador multinível de 6 pulsos                                     |
| $V_S$                           | tensão sobre um tiristor da ponte P2   |
| $V_T$                           | tensão sobre uma chave da ponte P1 (inclui as tensões de um IGBT e de um diodo)                            |
| $V_{TH}$                        | tensão equivalente de Thévenin, definida em (98)   |
| $v_{TH}(t)$                     | tensão equivalente de Thévenin, em função do tempo   |
| $V_X, V_Y$                      | tensões definidas na tabela II, pág. 68  |
| $x$                             | variável auxiliar equivalente a $\omega t$   |

# CAPÍTULO 1

## Introdução

### 1.1. Histórico

A eletrônica de potência (EP) surgiu nas décadas de 1930 e 40 com a extensiva utilização de válvulas (principalmente os retificadores a vapor de mercúrio).

Esta tecnologia, no entanto, estava prestes a desaparecer, pois em dezembro de 1939 William Schockley observou pela primeira vez o funcionamento de um semicondutor e imaginou que o recém descoberto princípio poderia ser utilizado no controle da energia elétrica.

A invenção do transistor só ocorreu quase dez anos depois. A data oficial é o dia 23 de dezembro de 1947, nos Laboratórios Bell [1].

Estava inaugurada a era da eletrônica!

Aqueles homens, com certeza, não imaginavam as profundas transformações que suas descobertas causariam na sociedade moderna.

Em 1957 a General Electric anunciou a invenção do tiristor, que foi inicialmente chamado de SCR (*silicon controlled rectifier*) para ser diferenciado do diodo normal (*silicon rectifier*).

Esta invenção deu origem à EP atual.

A EP, como hoje é conhecida, lida com o processamento e com o controle da energia elétrica, suprindo as mais variadas cargas com tensões e correntes adequadas. Atinge as áreas industrial, comercial, residencial, aeroespacial, de transporte e até de defesa.

A gama de conversores se ampliou dos retificadores não controlados para os retificadores controlados, e depois para os inversores, para as fontes chaveadas, para os conversores ressonantes e para um número cada vez maior de conversores. O surgimento de vários outros semicondutoras de potência (GTOs, BJTs, MOSFETs, IGBTs, SITs, SITHs, MCTs, etc.) ampliou e continua ampliando cada vez mais os horizontes da EP.

Diodos e tiristores, no entanto, ainda podem ser considerados os mais importantes semicondutores de potência; e os retificadores provavelmente ainda são os conversores que, em termos globais, processam a maior quantidade de energia.

## 1.2. Retificadores - definições e comentários iniciais

Como se sabe, no contexto da EP, retificador é o nome genérico dado ao dispositivo ou equipamento eletrônico capaz de converter tensões e correntes alternadas (CA) em tensões e correntes contínuas (CC).

Retificadores controlados são aqueles em que a tensão média de saída pode ser variada e controlada.

Existe amplo material disponível na literatura técnica especializada a respeito de retificadores [1 - 7]. Existem, inclusive, publicações que apesar de serem antigas, permanecem atuais [3, 5].

Na época das válvulas a vapor de mercúrio, os retificadores de meia ponte (ou de ponto médio) eram preferidos, pois a existência de válvulas com um só catodo e vários anodos facilitava a sua implementação.

Atualmente, os principais componentes dos retificadores são os semicondutores de potência e as topologias mais utilizadas são as de ponte completa, uma vez que nestas topologias o aproveitamento do transformador de alimentação é otimizado.

Devido à grande quantidade de tipos diferentes de semicondutores de potência, e pelo fato de funcionarem sempre fora da região linear (ou bloqueados, ou conduzindo com resistência interna mínima) tais componentes são, neste trabalho, genericamente denominados chaves (*switches*).

Os retificadores podem manejar potências tão pequenas quanto alguns watts ou mesmo fração de watt (como, p. ex., em relógios), ou tão grandes quanto várias dezenas ou centenas de megawatts (como na transmissão da energia elétrica em CC).

Neste trabalho, o principal foco de estudo são retificadores controlados que imagina-se possam operar na faixa de médias e de altas potências (acima de 2kW ou de

20kW e possivelmente abaixo de 2MW ou de 20MW). Por esta razão, salvo eventuais exceções, os retificadores constantes neste trabalho são todos trifásicos.

Nesta faixa de potências os retificadores encontram aplicações em processos eletroquímicos, em carregadores de baterias, na alimentação e no controle da velocidade de motores CC, na alimentação dos inversores de motores CA e na alimentação das mais variadas cargas industriais (fornos, secadoras, etc.).

O custo sempre decrescente, o elevado rendimento e a elevada confiabilidade dos retificadores a semicondutor são os principais fatores de sua enorme aceitação. A geração de harmônicas tanto na tensão de saída quanto na corrente de entrada e o baixo fator de potência (FP) da maioria das topologias tradicionais são suas maiores desvantagens.

### 1.3. Características desejáveis em retificadores

Em linhas gerais, deseja-se que as características de entrada e de saída de um retificador sejam as melhores possíveis. Do ponto de vista da saída isto significa que a tensão de saída deve ser estável e isenta de ondulação (*ripple*), e do ponto de vista da entrada isto significa que o FP deve ser unitário. FP unitário, por sua vez, implica corrente de entrada isenta de harmônicas e fator de deslocamento (FD) também unitário.

Por esta razão, estas são as características consideradas fundamentais no desenvolvimento deste trabalho.

A ondulação da tensão de saída causa maior ou menor ondulação na corrente de saída. A influência que isto acarreta no desempenho da carga é variável e deve ser bem avaliada em cada caso específico, sendo, muitas vezes, necessária a utilização de filtros de saída. Por outro lado, este é um problema que fica limitado ao sistema retificador/carga, não influenciando diretamente em nenhum outro equipamento.

Um baixo FD indica a presença de reativos que, como se sabe, sobrecarregam a instalação. As harmônicas da corrente de entrada também geram potência reativa, mas, principalmente, poluem a instalação e geram harmônicas de mesma ordem nas tensões de alimentação (devido à impedância da fiação). Se as tensões da rede têm componentes harmônicas então elas estão “distorcidas”, e isto causará maior ou menor influência em todos os demais equipamentos que estiverem ligados a esta mesma rede.

Esta mútua e múltipla influência vem causando problemas cada vez mais graves na qualidade da energia elétrica das redes de distribuição pública, pois a quantidade de cargas não lineares (entre elas os retificadores) utilizadas nas mais diversas aplicações é sempre crescente. O problema é tão sério que normas internacionais foram criadas e estão sempre sendo aperfeiçoadas no sentido de efetivamente limitar a injeção de tais harmônicas na rede (anexo 1).

No Brasil, no entanto, o desconhecimento em relação à questão das harmônicas ainda é generalizado. As normas internacionais não são respeitadas, a não ser no caso específico de alguns produtos fabricados para exportação, e ainda não existe legislação brasileira pertinente ao assunto.

Finalmente, vale ressaltar que existem várias outras características tão ou mais importantes a serem analisadas, entre elas o custo, o peso, o ruído, o rendimento, a confiabilidade, a qualidade e a periodicidade da manutenção, etc. Tais características, no entanto, não são abordadas neste trabalho, a não ser, talvez, superficialmente.

#### **1.4. Parâmetros de importância - o ponto de vista matemático**

A análise das características de entrada e de saída de retificadores envolve algumas definições padrão, como as de valor médio e de valor eficaz, sobre as quais todos os autores concordam [1 - 7]; e envolve algumas escolhas, principalmente quando se deseja avaliar a qualidade de uma determinada grandeza ou forma de onda.

A seguir são apresentadas as equações matemáticas correspondentes a estas definições padrão e às escolhas realizadas.

##### **1.4.1. A tensão de saída**

A tensão média de saída de um retificador é uma de suas características fundamentais. Sua definição é apresentada em (1).

$$\overline{V_0} = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt \quad (1)$$

O parâmetro adotado neste trabalho para avaliar a qualidade da tensão de saída é o fator de forma (FF), definido de acordo com (2), onde  $V_0$  é o valor eficaz da tensão de saída (3).

$$FF = \frac{V_0}{V_0} \quad (2)$$

$$V_0 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [v_0(t)]^2 dt} \quad (3)$$

Note-se que todas as harmônicas presentes na tensão de saída do retificador são consideradas no cálculo do FF, pois estão presentes no cálculo de  $V_0$ . Este é um indicativo de que o FF é um bom índice global da qualidade da tensão de saída e, por esta razão, foi adotado neste trabalho.

#### 1.4.2. A corrente de entrada

Um dos pontos fundamentais neste trabalho é o desenvolvimento de retificadores que gerem menor poluição na rede e, para que isto seja comprovado, a corrente de entrada deve ser minuciosamente analisada.

Para tanto, são calculados o valor eficaz da corrente de entrada  $I_L$ , o valor eficaz de cada harmônica da corrente de entrada  $I_{(n)L}$  e a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada (THD), considerado o índice global mais conveniente para medir a qualidade da corrente de entrada. Tais grandezas são calculadas, respectivamente, de acordo com (4), (5) e (6).

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_L(t)]^2 dt} \quad (4)$$

$$I_{(n)L} = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \left| \int_0^{2\pi} i_L(\omega t) \cdot \text{sen}(n\omega t) \cdot d\omega t \right| \quad (5)$$

$$THD = \sqrt{\frac{I_L^2 - I_{(1)L}^2}{I_{(1)L}^2}} = \sqrt{\frac{FD^2}{FP^2} - 1} \quad (6)$$

### 1.4.3. Fatores de desempenho

O fator de deslocamento (FD) é definido como sendo o cosseno do ângulo de defasagem entre as 1<sup>as</sup> harmônicas da tensão da rede e da corrente de linha. Trata-se de um fator importante principalmente quando há interesse na utilização de filtros de harmônicas de rede e de sistemas de correção do fator de potência.

Neste trabalho, o FD é normalmente avaliado por inspeção, mas em alguns casos é calculado supondo-se que a tensão da rede é puramente senoidal, de acordo com (7).

$$FD = \frac{P_u}{\sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_{(1)L}} \cong \frac{\overline{V_0 \cdot I_0}}{\sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_{(1)L}} \quad (7)$$

O fator de potência (FP) é considerado neste trabalho o fator global de desempenho mais importante. Ele foi rapidamente comentado no item 1.3 deste trabalho e é calculado supondo-se que a tensão da rede é puramente senoidal, de acordo com (8).

$$FP = \frac{P_u}{P_a} = \sqrt{\frac{FD^2}{1 + THD^2}} \cong \frac{\overline{V_0 \cdot I_0}}{\sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L} \quad (8)$$

## 1.5. Objetivos e metodologia

O objetivo básico deste trabalho é propor, analisar e eventualmente implementar retificadores controlados de médias e de altas potências que gerem multiníveis na corrente de entrada e que não utilizem transformador de entrada.

A principal justificativa para a escolha desta linha de pesquisa é que tais multiníveis tornam a corrente de linha mais “parecida” com uma senóide, e isto significa menos harmônicas injetadas na rede e maior FP, ou seja, melhores características de entrada.

Os objetivos detalhados de cada capítulo são apresentados a seguir.

No capítulo 2 são revistos os retificadores controlados de médias e de altas potências tradicionais, e alguns dos que utilizam técnicas de otimização do FP. Suas características de entrada e de saída são apresentadas através de gráficos e de equações rigorosamente de acordo com o item 1.4 deste trabalho, e uma análise comparativa é

realizada. Uma boa idéia do estado da arte é dada neste capítulo, cujo principal objetivo é possibilitar uma posterior comparação entre os retificadores propostos e os atuais. O capítulo 2 tem o mérito adicional de reunir em um só local informações que em outras referências estão dispersas e/ou têm nomenclaturas diferentes.

No capítulo 3, o método de geração das novas topologias de retificadores multinível é apresentado e, como resultado de sua aplicação, surgem vários retificadores multinível. Os princípios básicos de funcionamento destes novos retificadores são desenvolvidos, mas devido à grande quantidade de novas topologias apresentadas, apenas análises preliminares são realizadas.

O capítulo 3 é, de certa forma, uma continuação de [8] e, por esta razão, esta referência é freqüentemente citada ao longo do texto. Por outro lado, retificadores multinível sem transformador de entrada não são facilmente encontrados em outras literaturas e, por esta razão, poucas outras referências bibliográficas são citadas neste capítulo.

No capítulo 4, o mais promissor dos retificadores propostos no capítulo 3 é analisado. As grandezas de interesse (tensão de saída, corrente de entrada, THD, FD, FP, etc.) são teoricamente calculadas com uma riqueza de detalhes até mesmo maior do que a sugerida no item 1.4 deste trabalho. Critérios para condução contínua são apresentados e o equilíbrio entre as correntes dos indutores de balanceamento é analisado em detalhes. Ao final do capítulo 4, as características do retificador proposto são comparadas às das pontes totalmente controladas de 6 e de 12 pulsos tradicionais.

No capítulo 5, as principais questões de ordem mais prática relativas ao retificador do capítulo 4 são apresentadas e desenvolvidas. A influência da ondulação das correntes dos indutores de balanceamento nos diversos parâmetros de desempenho (FP, THD, etc.) é calculada, facilitando o dimensionamento destes indutores. A comutação das chaves é estudada e um sistema de controle é proposto.

Resultados obtidos em um protótipo de laboratório de 5kW são apresentados no capítulo 6.

As conclusões gerais do trabalho são apresentadas no capítulo 7. As sugestões de continuidade dos trabalhos dadas ao longo do texto são agrupadas e também figuram no capítulo 7.

O método básico empregado no estudo dos retificadores apresentados neste trabalho inicia com a escolha da topologia a ser analisada. A partir dela são inicialmente estabelecidas as etapas de funcionamento impostas pelo tipo de modulação adotado. Para cada etapa de funcionamento são escritas as correspondentes equações de circuitos. A partir destas equações, são calculadas todas as grandezas de interesse, de acordo com o item 1.4 deste trabalho.

Com o objetivo não só de conferir os equacionamentos realizados, que por vezes podem ser extremamente longos e complexos, mas também de aprofundar os estudos, os programas de computador Mathcad<sup>®</sup>7 [9] e PSpice<sup>®</sup> 7.1 [10 - 12] foram largamente utilizados. O primeiro possibilita o cálculo numérico e analítico da maioria das equações. O segundo realiza simulações numéricas de circuitos elétricos. Exemplos de utilização destes programas encontram-se nos anexos 2, 4 e 5.

Resumindo, uma vez escolhida a topologia, é preciso analisá-la. As escolhas das topologias e dos tipos de modulação, no entanto, envolvem conceitos mais subjetivos e, de certa forma, maiores dificuldades. Com relação aos retificadores tradicionais, tais escolhas são, em princípio, amparadas na literatura; com relação aos retificadores propostos, são apresentados nos itens 3.2 e 3.3.1 deste trabalho os conceitos básicos utilizados na escolha das estratégias de modulação e o método utilizado em sua geração.

Ressalte-se, no entanto, que toda escolha envolve algum tipo de opção pessoal.

## **1.6. Originalidade e relevância**

Todo o trabalho a nível de doutorado deve, obrigatoriamente, apresentar características de originalidade e de relevância.

A originalidade deste trabalho reside no fato de que não foi encontrado na literatura técnica especializada nenhum estudo metódico de retificadores com multiníveis na corrente

de entrada, especialmente utilizando as recentemente propostas “células genéricas multiníveis em corrente” [8, 13].

Apenas em [14] foi encontrada uma breve menção ao retificador controlado proposto no item 4 deste trabalho, comandado com uma estratégia de comando similar. No entanto, em [14] a idéia básica é utilizar o retificador do item 4 simplesmente como um retificador não controlado capaz de minimizar, ou mesmo eliminar a 5ª harmônica ou a 7ª harmônica das correntes da rede, simplificando, com isto, os filtros de linha.

Por outro lado, a relevância deste trabalho está ligada à importância do assunto, uma vez que retificadores são e provavelmente serão ainda muito utilizados, e às vantagens dos retificadores aqui propostos frente aos já existentes.

Outro indicativo da relevância do tema escolhido é a existência de publicações recentes cujos objetivos são similares (minimizar harmônicas da rede e aumentar o FP de retificadores), mas cujas idéias básicas de como alcançá-los são diferentes.

Algumas destas publicações são citadas ao longo do texto e três delas são comentadas a seguir [15 - 17].

Em [15] utiliza-se um circuito bastante interessante, que gera multiníveis de corrente na rede, mas utiliza transformador de entrada, reatores de balanceamento e chaves auxiliares.

Em [16] combinam-se as técnicas de multiníveis de corrente com as de modulação por largura de pulso (PWM) em um retificador topologicamente equivalente ao retificador proposto no capítulo 4 deste trabalho.

Em [17], várias pontes retificadoras trifásicas são ligadas em paralelo e uma estratégia de modulação é proposta de forma a gerar multiníveis de corrente na rede.

## CAPÍTULO 2

### Retificadores tradicionais - revisão

#### 2.1. Introdução

A quantidade de topologias existentes para retificadores controlados de médias e de altas potências é enorme, e uma análise exaustiva foge ao escopo deste trabalho.

As topologias consideradas mais importantes, no entanto, são cuidadosamente apresentadas e analisadas a seguir.

Os circuitos e suas correspondentes formas de onda são apresentados de forma a exemplificar o funcionamento de cada retificador. As equações fundamentais são deduzidas, complementando as análises e possibilitando uma comparação rigorosa entre elas.

Os objetivos fundamentais deste estudo inicial são rever o atual estado da arte, apontando claramente as vantagens e desvantagens dos atuais retificadores, e agrupar em um só documento as informações que na literatura encontram-se espalhadas, com nomenclaturas e simbologias não uniformes.

Os retificadores analisados são inicialmente classificados segundo sua capacidade de operar em um ou em dois quadrantes, ou seja, segundo sua capacidade de regeneração, posto que os retificadores de cada grupo, na verdade, têm aplicações diferentes.

Retificadores que exigem o uso de transformadores, bem como outras topologias, são rapidamente apresentados em itens separados.

Os itens 2.2.1, 2.3.1 e 2.4 a seguir apresentam as topologias mais utilizadas [1 - 7] e os itens 2.2.2, 2.3.2 e 2.5 apresentam topologias que incluem algum tipo de estratégia de otimização do FP [18].

#### 2.2. Retificadores que operam em um quadrante

##### 2.2.1. Ponte semicontrolada trifásica

O circuito da ponte semicontrolada trifásica é mostrado na Fig. 1.

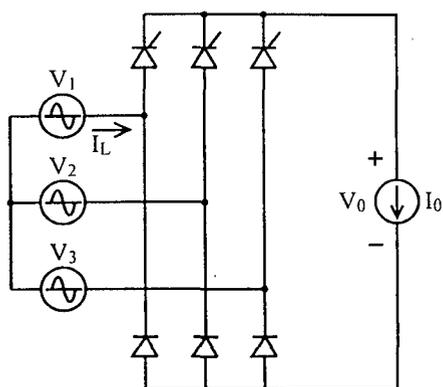
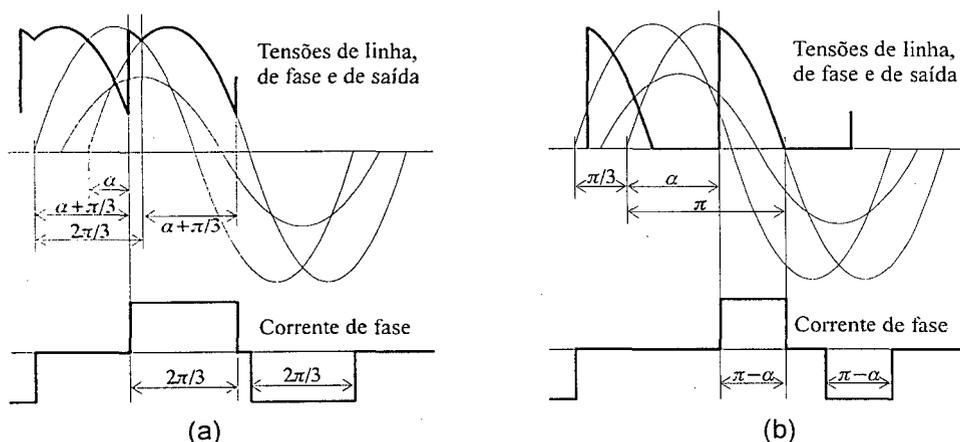


Fig. 1. Ponte semicontrolada trifásica.

Este retificador tem dois modos distintos de funcionamento, dependendo do ângulo de disparo  $\alpha$  dos tiristores. Com  $\alpha$  menor que  $60^\circ$  não ocorrem períodos de roda livre e a tensão instantânea de saída é sempre maior que zero. Com  $\alpha$  maior que  $60^\circ$  ocorrem períodos de roda livre e a tensão instantânea de saída torna-se nula em alguns trechos. As formas de onda pertinentes a estes dois modos de funcionamento são mostradas na Fig. 2.

Fig. 2. Formas de onda da ponte semicontrolada. (a)  $\alpha \leq 60^\circ$ . (b)  $\alpha \geq 60^\circ$ .

A partir da Fig. 2 conclui-se que todo o equacionamento da ponte semicontrolada deve ser dividido em duas etapas; uma p/  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$  e outra p/  $60^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ . Coincidentemente, no entanto, em alguns casos (tensão média de saída, harmônicas da corrente de entrada e FD) os resultados finais são iguais.

A tensão média de saída  $\overline{V_0}$  da ponte semicontrolada é dada por (9).

$$\begin{aligned} \overline{V_0} &= \frac{3\sqrt{2} \cdot V_L}{2\pi} \left[ \int_{\left(\frac{\pi}{3}\right)+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\left(\frac{2\pi}{3}\right)+\alpha} \text{sen}(\omega t) d\omega t \right] & \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\ &= \frac{3\sqrt{2} \cdot V_L}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \text{sen}(\omega t) d\omega t & \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_L \cdot \frac{1 + \cos(\alpha)}{2} = V_{0M} \cdot \frac{1 + \cos(\alpha)}{2} = V_{0M} \cdot \cos^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

O máximo valor médio de tensão possível de ser obtido na saída  $V_{0M}$  é o mesmo que seria obtido em uma ponte trifásica não controlada e, no caso da ponte semicontrolada, é obtido quando  $\alpha = 0^\circ$ , de acordo com (10).

$$V_{0M} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_L \cong 1,35 \cdot V_L \quad (10)$$

Note-se que (10) define um valor que é utilizado em várias outras equações presentes neste trabalho.

O valor eficaz da tensão de saída  $V_0$  é dado por duas diferentes equações, de acordo com (11) e (12).

$$\begin{aligned} V_0 &= \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \cdot \sqrt{\int_{\left(\frac{\pi}{3}\right)+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\left(\frac{2\pi}{3}\right)+\alpha} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t} \\ &= V_L \cdot \sqrt{\frac{3}{\pi}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot [1 + \cos(2\alpha)]} \\ &= V_{0M} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\sqrt{3} \cdot \pi}{24} \cdot [1 + \cos(2\alpha)]} \quad \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} V_0 &= \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \sqrt{\frac{3}{2\pi}} \cdot \sqrt{\int_{\alpha}^{\pi} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t} = V_L \cdot \sqrt{\frac{3}{\pi}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{4}} \\ &= V_{0M} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{12} - \frac{\alpha \cdot \pi}{12} + \frac{\pi \cdot \text{sen}(2\alpha)}{24}} \quad \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi \end{aligned} \quad (12)$$

O fator de forma da tensão de saída FF é dado por (13).

$$\begin{aligned} \text{FF} &= \frac{2 \sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\sqrt{3} \cdot \pi}{24} \cdot [1 + \cos(2\alpha)]}}{1 + \cos(\alpha)} \quad \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\ &= \frac{2 \sqrt{\frac{\pi^2}{12} - \frac{\alpha \cdot \pi}{12} + \frac{\pi \cdot \text{sen}(2\alpha)}{24}}}{1 + \cos(\alpha)} \quad \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi \end{aligned} \quad (13)$$

O valor eficaz da corrente de entrada  $I_L$  é dado por (14).

$$\begin{aligned}
 I_L &= \sqrt{\frac{1}{3\pi} \int_0^{2\pi} [i_0(t)]^2 dt} \cong \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \bar{I}_0 \cong 0,82 \cdot \bar{I}_0 & \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\
 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [i_0(t)]^2 dt} \cong \bar{I}_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}} & \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi
 \end{aligned} \tag{14}$$

Os valores eficazes das harmônicas da corrente de entrada  $I_{(n)L}$  são dados, genericamente, por (15); os valores das primeiras harmônicas são explicitados em (16 - 20).

$$\begin{aligned}
 I_{(n)L} &= \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \cdot \left| \int_{\pi/6 + \alpha/2}^{5\pi/6 + \alpha/2} i_0(t) \cdot \text{sen}(n\omega t) d\omega t \right| & \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\
 &= \frac{2}{\pi\sqrt{2}} \cdot \left| \int_{\pi/6 + \alpha/2}^{7\pi/6 - \alpha/2} i_0(t) \cdot \text{sen}(n\omega t) d\omega t \right| & \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi \\
 &\cong \frac{\sqrt{2} \cdot \bar{I}_0}{n \cdot \pi} \cdot \left| \cos \left[ n \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2} \right) \right] - \cos \left[ n \left( \frac{5\pi}{6} + \frac{\alpha}{2} \right) \right] \right|
 \end{aligned} \tag{15}$$

$$I_{(1)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot \left| \cos \left( \frac{\alpha}{2} \right) \right| \tag{16}$$

$$I_{(2)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot |\text{sen}(\alpha)| \tag{17}$$

$$I_{(4)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{4\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot |\text{sen}(2\alpha)| \tag{18}$$

$$I_{(5)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{5\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot \left| \cos \left( \frac{5\alpha}{2} \right) \right| \tag{19}$$

$$I_{(7)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{7\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot \left| \cos \left( \frac{7\alpha}{2} \right) \right| \tag{20}$$

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada THD, o fator de potência FP e o fator de deslocamento FD são dados, respectivamente, por (21), (22) e (23).

$$\begin{aligned}
 \text{THD} &\cong \sqrt{\frac{2\pi^2}{9 \cdot [1 + \cos(\alpha)]} - 1} & \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\
 &\cong \sqrt{\frac{\pi^2 - \alpha \cdot \pi}{3 \cdot [1 + \cos(\alpha)]} - 1} & \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi
 \end{aligned} \tag{21}$$

$$\begin{aligned}
 FP &\cong \frac{3}{\pi} \cdot \frac{1 + \cos(\alpha)}{2} \cong 0,48 \cdot [1 + \cos(\alpha)] & \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\
 &\cong \frac{3\sqrt{2} \cdot [1 + \cos(\alpha)]}{2\pi\sqrt{3}\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} \cong 0,39 \frac{1 + \cos(\alpha)}{\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}} & \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi
 \end{aligned} \tag{22}$$

$$FD \cong \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \tag{23}$$

### 2.2.2. Ponte retificadora com filtro e conversor CC/CC

O circuito deste conversor e suas formas de onda típicas são mostrados na Fig. 3.

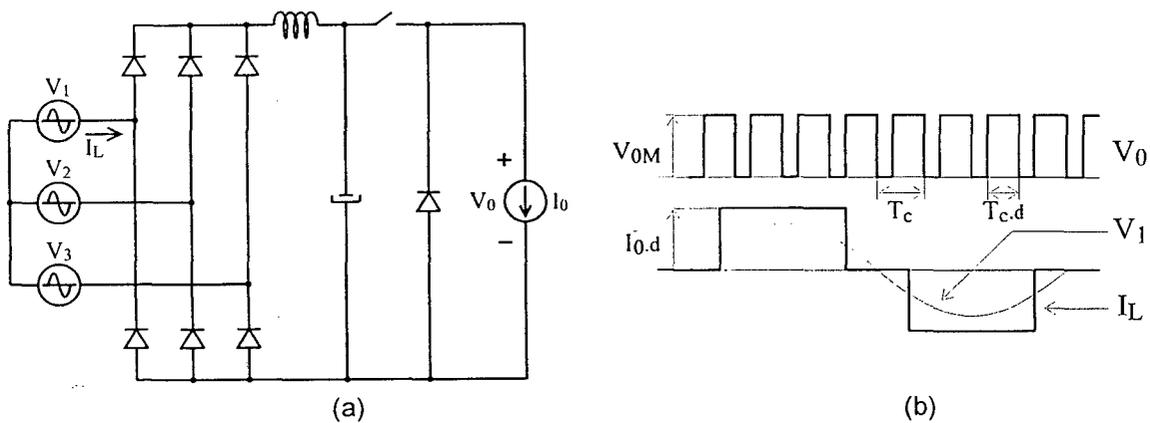


Fig. 3. Ponte retificadora com filtro e conversor CC/CC. (a) Circuito elétrico. (b) Formas de onda características.

Trata-se de uma ponte retificadora trifásica a diodos (não controlada) seguida de um filtro no barramento CC e de um pulsador (*chopper*) operando com (relativamente) alta frequência de chaveamento. Em sua análise, considerou-se que a corrente do indutor é constante, com valor  $(\overline{I_0} \cdot d)$ . A partir disto, conclui-se que a tensão média de saída  $\overline{V_0}$  do retificador é dada por (24).

$$\overline{V_0} = V_{0M} \cdot d \tag{24}$$

O valor eficaz da tensão de saída  $V_0$  é dado por (25).

$$V_0 = V_{0M} \cdot \sqrt{\frac{d \cdot T_c}{T_c}} = V_{0M} \cdot \sqrt{d} \tag{25}$$

O fator de forma da tensão de saída FF é dado por (26).

$$FF = \frac{V_0}{V_0} = \frac{\sqrt{d}}{d} \quad (26)$$

O valor eficaz da corrente de entrada  $I_L$  é dado por (27).

$$I_L \cong \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \bar{I}_0 \cdot d \cong 0,82 \cdot \bar{I}_0 \cdot d \quad (27)$$

Os valores eficazes das harmônicas da corrente de entrada  $I_{(n)L}$  são dados, genericamente, por (28); os valores das primeiras harmônicas são explicitados em (29), (30) e (31).

$$I_{(n)L} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \bar{I}_0 \cdot d \cdot \text{sen}(n\omega t) d\omega t \cong \frac{4\bar{I}_0 \cdot d}{n\pi\sqrt{2}} \left[ \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \quad (28)$$

$$I_{(1)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot d \cong 0,78 \cdot \bar{I}_0 \cdot d \quad (29)$$

$$I_{(5)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{5\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot d \cong 0,156 \cdot \bar{I}_0 \cdot d \quad (30)$$

$$I_{(7)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{7\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot d \cong 0,111 \cdot \bar{I}_0 \cdot d \quad (31)$$

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada THD, o fator de potência FP e o fator de deslocamento FD são dados, respectivamente, por (32), (33) e (34).

$$THD \cong \sqrt{\frac{\frac{2}{3} - \frac{6}{\pi^2}}{\frac{6}{\pi^2}}} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 9}{9}} \cong 0,31 \quad (32)$$

$$FP \cong \frac{3\sqrt{2}/\pi}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2/3}} = \frac{3}{\pi} \cong 0,95 \quad (33)$$

$$FD \cong 1 \quad (34)$$

## 2.3. Retificadores que operam em dois quadrantes

### 2.3.1. Ponte totalmente controlada trifásica

O circuito deste retificador e suas formas de onda típicas são mostrados na Fig. 4.

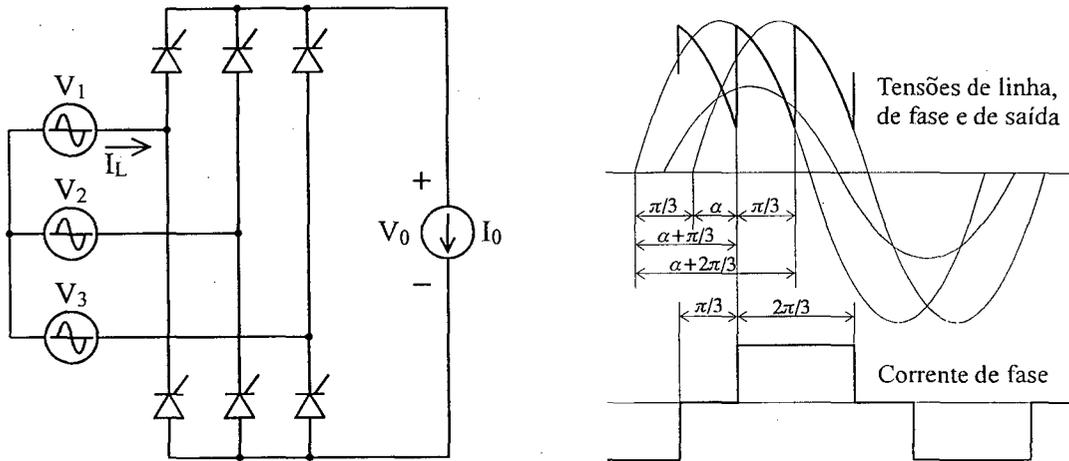


Fig. 4. Circuito e formas de onda características da ponte totalmente controlada trifásica.

Trata-se, possivelmente, do mais importante retificador trifásico controlado. Ele é simples e robusto, e sua análise é presença obrigatória em qualquer livro sobre o assunto [1 - 7]. Ainda assim, seu equacionamento é também aqui apresentado, de acordo com as equações (35) a (45).

A tensão média de saída  $\overline{V_0}$  da ponte totalmente controlada é dada por (35).

$$\begin{aligned} \overline{V_0} &= \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3 + \alpha}^{2\pi/3 + \alpha} \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \sin(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_L \cdot \cos(\alpha) = V_{0M} \cdot \cos(\alpha) \end{aligned} \quad (35)$$

O valor eficaz da tensão de saída  $V_0$  é dado por (36).

$$\begin{aligned} V_0 &= \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\pi/3 + \alpha}^{2\pi/3 + \alpha} \sin^2(\omega t) d\omega t} \\ &= V_L \cdot \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cdot \cos(2\alpha)} = V_{0M} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\pi\sqrt{3}}{12} \cdot \cos(2\alpha)} \end{aligned} \quad (36)$$

O fator de forma da tensão de saída FF é dado por (37).

$$FF = \frac{\sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\pi\sqrt{3}}{12} \cdot \cos(2\alpha)}}{\cos(\alpha)} \quad (37)$$

O valor eficaz da corrente de entrada  $I_L$  é dado por (38).

$$I_L = \sqrt{\frac{1}{3\pi} \int_0^{2\pi} [i_0(t)]^2 dt} \cong \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \bar{I}_0 \cong 0,82 \cdot I_0 \quad (38)$$

Os valores eficazes das harmônicas da corrente de entrada  $I_{(n)L}$  são dados, genericamente, por (39); os valores das primeiras harmônicas são explicitados em (40), (41) e (42).

$$I_{(n)L} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \int_{\pi/6}^{\pi/2} i_0(t) \cdot \text{sen}(n\omega t) d\omega t \cong \frac{4\bar{I}_0}{n\pi\sqrt{2}} \left[ \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \quad (39)$$

$$I_{(1)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \bar{I}_0 \cong 0,78 \cdot \bar{I}_0 \quad (40)$$

$$I_{(5)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{5\pi} \cdot \bar{I}_0 \cong 0,156 \cdot \bar{I}_0 \quad (41)$$

$$I_{(7)L} \cong \frac{\sqrt{6}}{7\pi} \cdot \bar{I}_0 \cong 0,111 \cdot \bar{I}_0 \quad (42)$$

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada THD, o fator de potência FP e o fator de deslocamento FD são dados, respectivamente, por (43), (44) e (45).

$$THD \cong \sqrt{\frac{\frac{2/3 - 6/\pi^2}{6/\pi^2}}{\frac{\pi^2 - 9}{9}}} \cong 0,31 \quad (43)$$

$$FP \cong \frac{3\sqrt{2}/\pi}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{2/3}} \cos(\alpha) = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha) \cong 0,95 \cdot \cos(\alpha) \quad (44)$$

$$FD \cong \cos(\alpha) \quad (45)$$

### 2.3.2. Retificador tipo Buck

O circuito genérico do retificador tipo Buck é mostrado na Fig. 5(a). Este retificador foi originalmente implementado com tiristores e circuitos auxiliares de comutação forçada, mas tais circuitos são hoje considerados obsoletos. A Fig. 5(b) mostra uma implementação prática (e atual) com GTOs, adequada às altas potências, e a Fig. 5(c) mostra o mesmo circuito implementado com IGBTs, o que o torna adequado para as médias (e a cada dia mais altas) potências.

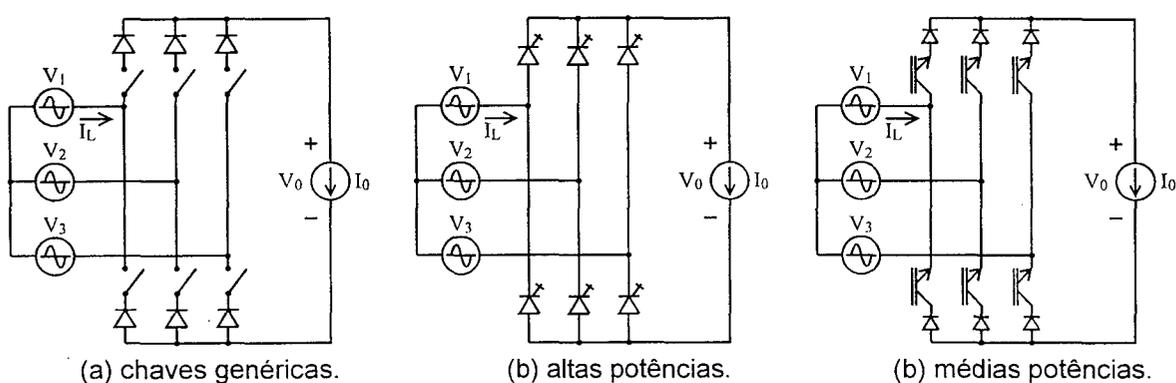


Fig. 5. Retificador tipo Buck.

Ao contrário dos retificadores que utilizam tiristores e comutação natural, onde, geralmente, apenas um tipo de modulação pode ser adotado, o uso de GTOs ou IGBTs possibilita o emprego de vários tipos diferentes de modulação.

Neste trabalho, apenas os três tipos de modulação considerados mais importantes [18] são apresentados. Dois deles são em baixas frequências, o que indica a possibilidade de uso em altas potências, e o terceiro é em altas frequências, onde o mais importante é a qualidade das formas de onda obtidas.

#### 2.3.2.1. 1ª estratégia de modulação em baixa frequência

Nesta 1ª estratégia de modulação a idéia básica é gerar na saída pulsos de tensão com largura  $\beta$  ( $\beta \leq 60^\circ$ ) centrados no ponto de máxima tensão de linha, de acordo com a Fig. 6. Com isto, surgem 2 pulsos de mesma largura por semiperíodo da rede na corrente de linha e, por simetria, impõe-se naturalmente  $FD = 1$ .

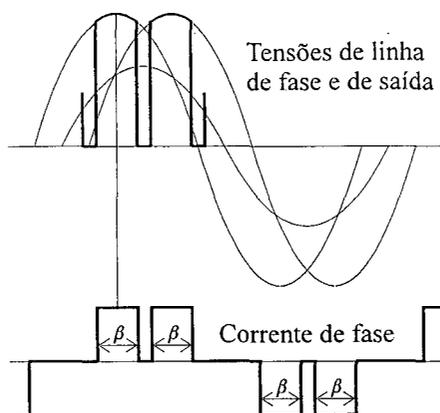


Fig. 6. 1ª estratégia de modulação proposta para o retificador tipo Buck.

A tensão média de saída  $\overline{V_0}$  do retificador tipo Buck comandado com esta 1ª estratégia de modulação é dada por (46).

$$\begin{aligned}\overline{V_0} &= \frac{6}{\pi} \int_{\pi/2-\beta/2}^{\pi/2} \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t \\ &= V_{0M} \cdot 2 \text{sen}\left(\frac{\beta}{2}\right)\end{aligned}\quad (46)$$

O valor eficaz da tensão de saída  $V_0$  é dado por (47).

$$\begin{aligned}V_0 &= \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \sqrt{\frac{6}{\pi} \int_{\pi/2-\beta/2}^{\pi/2} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t} \\ &= V_{0M} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{6} \cdot [\beta + \text{sen}(\beta)]}\end{aligned}\quad (47)$$

O fator de forma da tensão de saída FF é dado por (48).

$$\text{FF} = \frac{\sqrt{\frac{\pi}{6} \cdot [\beta + \text{sen}(\beta)]}}{2 \text{sen}\left(\frac{\beta}{2}\right)}\quad (48)$$

O valor eficaz da corrente de entrada  $I_L$  é dado por (49).

$$I_L = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^\beta [i_0(t)]^2 d\omega t} \cong \overline{I_0} \cdot \sqrt{\frac{2\beta}{\pi}}\quad (49)$$

Os valores eficazes das harmônicas da corrente de entrada  $I_{(n)L}$  são dados, genericamente, por (50); os valores das primeiras harmônicas são explicitados em (51), (52) e (53).

$$I_{(n)L} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \left| \int_{\pi/3-\beta/2}^{\pi/3+\beta/2} i_0(t) \cdot \text{sen}(n\omega t) d\omega t \right| \cong \frac{2\sqrt{6} \cdot \bar{I}_0}{n\pi} \left| \text{sen}\left(\frac{n\beta}{2}\right) \right| \quad (50)$$

$$I_{(1)L} \cong \frac{2\sqrt{6} \cdot \bar{I}_0}{\pi} \left| \text{sen}\left(\frac{\beta}{2}\right) \right| \quad (51)$$

$$I_{(5)L} \cong \frac{2\sqrt{6} \cdot \bar{I}_0}{5\pi} \left| \text{sen}\left(\frac{5\beta}{2}\right) \right| \quad (52)$$

$$I_{(7)L} \cong \frac{2\sqrt{6} \cdot \bar{I}_0}{7\pi} \left| \text{sen}\left(\frac{7\beta}{2}\right) \right| \quad (53)$$

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada THD, o fator de potência FP e o fator de deslocamento FD são dados, respectivamente, por (54), (55) e (56).

$$\text{THD} \cong \sqrt{\frac{\pi\beta}{12 \text{sen}^2\left(\frac{\beta}{2}\right)} - 1} \quad (54)$$

$$\text{FP} \cong \frac{6\sqrt{2} \cdot \text{sen}\left(\frac{\beta}{2}\right)}{\pi\sqrt{3} \sqrt{\frac{2\beta}{\pi}}} = \frac{2\sqrt{3} \cdot \text{sen}\left(\frac{\beta}{2}\right)}{\sqrt{\pi\beta}} \cong \frac{1,95 \cdot \text{sen}\left(\frac{\beta}{2}\right)}{\sqrt{\beta}} \quad (55)$$

$$\text{FD} \cong 1 \quad (56)$$

### 2.3.2.2. 2ª estratégia de modulação em baixa frequência

Nesta 2ª estratégia de modulação a idéia básica é gerar na saída pulsos de tensão com largura  $\beta$  ( $\beta \leq 60^\circ$ ) centrados no ponto de máxima tensão de fase, de acordo com a Fig. 7. Com isto, surgem 3 pulsos por semiperíodo da rede na corrente de linha e, por simetria, impõe-se naturalmente  $\text{FD} = 1$ . Note-se, no entanto, que na Fig. 7 os pulsos de corrente não são todos de mesma largura.

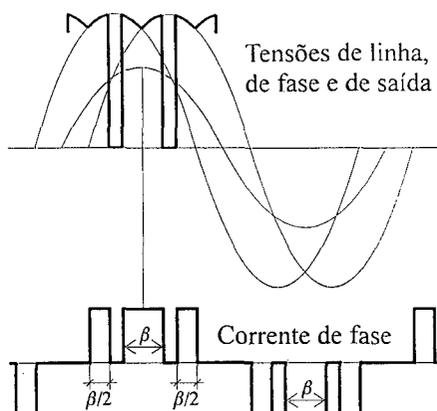


Fig. 7. 2ª estratégia de modulação proposta para o retificador tipo Buck.

A tensão média de saída  $\overline{V_0}$  do retificador tipo Buck comandado com esta 2ª estratégia de modulação é dada por (57).

$$\begin{aligned}\overline{V_0} &= \frac{6}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi/3+\beta/2} \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \text{sen}(\omega t) d\omega t \\ &= V_{0M} \cdot \left[ 1 - 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}\right) \right]\end{aligned}\quad (57)$$

O valor eficaz da tensão de saída  $V_0$  é dado por (58).

$$\begin{aligned}V_0 &= \sqrt{2} \cdot V_L \cdot \sqrt{\frac{6}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi/3+\beta/2} \text{sen}^2(\omega t) d\omega t} \\ &= V_{0M} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{6} \left[ \beta + \frac{\sqrt{3}}{2} - \text{sen}\left(2\frac{\pi}{3} + \beta\right) \right]}\end{aligned}\quad (58)$$

O fator de forma da tensão de saída FF é dado por (59).

$$\text{FF} = \frac{\sqrt{\frac{\pi}{6} \left[ \beta + \frac{\sqrt{3}}{2} - \text{sen}\left(2\frac{\pi}{3} + \beta\right) \right]}}{1 - 2 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}\right)}\quad (59)$$

O valor eficaz da corrente de entrada  $I_L$  é dado por (60).

$$I_L = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^\beta [i_0(t)]^2 d\omega t} \cong \bar{I}_0 \cdot \sqrt{\frac{2\beta}{\pi}} \quad (60)$$

Os valores eficazes das harmônicas da corrente de entrada  $I_{(n)L}$  são dados, genericamente, por (61); os valores das primeiras harmônicas são explicitados em (62), (63) e (64).

$$I_{(n)L} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \left| \int_{\pi/6}^{\pi/6+\beta/2} i_0(t) \cdot \text{sen}(n\omega t) d\omega t + \int_{\pi/2-\beta/2}^{\pi/2} i_0(t) \cdot \text{sen}(n\omega t) d\omega t \right| \quad (61)$$

$$I_{(1)L} \cong \frac{2\sqrt{6} \cdot \bar{I}_0}{\pi} \left| \frac{1}{2} - \cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}\right) \right| \quad (62)$$

$$I_{(5)L} \cong \frac{2\sqrt{6} \cdot \bar{I}_0}{5\pi} \left| \frac{1}{2} + \text{sen}\left(\frac{5\beta}{2} - \frac{5\pi}{6}\right) \right| \quad (63)$$

$$I_{(7)L} \cong \frac{2\sqrt{6} \cdot \bar{I}_0}{7\pi} \left| \frac{1}{2} - \text{sen}\left(\frac{7\beta}{2} - \frac{7\pi}{6}\right) \right| \quad (64)$$

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada THD, o fator de potência FP e o fator de deslocamento FD são dados, respectivamente, por (65), (66) e (67).

$$\text{THD} \cong \sqrt{\frac{\pi\beta}{3 \cdot \left[1 - 2\cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}\right)\right]^2} - 1} \quad (65)$$

$$\text{FP} \cong \frac{6\sqrt{2} \cdot \left[\frac{1}{2} - \cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}\right)\right]}{\pi\sqrt{3} \sqrt{\frac{2\beta}{\pi}}} \cong \frac{1,95}{\sqrt{\beta}} \cdot \left[\frac{1}{2} - \cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}\right)\right] \quad (66)$$

$$\text{FD} \cong 1 \quad (67)$$

### 2.3.2.3. Modulação em alta frequência

Retificadores tipo Buck operando com elevada frequência de chaveamento têm recebido crescente atenção nos últimos anos devido a suas excelentes características de

entrada e de saída. Tais características, no entanto, ficam na dependência da utilização de filtros de entrada e de saída projetados criteriosamente, e da utilização de uma estratégia de modulação adequada.

O filtro de saída é relativamente fácil de ser projetado e desnecessário em muitas aplicações. O filtro de entrada, por outro lado, é necessário para absorver a frequência de chaveamento e, freqüentemente, causa distorções e oscilações transitórias nas correntes de linha [16].

Diferentes técnicas de modulação têm sido propostas na literatura [19 - 22], de onde se conclui que a questão não é tão simples quanto poderia inicialmente parecer e que ainda não existe consenso em relação a qual delas oferece a melhor relação custo/benefício.

Um exemplo de modulação senoidal por largura de pulso com frequência de chaveamento fixa é apresentado na Fig. 8. A Fig. 8(a) mostra a tensão triangular de comparação e tensões senoidais proporcionais às tensões de linha. Na Fig. 8(a) o índice de modulação  $M$  vale 0,8. A Fig. 8(b) mostra sinais de comando de dois níveis que são resultado direto da comparação entre as formas de onda mostradas na Fig. 8(a). A Fig. 8(c) mostra formas de onda obtidas a partir da transformação das formas de onda de dois níveis da Fig. 8(b), para três níveis [17]. Esta transformação se baseia na simples subtração de cada um dos sinais de dois níveis da Fig. 8(b) pelo seguinte, também de dois níveis. As formas de onda da Fig. 8(c) são, na verdade, as tensões de fase e as correntes de linha. A Fig. 8(d) mostra a tensão de saída do retificador. As Figs 8(e) e 8(f) mostram, respectivamente, os valores eficazes das harmônicas das formas de onda de dois e de três níveis mostradas nas Figs 8(b) e 8(c), supondo-se que os sinais da Fig. 8(b) variam entre 0 e 1, e os da Fig. 8(c) entre -1 e 1. Note-se que a harmônica correspondente à frequência de chaveamento ( $n = 15$ ) tem valor eficaz elevado na Fig. 8(e) e nulo na Fig. 8(f).

A despeito de serem um vasto e interessante campo de pesquisas, as peculiaridades de cada tipo de modulação possível de ser empregada em retificadores trifásicos tipo Buck não são importantes para os objetivos deste trabalho.

Qualquer que seja a modulação adotada, será, por hipótese, considerado que as características do retificador são ideais e podem ser expressas matematicamente por (68 - 71), onde  $k(\text{mod})$  é uma constante que depende do tipo de modulação e, no caso da Fig. 8, vale  $k(\text{mod}) \cong 1,06$ .

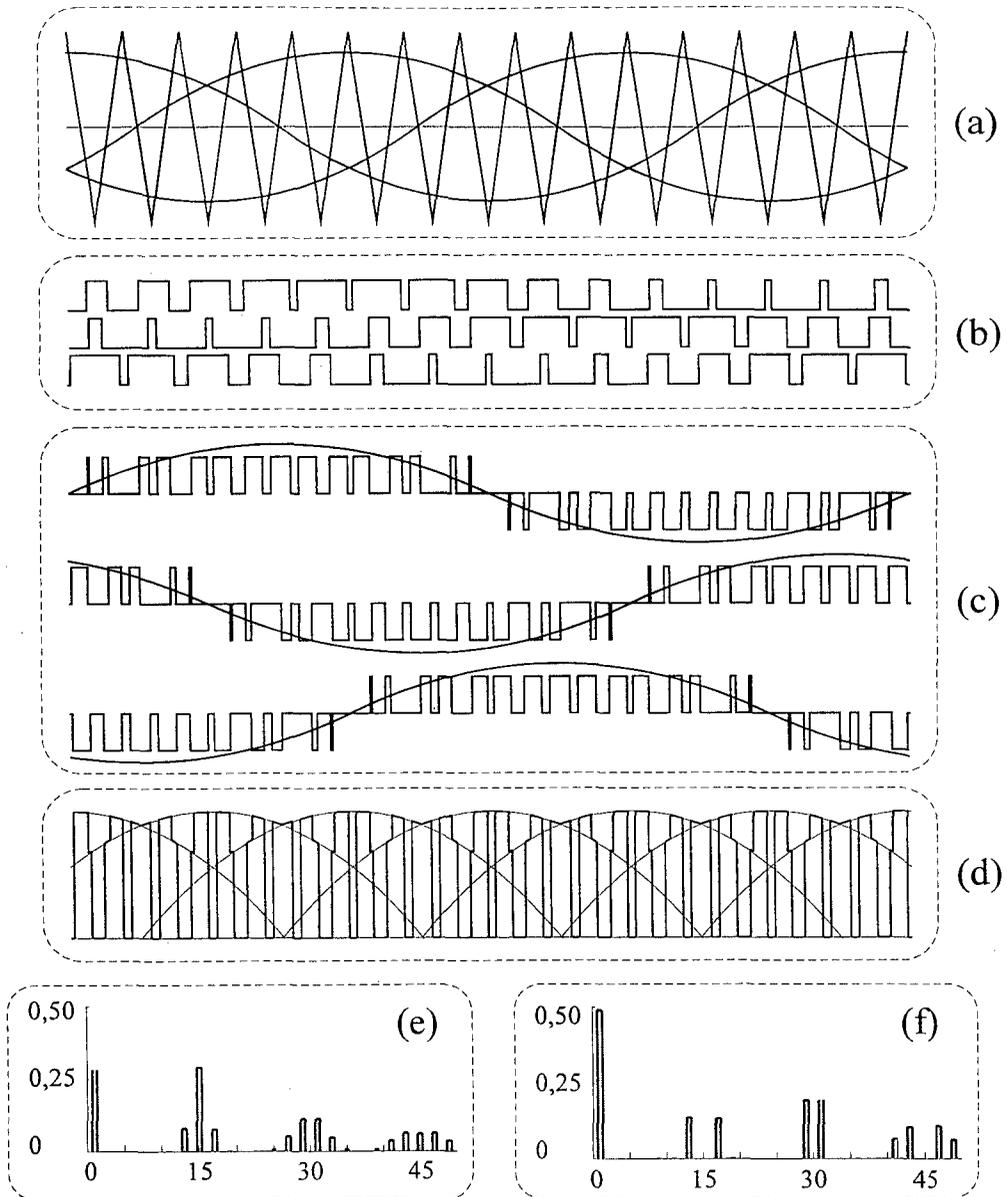


Fig. 8. Retificador trifásico tipo Buck operando com modulação senoidal por largura de pulso com frequência de chaveamento fixa. (a) Triangular de comparação e tensões de referência. (b) PWM de 2 níveis. (c) Tensões de fase e correntes de linha. (d) Tensão de saída. (e) Análise harmônica de (b). (f) Análise harmônica de (c).

$$\overline{V_0} \cong V_0 \cong k(\text{mod}) \cdot V_L \cdot M \quad (68)$$

$$I_L \cong I_{(1)L} \cong \frac{k(\text{mod})}{\sqrt{3}} \cdot \overline{I_0} \cdot M \quad (69)$$

$$FP \cong FF \cong FD \cong 1 \quad (70)$$

$$\text{THD} \cong 0 \quad (71)$$

A partir de (68 - 71) conclui-se que os problemas tecnológicos relativos aos filtros e à estratégia de modulação dos retificadores tipo Buck operando com modulação em altas frequências são considerados resolvidos neste trabalho, e que suas características de entrada e de saída são consideradas ideais.

Ainda assim, tais retificadores não são concorrentes diretos dos retificadores multinível, devido aos problemas relativos às comutações. Tais problemas envolvem não somente as perdas por chaveamentos, mas também o estresse dos componentes, problemas de interferência eletro-magnética, ruídos e toda a sorte de picos de tensão e de corrente.

Todos estes problemas fizeram que estes retificadores não fossem comercialmente disponíveis até 1993 [4], embora hoje, 1999, se tenha notícias de unidades funcionando no Japão.

## **2.4. Retificadores que usam transformador de entrada**

Retificadores que usam transformador de entrada formam, na verdade, uma grande família. Podem ser de meia ponte ou de ponte completa; podem trabalhar com 3, 6, 12 ou mais pulsos na saída; podem ser de um ou de dois quadrantes e podem incluir desde simples ligações estrela-triângulo até complexas ligações zig-zag.

Os transformadores têm a função básica de adaptar níveis de tensão e de corrente, mas em retificadores são também utilizados para gerar tensões com defasamentos apropriados, para promover o isolamento entre a carga e a rede elétrica, e para auxiliar o funcionamento dos sistemas de proteção contra curtos circuitos (devido à sua impedância equivalente).

Os retificadores tradicionais, que usam transformadores, diodos e tiristores, apresentam pelo menos duas características comuns:

- Os conteúdos harmônicos da tensão de saída e da corrente de linha diminuem quando aumenta o número de pulsos da tensão de saída. Isto sugere que quanto maior for este número de pulsos, melhor.

→ O FD é teoricamente igual em todos os retificadores, dependendo apenas se ele trabalha em um quadrante (eq. 23) ou em dois quadrantes (eq. 45). Isto indica que o FP piora quando a tensão de saída diminui (ou quando o ângulo de disparo aumenta).

Estas características sugerem que a aplicação de retificadores com transformador de entrada é mais adequada a retificadores não controlados de altas potências e/ou nos casos onde a necessidade de isolamento (segurança) é mais importante que o custo.

Por estas razões, e também pelo fato de serem facilmente encontrados na literatura [1 - 7], não são extensivamente analisados neste trabalho. Ainda assim, duas topologias que introduzem alguns conceitos importantes são seleccionadas para serem apresentadas (Fig. 9).

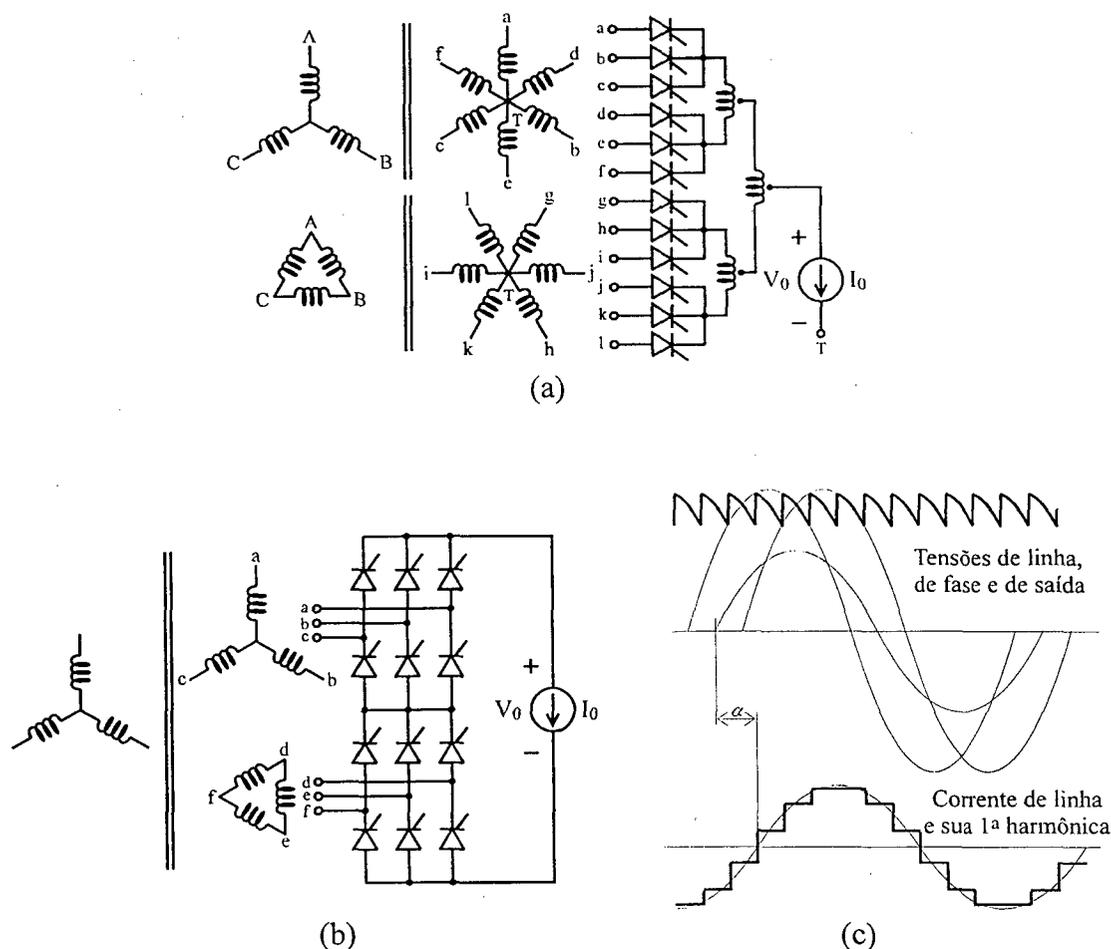


Fig. 9. Retificadores de 12 pulsos com transformadores de entrada. (a) Com reatores de balanceamento. (b) Com ligação em série. (c) Formas de onda típicas dos retificadores de 12 pulsos de (a) e de (b).

A Fig. 9(a) mostra um retificador de 12 pulsos onde reatores de balanceamento (*interphase reactors*) são utilizados na ligação em paralelo de vários retificadores. Como se verá adiante (item 3.1), uma das famílias de retificadores multinível desenvolvidas neste trabalho tem indutores situados no circuito em posições topologicamente equivalentes às destes reatores de balanceamento.

A Fig. 9(b) mostra um retificador de 12 pulsos com a ligação em série de dois retificadores. Esta topologia é mais utilizada que a anterior e, por esta razão, suas formas de onda e o equacionamento correspondente são também apresentados neste trabalho.

Observando-se a forma de onda de corrente mostrada na Fig. 9(c) conclui-se que ela tem 6 níveis e é mais “parecida” com uma senóide do que as apresentadas, p. ex., nas Figs. 2, 4, 6 e 7. A equação (78) mostra que a THD da corrente deste retificador é menor que a dos outros retificadores analisados, traduzindo em números o conceito intuitivo de “mais parecido”, e justificando mais uma vez a idéia central deste trabalho (gerar multiníveis).

A partir da Fig. 9(c) pode-se também observar que a 1ª harmônica da corrente de linha está atrasada de um ângulo  $\alpha$  em relação à tensão de fase correspondente, sendo esta uma das principais desvantagens deste retificador.

Admitindo-se que a relação de transformação do retificador de 12 pulsos da Fig. 9(b) é tal que sua tensão de saída máxima  $V_{0M}$  é a mesma do retificador de 6 pulsos da Fig. 4, então o valor médio da tensão de saída dos dois retificadores é dado pela mesma equação (35).

Nestas condições, o valor eficaz da tensão de saída  $V_0$  é dado por (72).

$$V_0 = V_{0M} \frac{\sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\pi \cdot \cos(2\alpha)}{6}}}{\sqrt{6} - \sqrt{2}} \quad (72)$$

O fator de forma da tensão de saída FF é dado por (73).

$$FF = \frac{\sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\pi \cdot \cos(2\alpha)}{6}}}{(\sqrt{6} - \sqrt{2}) \cdot \cos(\alpha)} \quad (73)$$

O valor eficaz da corrente de entrada  $I_L$  é dado por (74).

$$I_L = \frac{\bar{I}_0}{2} \sqrt{\frac{4}{3} + \frac{2}{\sqrt{3}}} \cong 0,789 \bar{I}_0 \quad (74)$$

Os valores eficazes das harmônicas da corrente de entrada  $I_{(n)L}$  são dados, genericamente, por (75); os valores das primeiras harmônicas são explicitados em (76) e (77).

$$I_{(n)L} = \frac{\bar{I}_0 \sqrt{6}}{n \cdot \pi}, \quad n = 1, 11, 13, 23, 25... \quad (75)$$

$$I_{(1)L} = \bar{I}_0 \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cong 0,78 \bar{I}_0 \quad (76)$$

$$I_{(5)L} = I_{(7)L} = 0 \quad (77)$$

A taxa de distorção harmônica da corrente de entrada THD, o fator de potência FP e o fator de deslocamento FD são dados, respectivamente, por (78), (79) e (80).

$$THD = \sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\pi^2}{12\sqrt{3}}} - 1 \cong 0,152 \quad (78)$$

$$FP = \frac{\cos(\alpha)}{\sqrt{\frac{\pi^2}{18} + \frac{\pi^2}{12\sqrt{3}}}} \cong 0,989 \cos(\alpha) \quad (79)$$

$$FD = \cos(\alpha) \quad (80)$$

## 2.5. Outros tipos de retificadores

A maioria dos outros tipos de retificadores encontrados na literatura opera em potências não maiores que 10kW. Ainda assim, alguns deles são apresentadas a seguir.

Uma variação do retificador trifásico tipo Buck é mostrada na Fig. 10 [18]. Ela é uma versão mais antiga do circuito da Fig. 5 e possibilita as mesmas modulações apresentadas no item 2.3.2, não sendo, por esta razão, analisada neste trabalho.

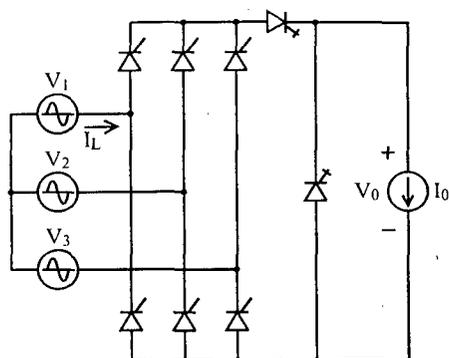


Fig. 10. Variação do retificador tipo Buck.

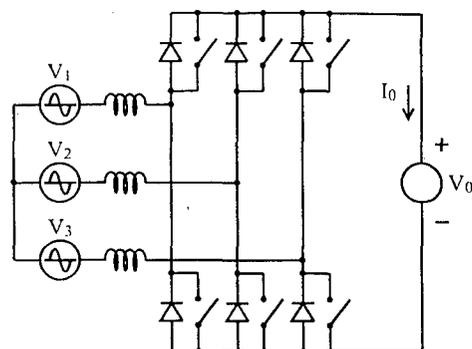


Fig. 11. Circuito genérico do retificador tipo Boost.

Da mesma forma que o conversor CC/CC tipo Buck gera os retificadores da Fig. 10 e do item 2.3.2 deste trabalho, outros conversores CC/CC como o Boost, o Buck-Boost e o Cuk também podem, analogamente, gerar retificadores trifásicos [7]. O circuito genérico do retificador tipo Boost é dado como exemplo na Fig. 11. Variações do circuito da Fig. 11 são mostradas na Fig. 12.

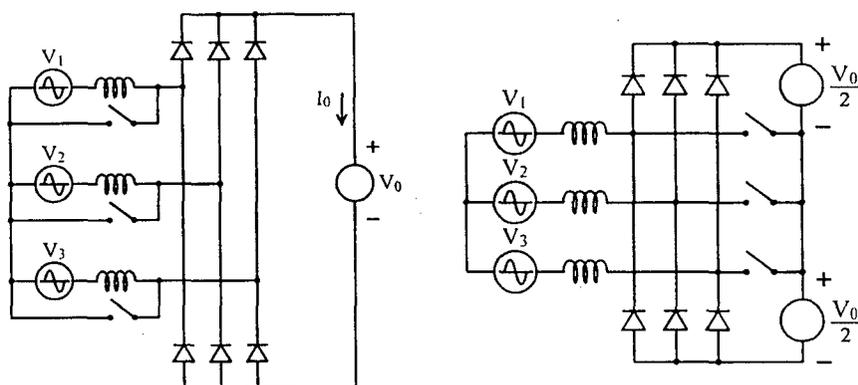


Fig. 12. Variações do retificador tipo Boost.

Os retificadores tipo Boost com modulação em altas frequências são geralmente indicados para cargas capacitivas de altas tensões e baixas ou médias potências, enquanto as perdas por chaveamento forem ainda aceitáveis. Nas altas potências, quando modulações de baixa frequência tais como as dos itens 2.3.2.1. e 2.3.2.2. seriam as mais indicadas, o tamanho dos reatores de linha as torna proibitivas. Outras modulações de baixa frequência têm sido propostas [23, 24], mas o controle de tensão obtido não é satisfatório.

As aplicações dos retificadores tipo Boost, são, portanto, diferentes das que interessam a este trabalho (onde as cargas são indutivas e a tensão de saída é variável) e, por esta razão, eles não são aqui analisados em profundidade.

## 2.6. Análise Comparativa

A análise comparativa entre os retificadores foi realizada a partir dos gráficos das Figs. 13 a 20, que por sua vez foram gerados a partir do equacionamento anteriormente apresentado. Cada retificador recebeu um índice de 1 a 6, de acordo com a listagem abaixo:

- Índice 1 para as equações da ponte semicontrolada do item 2.2.1.
- Índice 2 para as equações da ponte com conversor CC/CC do item 2.2.2.
- Índice 3 para as equações da ponte totalmente controlada do item 2.3.1.
- Índice 4 para as equações do retificador Buck do item 2.3.2.1 (1ª modulação).
- Índice 5 para as equações do retificador Buck do item 2.3.2.2 (2ª modulação).
- Índice 6 para as equações do retificador de 12 pulsos do item 2.4.

Note-se que as curvas do retificador Buck do item 2.3.2.3 (alta frequência) não foram incluídas, pois as características deste retificador foram consideradas ideais e, portanto, de visualização gráfica desnecessária.

Todos os gráficos têm no eixo horizontal o valor médio normalizado da tensão de saída  $V_{pu}$ , definido de acordo com (81).

$$V_{pu} = \frac{\overline{V_0}}{V_{0M}}, \quad 0 \leq V_{pu} \leq 1 \quad (81)$$

A corrente de entrada do retificador foi normalizada de acordo com (82) e as harmônicas da corrente de entrada de acordo com (83). Apenas para enriquecer ainda um pouco mais o trabalho, o valor eficaz normalizado total das harmônicas de corrente também foi calculado e apresentado, de acordo com (84).

$$I_{Lpu} = \frac{I_L}{I_0} \quad (82)$$

$$I_{(n)Lpu} = \frac{I_{(n)L}}{I_0} \quad (83)$$

$$I_{Hpu} = \frac{\sqrt{I_L^2 - I_{(1)L}^2}}{I_0} \quad (84)$$

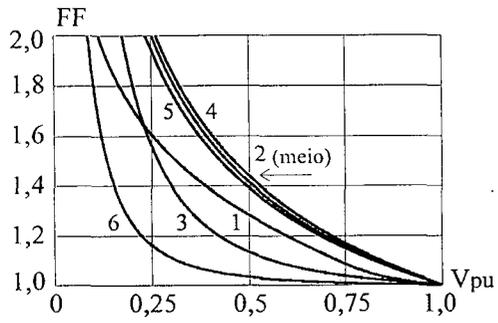


Fig. 13. Fator de forma da tensão de saída.

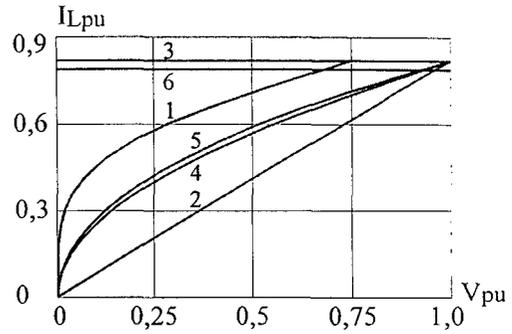


Fig. 14. Valor eficaz norm. da corrente de linha.

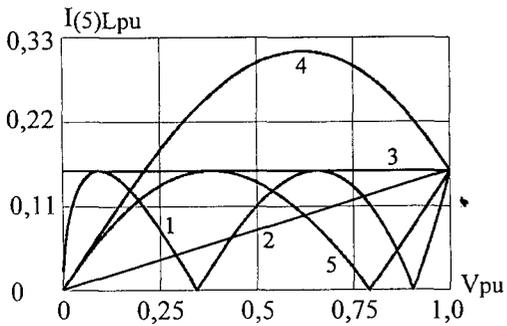


Fig. 15. Valor eficaz normalizado da 5ª harmônica da corrente de linha.

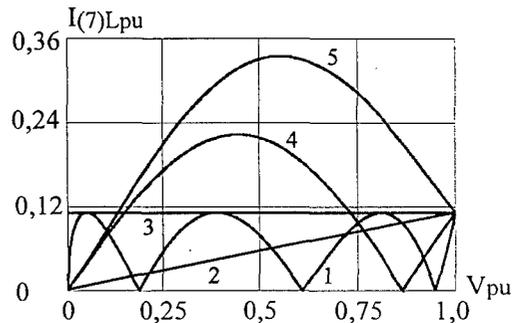


Fig. 16. Valor eficaz normalizado da 7ª harmônica da corrente de linha.

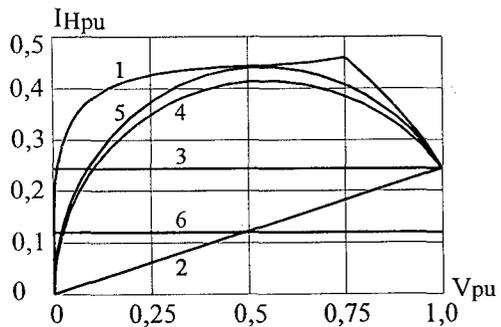


Fig. 17. Valor eficaz normalizado total das harmônicas da corrente de linha.

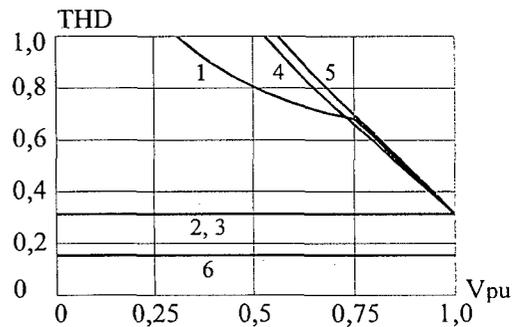


Fig. 18. Taxa de distorção harmônica da corrente de entrada.

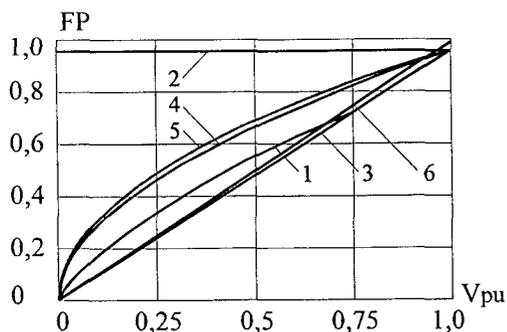


Fig. 19. Fator de potência.

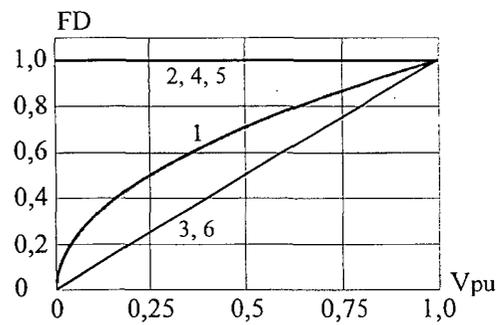


Fig. 20. Fator de deslocamento.

A partir do equacionamento realizado e das hipóteses feitas pode-se concluir que o retificador tipo Buck com modulação em alta frequência (item 2.3.2.3) tem, teoricamente, características ideais (perfeitas). É, por esta razão, superior a todos os outros em todos os parâmetros de comparação considerados. No entanto, é importante ressaltar mais uma vez que tais características são obtidas a partir da hipótese da utilização de filtros ideais tanto na saída quanto na entrada do retificador e que os problemas relativos a estes filtros não foram considerados. Adicionalmente, as perdas por chaveamentos deste retificador diminuem seu rendimento e trazem problemas de aquecimento, de estresse dos componentes e de rádio interferência, restringindo severamente sua utilização em potências elevadas (e afastando-o um pouco dos objetivos deste trabalho).

O retificador com filtro e pulsador CC/CC (índice 2) é o que, após o tipo Buck em alta frequência, apresenta o maior FP. Além disto, comparativamente, ele apresenta baixa THD e pequena geração de harmônicas. Não é, entretanto, um retificador muito utilizado, pois só permite operação em um quadrante e tem custo e volume elevados, principalmente devido ao filtro CC.

A ponte semicontrolada (índice 1), quando comparada à ponte totalmente controlada (índice 3), tem melhor FP e é mais barata. É, no entanto, o retificador analisado que gera maiores correntes harmônicas, sendo o único que gera harmônicas pares.

O retificador tipo Buck operando com baixa frequência de modulação (índices 4 e 5) têm FD unitário, mas, apesar disto, seu FP é apenas um pouco melhor que o das pontes, pois geram muitas harmônicas de corrente. Por esta razão, não são muito utilizados. Note-se, adicionalmente, que quando se pretende utilizar filtros de harmônicas, a 2ª estratégia de modulação proposta (índice 5) parece levemente vantajosa, pois, apesar de gerar mais harmônicas (no total), gera menor 5ª harmônica (que é mais difícil de ser filtrada) [18].

As pontes totalmente controladas de 6 e de 12 pulsos (índices 3 e 6) são os únicos retificadores analisados cujas correntes de linha não caem a zero quando a tensão de saída (e, portanto, a potência de saída) cai a zero. Esta é uma séria desvantagem, pois representa maior consumo de reativos e menor FP. De fato, os FP destas pontes estão entre os piores. Ainda assim, as pontes totalmente controladas são muito utilizadas, pois são robustas, confiáveis, trabalham em dois quadrantes e podem manejar quaisquer potências.

Adicionalmente, a ponte totalmente controlada de 6 pulsos (índice 3) é relativamente barata, e a de 12 pulsos (índice 6) tem baixa THD.

## 2.7. Conclusão

Os retificadores controlados mais frequentemente utilizados atualmente foram apresentados, equacionados e comparados neste trabalho.

Foi visto que nenhum deles reúne condições para ser considerado “o melhor”. Com base nas equações e gráficos apresentados, no entanto, ficam mais evidentes as vantagens e desvantagens de cada um e, com isto, fica mais fácil escolher o retificador mais apropriado a uma determinada aplicação.

Em linhas gerais, foi visto que, se não há preocupação com o baixo FP (nas baixas tensões de saída), as pontes são a melhor opção. E que, se a operação é em um só quadrante, a ponte semicontrolada deve ser preferida (a não ser pelo fato de gerar mais harmônicas na linha). Foi visto que os retificadores tipo Buck com modulação em baixa frequência tem características apenas razoáveis e que o do item 2.3.2.2 (índice 5) é levemente preferível ao do item 2.3.2.1 (índice 4), pois gera menor 5ª harmônica. Finalmente, foi visto que o retificador tipo Buck com modulação em alta frequência tem vantagens indiscutíveis, mas tem problemas de custo e de máxima potência de funcionamento.

A pesquisa de novos retificadores controlados de médias e de altas potências deve, portanto, se concentrar na obtenção de características globais melhores que aquelas dos retificadores analisados neste capítulo. Adicionalmente, os novos retificadores devem ter modulação em baixa frequência, para que as perdas por chaveamento sejam baixas, e, preferencialmente, não devem utilizar transformador de entrada, para que o custo não seja elevado (ressalte-se mais uma vez, no entanto, que os retificadores controlados tradicionais de 12 ou mais pulsos têm baixo FP, apesar de terem baixa THD).

## CAPÍTULO 3

### Multiníveis de corrente

#### 3.1. Introdução

A Fig. 21 mostra algumas formas de onda onde aparecem multiníveis. Para os objetivos deste trabalho, as senóides são as tensões da rede e as formas de onda com multiníveis são as correntes da linha.

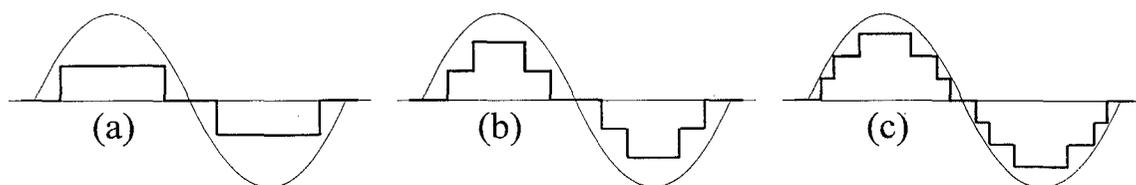


Fig. 21. Formas de onda de corrente com multiníveis.

A corrente da Fig. 21(a) tem 3 níveis, a da Fig. 21(b) tem 5 níveis e a da Fig. 21(c) tem 7 níveis. Analogamente, poder-se-iam desenhar formas de onda com 9, 11, ...  $(2n + 1)$  níveis,  $n$  inteiro. Em princípio, quanto mais níveis, mais a corrente se assemelha a uma senóide ideal e maiores são os benefícios obtidos (menor é a THD). A análise harmônica de formas de onda genéricas com multiníveis pode ser encontrada em [25], mas, como se verá adiante, é desnecessária neste trabalho devido às restrições impostas pelos retificadores.

Note-se que todas as correntes da Fig. 21 têm simetria em relação às tensões correspondentes. Tal simetria garante que, em todos os casos, a 1ª harmônica da corrente está em fase com a tensão. Isto, por sua vez, representa uma condição extremamente favorável (embora não obrigatória), que deve ser perseguida e adotada quando possível, onde o FD é unitário. Como se verá adiante, todos os retificadores multinível estudados neste trabalho aceitam pelo menos um tipo de modulação que gera esta condição de simetria e, por esta razão, o estudo da influência de formas de onda *não* simétricas nas características globais dos retificadores é deixado como sugestão para trabalhos futuros.

A idéia básica deste trabalho é estudar retificadores onde as correntes de entrada tenham as formas apresentadas na Fig. 21, e que utilizem as células multinível apresentadas nas Figs. 22 e 23 [8, 13], ou variações delas.

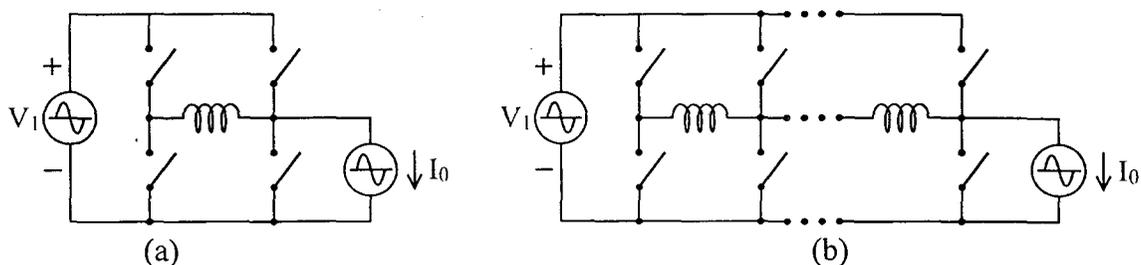


Fig. 22. Células multinível *série* de 2 estágios (a) e de  $n$  estágios (b).

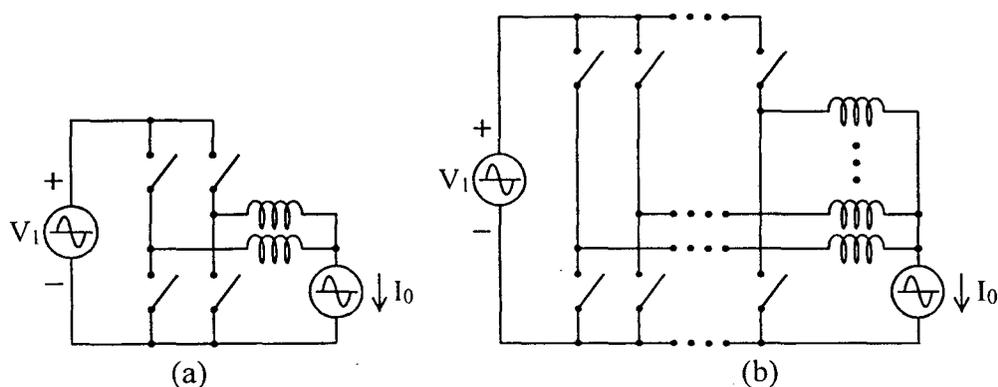


Fig. 23. Células multinível *paralelo* de 2 estágios (a) e de  $n$  estágios (b).

Neste trabalho convencionou-se chamar as células da Fig. 22 de células *série*, uma vez que seus indutores estão, de certa forma, ligados em série; e as células da Fig. 23 de células *paralelo*, uma vez que, analogamente, seus indutores estão, de certa forma, ligados em paralelo.

A partir das Figs. 22 e 23 conclui-se que a célula *série* de 2 estágios (Fig. 22a) tem apenas um indutor, 4 chaves, e é capaz de gerar correntes com 5 níveis; e a célula *série* de  $n$  estágios (Fig. 22b) tem  $(n - 1)$  indutores,  $(2n)$  chaves, e é capaz de gerar correntes com  $(2n + 1)$  níveis. Analogamente, a célula *paralelo* de 2 estágios (Fig. 23a) tem 2 indutores, 4 chaves, e é capaz de gerar correntes com 5 níveis; e a célula *paralelo* de  $n$  estágios (Fig. 23b) tem  $n$  indutores,  $(2n)$  chaves, e é capaz de gerar correntes com  $(2n + 1)$  níveis.

De acordo com [8], a aplicação das células multinível facilita a divisão equilibrada das correntes entre os semicondutores e ainda proporciona os desejados multiníveis da(s) corrente(s) de entrada. Tais características as tornam extremamente adequadas aos propósitos deste trabalho, sendo, em verdade, as características que *motivaram* o mesmo.

Observando-se a Fig. 23 conclui-se que os indutores da célula *paralelo* estão situados no circuito em posições topologicamente equivalentes às de reatores de

balanceamento, como os da Fig. 9(a). Por esta razão, além de serem responsáveis pelos multiníveis de corrente, os indutores da célula *paralelo* também cumprem funções equivalentes às daqueles reatores. Esta constatação propiciou pelo menos uma interessante contribuição a este trabalho, na medida em que originou a idéia de que os indutores da célula *paralelo* podem ser acoplados magneticamente (como o são os reatores de balanceamento). Isto será melhor visto adiante (itens 3.3.2.3, 3.3.2.4 e 3.4.2).

Note-se que, de acordo com [8], existe uma tendência natural de divisão de correntes entre os indutores das células multinível. Assim, as correntes médias dos indutores das células *série* de  $n$  estágios tenderiam a assumir valores múltiplos de  $I_0/n$  ( $I_0/n$ ,  $2I_0/n$ , etc.) e as correntes médias dos indutores das células *paralelo* de  $n$  estágios tenderiam a assumir valores todos iguais a  $I_0/n$ . Infelizmente, esta tendência foi constatada neste trabalho apenas a nível teórico. Na prática, verificou-se que qualquer mínima variação nos ângulos de disparo das chaves causam grandes desequilíbrios entre as correntes dos indutores. Este assunto é rapidamente comentado no item 3.3.2.1 a seguir e extensivamente analisado no capítulo 4 adiante.

Em [26] procura-se resolver o problema dos desequilíbrios colocando-se no circuito uma impedância. No caso dos retificadores multinível, no entanto, tal procedimento não é econômico, devido à baixa frequência de chaveamento utilizada. A solução sugerida neste trabalho é a utilização de sistemas de controle destas correntes.

Ainda de acordo com [8], a divisão de correntes acima citada gera correntes na linha com multiníveis de amplitude constante, como os representados na Fig. 21. As células multinível, no entanto, funcionam perfeitamente com outras divisões de corrente, gerando na rede multiníveis de amplitude *não* constante, como aqueles da Fig. 9(c). Com isto, pode-se, em princípio, escolher os diversos níveis de corrente de forma a, p. ex., otimizar a THD e/ou o FP. No entanto, como comentado anteriormente, haverá outras restrições do circuito que irão interferir nesta escolha.

As novas topologias de retificadores multinível são apresentadas no item 3.3.1, onde, por simplicidade, são usadas apenas células de 2 estágios. No item 3.3.2 as condições de simetria dos ângulos de disparo das chaves, de divisão das correntes e de variação da tensão de saída são analisadas e uma comparação entre topologias com as células *série* e *paralelo* é realizada. Retificadores com células multinível de  $n$  estágios são apresentados

apresentados no item 3.4, onde, devido à grande quantidade de possibilidades, os assuntos de interesse são tratados apenas superficialmente.

Face a esta grande quantidade de possibilidades, a análise completa de todas as topologias apresentadas excede em muito os objetivos deste trabalho. Por esta razão, optou-se por estudar exaustivamente apenas a topologia que se mostrou mais promissora, de acordo com os capítulos 4, 5 e 6 apresentados adiante.

## **3.2. Estratégias de modulação - conceitos básicos**

Qualquer conversor estático e, em especial, os retificadores multinível a serem desenvolvidos a seguir, tem seu funcionamento fortemente influenciado por sua estratégia de modulação. Por esta razão, o primeiro passo que deve ser dado para a compreensão de cada um deles é o estabelecimento de uma estratégia de modulação adequada.

Neste trabalho, as diretrizes que orientam a escolha inicial destas estratégias de modulação já foram citadas ao longo do texto, mas são apresentadas novamente de forma condensada a seguir:

- ⇒ Usar modulação em baixa frequência, para garantir baixas perdas por comutação e possibilitar a operação em altas potências.
- ⇒ Criar multiníveis na corrente da linha, minimizando seu conteúdo harmônico.
- ⇒ Gerar correntes multinível simétricas em relação às tensões correspondentes, mantendo unitário o FD, tentando manter elevado o FP e restringindo o universo de possibilidades.
- ⇒ Fazer com que as correntes médias de todas as chaves sejam iguais, por questões de custo e de dimensionamento.

## **3.3. Topologias que utilizam células de 2 estágios**

### **3.3.1. Processo de geração e considerações iniciais**

O método utilizado na geração das novas topologias dos retificadores multinível consiste primeiro na identificação da célula retificadora utilizada em um determinado

retificador de topologia tradicional, e depois na substituição desta célula retificadora por uma das duas células multinível anteriormente apresentadas nas Figs. 22 e 23.

Como estas células são absolutamente genéricas quanto à polaridade das fontes de tensão e de corrente, e quanto à direção do fluxo de energia [8], quaisquer semicondutores em qualquer configuração podem, em princípio, ser utilizados no lugar das chaves genéricas apresentadas nas Figs. 22(a) e 23(a), facilitando o processo de geração.

As Figs. 24 a 32 ilustram a aplicação do método proposto e apresentam, como resultado, as novas topologias dos retificadores multinível.

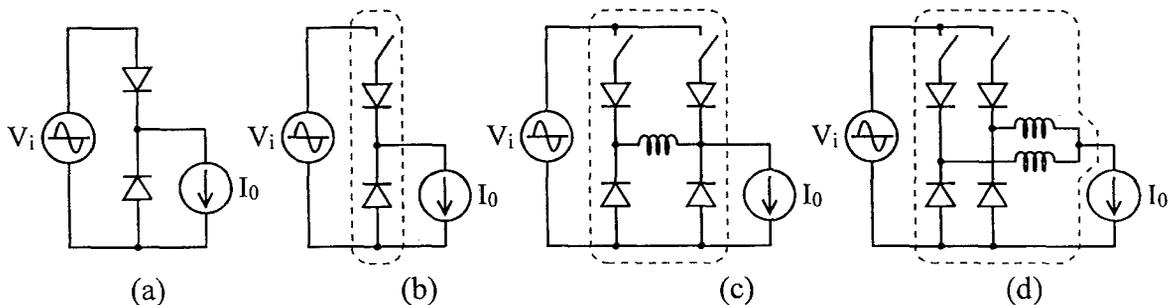


Fig. 24. Retificador monofásico de meia ponte, 1 quadrante.

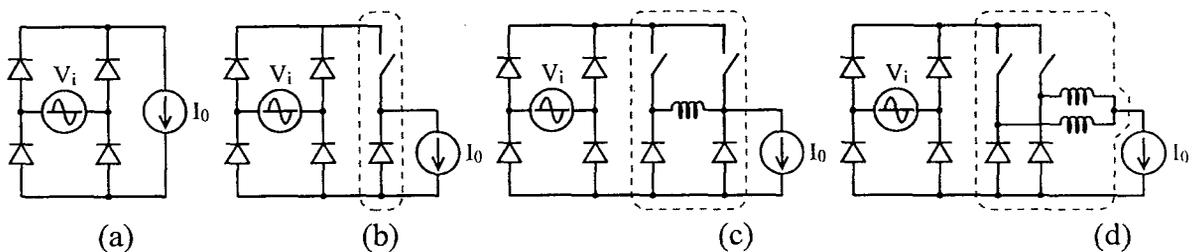


Fig. 25. Retificador monofásico de ponte completa, 1 quadrante.

A Fig. 24(a), p. ex., apresenta um retificador monofásico não controlado de meia ponte. A Fig. 24(b) apresenta a mesma topologia básica da Fig. 24(a), mas na Fig. 24(b) o retificador é controlado e a célula de retificação e controle é realçada por uma linha tracejada. Na Fig. 24(c) a célula multinível *série* é incluída no local da célula tradicional, gerando a primeira topologia de retificador multinível. Na Fig. 24(d) o mesmo ocorre com a célula multinível *paralelo*.

A Fig. 25 é análoga à Fig. 24, mas o retificador é de onda completa.

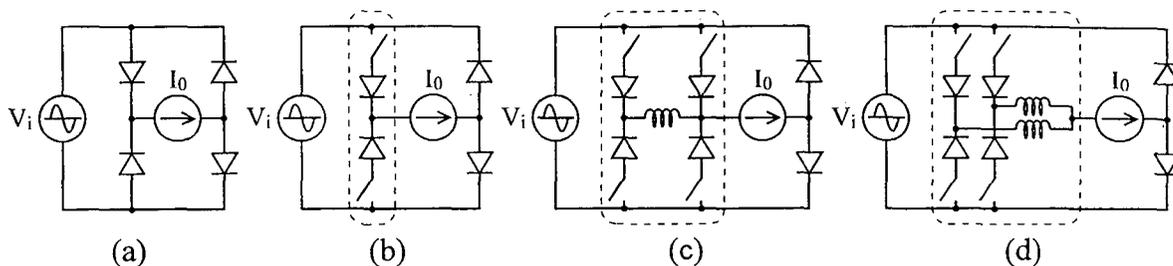


Fig. 26. Retificador monofásico, ponte semicontrolada tipo "a", 1 quadrante.

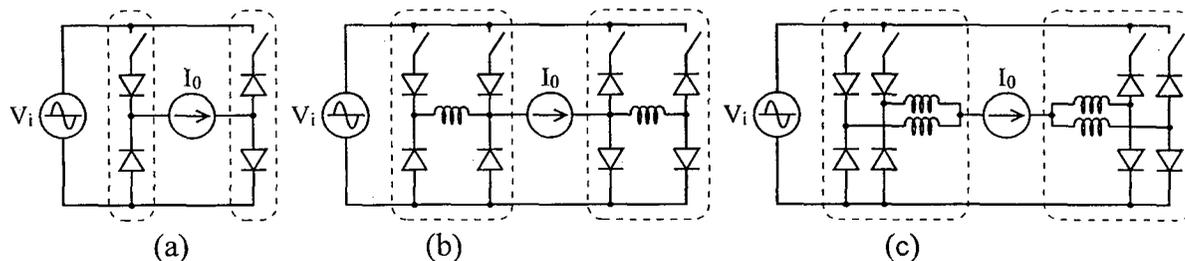


Fig. 27. Retificador monofásico, ponte semicontrolada tipo "b", 1 quadrante.

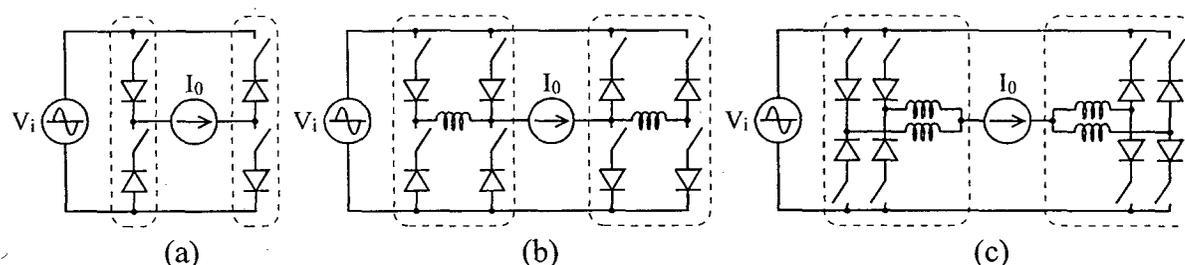


Fig. 28. Retificador monofásico, ponte controlada, 2 quadrantes.

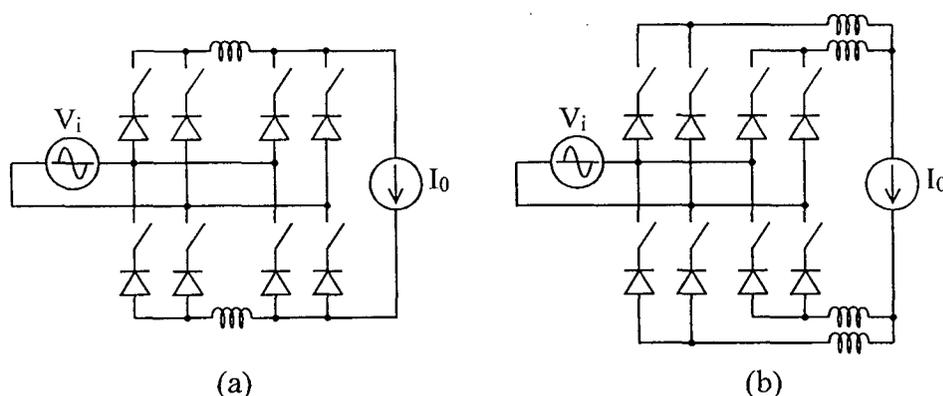


Fig. 29. (a) Idêntica à Fig. 28(b); (b) Idêntica à Fig. 28(c).

A Fig. 26 é também análoga à Fig. 24 e apresenta uma das possibilidades relativas à ponte semicontrolada monofásica. A Fig. 27 apresenta a outra possibilidade. Note-se, no entanto, que na Fig. 27 e nas seguintes o retificador não controlado não é incluído por motivos de espaço e de simplicidade.

As Figs. 28 e 29 apresentam a ponte monofásica totalmente controlada. As Figs. 29(a) e 29(b) são respectivamente idênticas às Figs. 28(b) e 28(c), mas na Fig. 29 as

células multinível não aparecem claramente identificadas. A Fig. 29, no entanto, apresenta-se redesenhada de uma forma mais conveniente à geração das topologias trifásicas correspondentes (ver Fig. 32).

As Figs. 30, 31 e 32 são as topologias trifásicas equivalentes às monofásicas mostradas respectivamente nas Figs 24, 25 e 29.

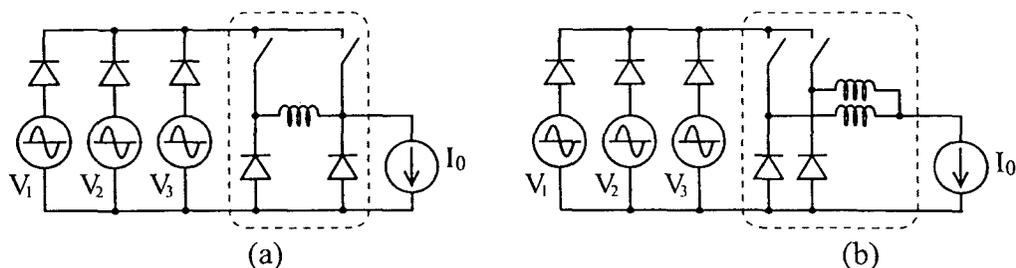


Fig. 30. Retificador trifásico de meia ponte, 1 quadrante.

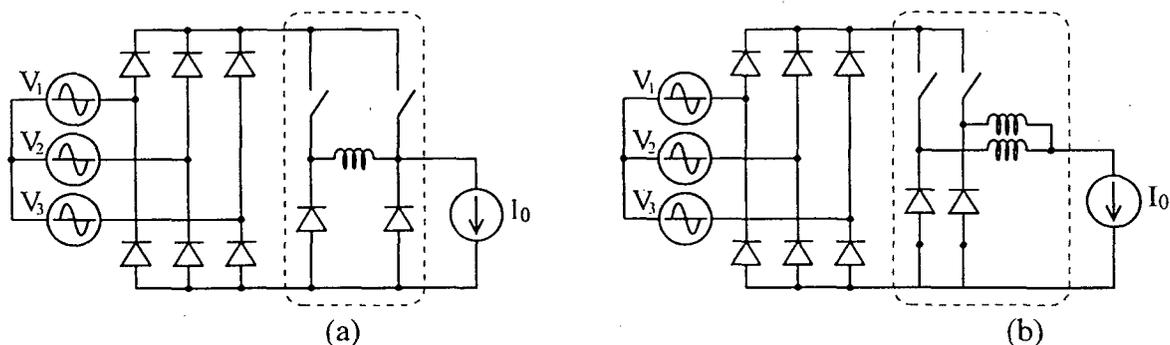


Fig. 31. Retificador trifásico de ponte completa, 1 quadrante.

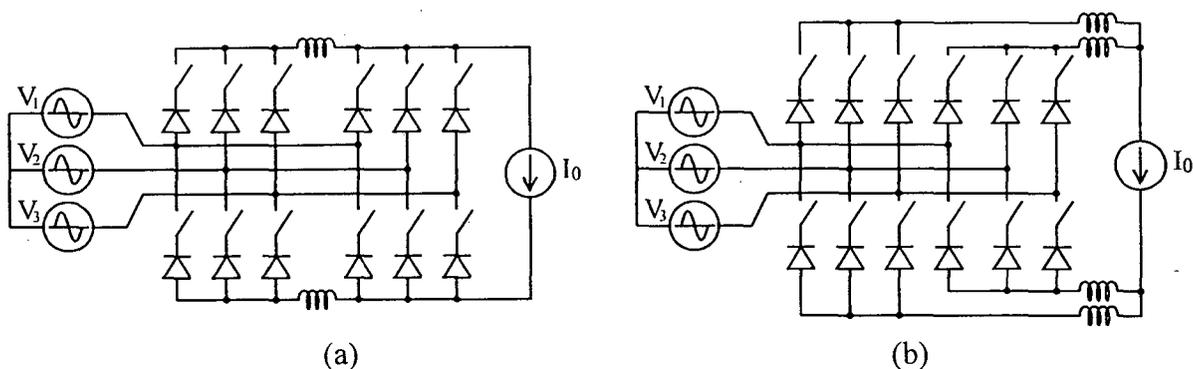


Fig. 32. Retificador trifásico, ponte controlada, 2 quadrantes.

As topologias acima apresentadas surgiram a partir de uma mesma metodologia básica e demonstram a funcionalidade do método de geração. Qualquer eventual nova topologia sem multiníveis que venha a ser proposta ou que, por qualquer razão, não tenha sido contemplada neste trabalho poderá, analogamente, ser transformada em uma topologia com multiníveis, bastando, para isso, aplicar o método acima.

Ainda assim, existem, com certeza, algumas topologias onde as células multiníveis trazem mais benefícios e outras onde talvez elas nem sejam recomendadas.

As topologias de meia ponte (Figs. 24 e 30) são bons exemplos onde dificilmente as células multinível serão recomendadas. Afinal, de que adiantará gerar multiníveis em apenas um semiciclo da corrente de entrada (em termos de melhoria do FP ou da THD), se o resultado final, de qualquer forma, será ruim? Na verdade, tais topologias são apresentadas neste trabalho principalmente por seu valor didático (Fig. 24) e de generalização, mostrando que o método de geração é geral.

Nas topologias de ponte completa, por outro lado, os benefícios do uso de multiníveis de corrente parecem ser mais promissores.

### 3.3.2. Análise do retificador monofásico de onda completa, um quadrante

#### 3.3.2.1. Circuito com célula série

O retificador monofásico controlado de ponte completa com funcionamento em apenas um quadrante que utiliza a célula multinível série de 2 estágios foi apresentado na Fig. 25(c) e é repetido por conveniência na Fig. 33.

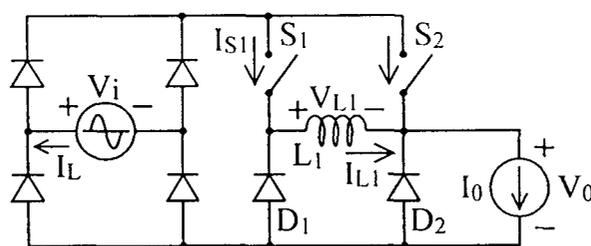


Fig. 33. Retificador multinível com célula série de 2 estágios.

Na Fig. 34 aparecem as formas de onda características do circuito da Fig. 33. A Fig. 34 assinala com linhas tracejadas as formas de onda do caso ideal, onde o indutor  $L_1$  é considerado tão grande que a ondulação de sua corrente é desprezível, e o caso real, onde esta ondulação é notada.

A partir da Fig. 34 conclui-se que os pulsos de comando das chaves  $S_1$  e  $S_2$  iniciam respectivamente em  $t_1$  e  $t_2$  e têm duração  $d_1$  e  $d_2$ . Durante  $0 \leq t \leq t_1$   $S_1$  e  $S_2$  estão bloqueadas e  $D_1$  e  $D_2$  estão conduzindo. A corrente de entrada, a tensão de saída e a

tensão sobre o indutor  $L_1$  são todas nulas. Durante  $t_1 \leq t \leq t_2$  a chave  $S_1$  está ligada. A corrente do indutor circula por  $S_1$  e pela rede, a tensão de saída permanece nula e a tensão sobre o indutor  $L_1$  é igual à tensão da rede. Durante  $t_2 \leq t \leq t_1 + d_1$  as duas chaves estão ligadas e os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão bloqueados. A corrente da carga circula integralmente pela rede, a tensão sobre o indutor  $L_1$  volta a ser nula e a tensão de saída fica igual à tensão da rede. Durante  $t_1 + d_1 \leq t \leq t_2 + d_2$  apenas a chave  $S_2$  está ligada. A corrente da rede é a diferença entre a corrente da carga e a corrente do indutor  $L_1$ , a tensão de saída permanece igual à tensão da rede e a tensão sobre o indutor  $L_1$  torna-se igual à tensão da rede, mas com sinal contrário. Finalmente, durante  $t_2 + d_2 \leq t \leq \pi$ , as duas chaves estão novamente desligadas e tudo ocorre como quando  $0 \leq t \leq t_1$ .

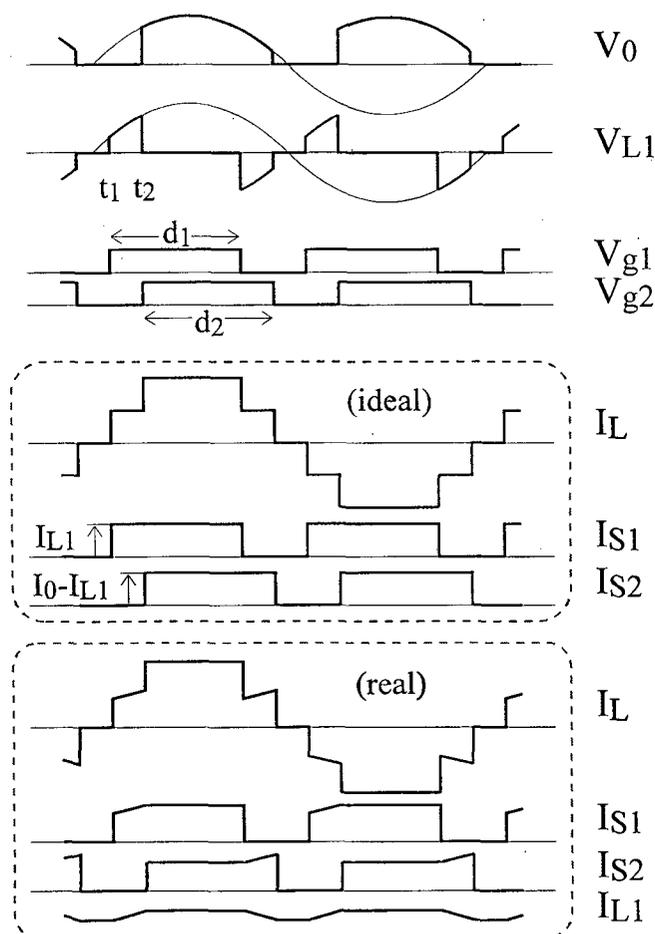


Fig. 34. Formas de onda pertinentes ao retificador da Fig. 33.

A partir da Fig. 34 conclui-se também que, teoricamente, a fim de que a forma de onda de corrente seja simétrica, devem ser respeitadas as condições descritas em (85).

$$\begin{cases} t_2 - t_1 = (t_2 + d_2) - (t_1 + d_1) \\ \frac{\pi}{\omega} - (t_2 + d_2) = t_1 \\ I_{L1} = I_0 - I_{L1} \end{cases} \quad (85)$$

Desenvolvendo (85) chega-se a (86).

$$\begin{cases} d_1 = d_2 = \delta \\ \omega t_2 = \pi - \omega(t_1 + \delta) \\ I_{L1} = 0,5I_0 \end{cases} \quad (86)$$

A partir de (86) conclui-se que, a fim de se obter a simetria desejada na forma de onda da corrente da rede, teoricamente, os períodos de condução  $d_1$  e  $d_2$  das chaves  $S_1$  e  $S_2$  devem ser iguais, as grandezas  $t_1$ ,  $t_2$  e  $\delta$  não são independentes, e a corrente do indutor  $I_{L1}$  deve ser igual à metade da corrente de carga  $I_L/2$ .

Note-se que quando as condições especificadas em (86) são satisfeitas, as correntes médias das chaves  $S_1$  e  $S_2$  são dadas por (87) e a tensão média sobre o indutor  $L_1$  é dada por (88).

$$\begin{cases} \overline{I_{S1}} = I_{L1}d_1 = \frac{I_0}{2} \delta \\ \overline{I_{S2}} = I_{L2}d_2 = (I_0 - I_{L1})d_2 = \frac{I_0}{2} \delta = \overline{I_{S1}} \end{cases} \quad (87)$$

$$\begin{aligned} \overline{V_{L1}} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{L1}(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_L}{\pi} \left[ \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \text{sen}(\omega t) d\omega t + \int_{\omega t_1 + \omega d_1}^{\omega t_2 + \omega d_2} \text{sen}(\omega t) d\omega t \right] \\ &= \frac{\sqrt{2}V_L}{\pi} [\cos(\omega t_1) - \cos(\omega t_2) + \cos(\omega t_2 + \omega d_2) - \cos(\omega t_1 + \omega d_1)] \\ &= \frac{2\sqrt{2}V_L}{\pi} \text{sen}\left(\frac{\omega\delta}{2}\right) \left[ \text{sen}\left(\omega t_1 + \frac{\omega\delta}{2}\right) - \text{sen}\left(\pi - \omega t_1 - \frac{\omega\delta}{2}\right) \right] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (88)$$

A partir de (87) e de (88) conclui-se que, quando as condições de simetria são satisfeitas, tanto a igualdade das correntes médias das chaves quanto a condição de tensão média nula sobre indutor são naturalmente alcançadas.

Como dito no item 3.2, a igualdade das correntes médias das chaves é desejada por questões de custo, facilitando o dimensionamento e a especificação das chaves.

A condição de tensão média nula sobre o indutor, por outro lado, é não apenas desejada, mas também necessária, porque somente neste caso a corrente no indutor manter-se-á estável e constante.

Na verdade, uma das questões mais importantes que dizem respeito ao bom funcionamento do retificador multinível da Fig. 33 e, genericamente, de todos os retificadores multinível, é justamente a necessidade teórica de manter estável a corrente do indutor (ou dos indutores), e suas implicações práticas. Isto será aprofundado a seguir.

A equação (88) e também a Fig. 34 mostram que o valor médio da tensão sobre o indutor  $L_1$  é calculado como sendo a subtração de dois valores relativamente grandes, cujo resultado deve, teoricamente, ser nulo. Valores típicos poderiam ser  $V_{L1} = 100V - 100V = 0V$ . Na prática, no entanto, devido à resistência própria do indutor,  $V_{L1}$  deve ser levemente maior que zero, p. ex.,  $V_{L1} = 100V - 99V = 1V$ . Com esta tensão e uma resistência interna de  $0,1\Omega$  (valor típico) a corrente do indutor seria de 10A (valor também típico). O problema prático que surge é que qualquer pequena variação em um dos dois valores (grandes) de tensão causará uma grande variação no resultado final. O efeito de 1% de erro em uma das parcelas da tensão média, p. ex., levaria o cálculo a  $V_{L1} = 101V - 99V = 2V$ , o que levaria a corrente do indutor a 20A, ou seja, a um erro de 100%.

Tais valores mostram de forma conclusiva que pequenas variações no ângulo de disparo (que causam pequenas variações na tensão média) causam, de fato, grandes variações na corrente do indutor  $L_1$ . E sugerem que a estabilidade desta corrente será mais facilmente alcançada se algum tipo de controle realimentado for utilizado.

Outra questão importante nesta análise inicial é a respeito de como fazer a variação do valor médio da tensão de saída. Ora, tal valor é dado por (89).

$$\begin{aligned} \overline{V_0} &= \frac{\sqrt{2} V_L}{\pi} \int_{\omega t_2}^{\omega t_2 + \omega d_2} \text{sen}(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2} V_L}{\pi} [\cos(\omega t_2) - \cos(\omega t_2 + \omega d_2)] \\ &= \frac{2\sqrt{2} V_L}{\pi} \text{sen}\left(\frac{\omega \delta}{2}\right) \cos\left(\frac{\omega t_1}{2}\right) \end{aligned} \quad (89)$$

A partir de (89) conclui-se inicialmente que a única forma de se obter a tensão máxima de saída é fazendo  $t_1 = t_2 = 0$  e  $\omega\delta = \pi$ . Neste caso não haverá multiníveis e o retificador comportar-se-á como um retificador monofásico de ponte completa tradicional. As chaves  $S_1$  e  $S_2$  conduzirão, cada uma, metade da corrente total da carga, indefinidamente.

A equação (86) mostra que dos três parâmetros de controle existentes ( $t_1$ ,  $t_2$  e  $\delta$ ), apenas dois estão livres, sendo o terceiro imposto. Por esta razão, a variação da tensão de saída pode ser feita variando-se, p. ex.,  $t_1$  e  $\delta$ .

Existem, no entanto, infinitas possibilidades de valores de  $t_1$  e  $\delta$  que levam à mesma tensão de saída. Assim, p. ex., pode-se usar ( $\omega t_1 = 20^\circ$ ,  $\omega t_2 = 40^\circ$  e  $\omega\delta = 120^\circ$ ) ou ( $\omega t_1 \approx 3^\circ$ ,  $\omega t_2 = 30^\circ$  e  $\omega\delta \approx 117^\circ$ ). Tais possibilidades, embora sejam equivalentes do ponto de vista do valor médio da tensão de saída, são completamente diferentes na maioria dos demais aspectos, entre eles, a forma da corrente de entrada, a forma da tensão de saída, e a ondulação da corrente do indutor  $L_1$ ; com implicações diretas no FP do retificador, na THD da corrente de entrada e na ondulação da corrente de carga.

A função que relaciona  $t_1$  e  $\delta$  pode, portanto, ser otimizada em função do(s) parâmetro(s) de desempenho desejado(s). Deixa-se tal estudo como sugestão para trabalhos futuros.

Ainda assim, uma possibilidade interessante é fazer  $t_1 = 0$  e, conseqüentemente,  $t_2 = \pi$ , pois nestes instantes as comutações serão realizadas com nível zero de tensão (zvs), ou seja, sem perdas.

A quarta e última questão que se coloca nesta análise inicial diz respeito à ondulação da corrente do indutor  $L_1$ . Esta ondulação distorce as formas de onda ideais de acordo com a Fig. 34 e, na verdade, altera sensivelmente todos os parâmetros de desempenho do retificador multinível. O estudo detalhado desta influência será apresentado neste trabalho apenas para o retificador do capítulo 4. Por hora, basta considerar que o valor pico a pico desta ondulação é dado por (90).

$$\Delta I_{L1pp} = \frac{\sqrt{2} V_L}{L} \int_{\omega t_1}^{\omega t_2} \text{sen}(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2} V_L}{L} [\cos(\omega t_1) - \cos(\omega t_2)] \quad (90)$$

### 3.3.2.2. Circuito com célula paralelo

O retificador monofásico controlado de ponte completa com funcionamento em apenas um quadrante que utiliza a célula multinível *paralelo* de 2 estágios foi apresentado na Fig. 25(d).

Seu funcionamento é sensivelmente análogo ao que utiliza a célula multinível *série* de 2 estágios analisado no item 3.3.2.1 e as principais conclusões daquele estudo são também válidas para este.

Com isto, se os pulsos de comando das chaves forem iguais aos daquele circuito e se os indutores deste forem projetados cada um com um valor igual à metade do valor daquele, então o valor médio da tensão de saída, a forma de onda da corrente de entrada, as questões relativas à divisão das correntes entre as chaves e à estabilidade da corrente dos indutores, e os principais parâmetros de desempenho de ambos os retificadores (FP, FD e THD da corrente de entrada) serão idênticos.

A única diferença de desempenho entre os dois retificadores será na forma de onda da tensão de saída, de acordo com a Fig. 35. Conseqüentemente, os respectivos FF serão também diferentes.

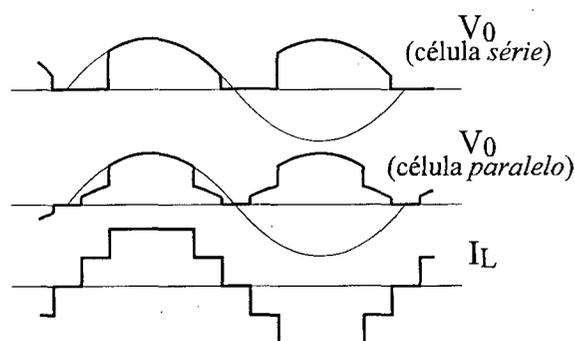


Fig. 35. Comparação entre as tensões de saída dos retificadores com célula *série* e com célula *paralelo* dos itens 3.3.2.1 e 3.3.2.2.

### 3.3.2.3. Circuito com acoplamento magnético

O retificador monofásico apresentado na Fig. 25(d) e analisado no item 3.3.2.2 permite o acoplamento magnético entre os indutores da célula multinível de acordo com a Fig. 36.

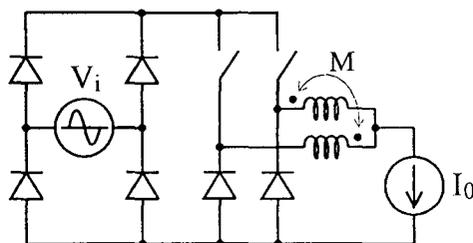


Fig. 36. Retificador multinível de topologia equivalente ao da Fig. 25(d), mas com acoplamento magnético entre os indutores da célula *paralelo*.

A análise deste circuito é análoga a dos circuitos anteriores e mostra que se a indutância total do indutor acoplado ( $L_1 + L_2 + 2M \cong L_1 + L_2 + 2\sqrt{L_1 \cdot L_2} \cong 4L$ , se  $L_1 = L_2 = L$ ) for igual ao valor da indutância  $L_1$  do circuito que utiliza a célula *série* do item 3.3.2.1, ou igual à soma das indutâncias ( $L_1 + L_2$ ) do circuito que utiliza a célula *paralelo* do item 3.2.2.2, então o acoplamento não irá alterar nenhuma das características analisadas do retificador.

Apenas a tensão de saída manter-se-á igual àquela apresentada na Fig. 35 para a célula *paralelo* mesmo quando a ondulação da corrente de carga não for desprezível, o que não ocorre nas topologias analisadas nos itens 3.3.2.1 e 3.3.2.2. Note-se, no entanto, que a corrente de carga é sempre considerada sem ondulação neste trabalho.

Deixa-se como sugestão para estudos futuros a análise da influência de cargas predominantemente resistivas e/ou capacitivas no funcionamento dos diversos retificadores multinível desenvolvidos neste trabalho.

Os indutores magneticamente acoplados com a polaridade indicada na Fig. 36 não terão fluxo CC e, por esta razão, terão menores volume, peso e custo, o que significa uma considerável vantagem. Por esta razão, o acoplamento magnético constitui-se em uma importante variação topológica que deve ser utilizada quando possível.

#### 3.3.2.4. Análise comparativa

Os itens 3.3.2.1, 3.3.2.2 e 3.3.2.3 analisam três variações de uma mesma topologia básica de retificador e concluem que suas características são muito semelhantes.

A comparação entre elas é facilitada pelo fato de que, se o valor pico a pico da ondulação de corrente dos indutores e o valor médio desta mesma corrente (dos indutores) forem os mesmos nos três retificadores, então a ondulação de corrente na rede e a

distribuição das correntes entre as chaves serão também iguais. Com isto, a maioria dos parâmetros de desempenho (FP, FD e THD da corrente de entrada) será a mesma, e todos os semicondutores dimensionados para um circuito poderão ser utilizados nos outros (pois as características de tensão reversa, corrente média, etc., serão iguais).

De acordo com os estudos realizados anteriormente, os valores pico a pico da ondulação de corrente dos indutores dos três retificadores objeto desta análise comparativa serão iguais se, e somente se, forem adotados os valores constantes na tabela I.

Tabela I - Análise comparativa

| Retificador         | Nº total de indutores | Indutância de cada indutor | Nº total de núcleos | Nº total de espiras          | Energia total armazenada  |
|---------------------|-----------------------|----------------------------|---------------------|------------------------------|---|
| c/ célula série     | 1                     | $L_1 = 4L$                 | 1                   | N                            | $\frac{1}{2} (4L) \left( \frac{I_0}{2} \right)^2 = \frac{L \cdot I_0^2}{2}$         |
| c/ célula paralelo  | 2                     | $L_1 = L_2 = 2L$           | 2                   | $2 \cdot \frac{N}{\sqrt{2}}$ | $\frac{1}{2} (2 \cdot 2L) \left( \frac{I_0}{2} \right)^2 = \frac{L \cdot I_0^2}{2}$ |
| c/ acopl. magnético | 2                     | $L_1 = L_2 = L$            | 1                   | $2 \cdot \frac{N}{2} = N$    | zero  |

A tabela I apresenta o número total de indutores que cada retificador utiliza, o número total de núcleos onde estes indutores devem ser enrolados, o número total de espiras necessárias à obtenção das indutâncias especificadas e a energia total armazenada por estas indutâncias.

Como se sabe, o projeto de indutores que manejam correntes CC é muitas vezes arbitrário e experimental. Questões como aquecimento máximo permitido, saturação do material magnético (e seus laços menores de histerese) e fluxo máximo permitido (CC + CA) interagem normalmente de forma complexa, impedindo cálculos diretos. Ainda assim, em princípio, quanto maior for a energia armazenada por um indutor, maior será o seu volume. Note-se que por “energia armazenada” entende-se apenas a parcela devida à corrente CC. A parcela devida à ondulação de corrente representa reativos que são cedidos e retirados a cada ciclo (não sendo, portanto, armazenados) e, nesta primeira aproximação, são considerados pequenos o suficiente para serem desprezados.

A partir da tabela I conclui-se que o retificador que utiliza a célula *paralelo* (item 3.3.2.2) precisa de mais núcleos e de mais espiras totais a serem enroladas do que os outros dois retificadores, embora a energia total armazenada nos indutores dos circuitos com células *série* e *paralelo* sejam iguais. Tais fatos, em princípio, são desvantagens do retificador que utiliza a célula *paralelo*.

A partir da tabela I conclui-se também que o retificador que utiliza a célula *série* (item 3.3.2.1) e o que utiliza acoplamento magnético (item 3.3.2.3) têm apenas um núcleo sobre o qual N espiras são enroladas, sendo, à primeira vista, equivalentes. No entanto, como não há fluxo CC no núcleo do retificador com acoplamento magnético (energia total armazenada nula, de acordo com a tabela I), os indutores deste retificador são menores que os daquele e isto, com certeza, é uma vantagem do retificador com acoplamento magnético.

#### 3.3.2.5. Conclusão

O retificador monofásico de onda completa, com células multinível de 2 estágios e operação em um quadrante foi apresentado e analisado com três topologias diferentes, de forma a exemplificar o funcionamento dos retificadores monofásicos multinível.

A partir dos conceitos básicos estabelecidos para as estratégias de modulação (item 3.2) obteve-se uma seqüência de disparos das chaves capaz de satisfazer todos os requisitos desejados, tais como, igualdade entre as correntes das chaves, geração de uma corrente de linha com 5 níveis e com FD unitário, etc..

Constatou-se que esta seqüência de disparos faz funcionar de forma muito semelhante os três retificadores analisados, e uma análise comparativa apontou leves vantagens para o retificador com célula *paralelo* e acoplamento magnético (item 3.3.2.3), uma vez que seus indutores são de menores custo e volume.

As principais conclusões desta análise inicial, no entanto, são que os retificadores multinível funcionam e que os conceitos gerais aqui desenvolvidos podem, em princípio, ser generalizados a todos os demais retificadores multinível.

Assim, p. ex., todos os retificadores que usam a célula *paralelo* de 2 estágios, apresentados nas Figs.24(d), 25(d), 26(d), 27(c), 28(c), 29(b), 30(b), 31(b) e 32(b) também funcionam com o acoplamento magnético aqui sugerido e, por esta razão, são uma

importante variação topológica dos mesmos, podendo, mesmo, serem considerados uma nova família de retificadores.

Da mesma forma, a dificuldade de manter estável a corrente do indutor do retificador com célula *série* (item 3.3.2.1) e a conseqüente necessidade de algum tipo de controle realimentado desta corrente devem ser as mesmas em todos os retificadores multinível.

### 3.3.3. Considerações a respeito dos retificadores trifásicos

Considerando-se que neste trabalho o principal foco de estudo são os retificadores de médias e de altas potências, é natural que sejam os circuitos trifásicos os de maior interesse. Neste sentido, a análise do retificador monofásico realizada no item 3.3.2 serve principalmente como um estudo introdutório.

Os retificadores trifásicos multinível com células de 2 estágios foram apresentados nas Figs. 30, 31 e 32.

Os retificadores da Fig. 30 são de meia onda e, por esta razão (e de acordo com o comentado no item 3.3.1), não devem apresentar vantagens consideráveis (apesar de funcionarem corretamente, de acordo com as suas possibilidades, gerando multiníveis, etc.).

Os retificadores da Fig. 31 são as versões trifásicas dos da Fig. 25, cujas análises foram discutidas no item 3.3.2; e, de certa forma, topologicamente similares ao da Fig. 3, onde um segundo conversor é também colocado em série com uma ponte retificadora trifásica a diodos. Considerando-se que tanto os retificadores mostrados na Fig. 25 quanto o mostrado na Fig. 3 têm características, no mínimo, interessantes, conclui-se que os da Fig. 31 merecem, ao menos, uma investigação preliminar.

Por esta razão, os mesmos conceitos básicos desenvolvidos no item 3.3.2 são aplicados aos retificadores da Fig. 31, gerando a forma de onda de corrente apresentada na Fig. 37.

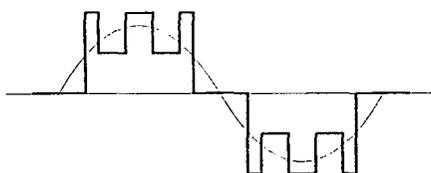


Fig. 37. Tensão da rede e corrente de entrada dos retificadores multinível da Fig. 31.

A partir da Fig. 37 conclui-se primeiramente que o retificador da Fig. 31 é capaz de gerar multiníveis de corrente, comprovando mais uma vez a idéia global deste trabalho. No entanto, a forma de onda de corrente obtida não é aquela inicialmente proposta na Fig. 21, o que parece indicar que os benefícios obtidos neste retificador também não serão muito animadores.

Por esta razão, deixa-se como sugestão para estudos futuros, a análise deste retificador e a eventual tentativa de obtenção de técnicas mais aprimoradas de disparo das chaves.

Considerando-se, então, que as análises preliminares dos retificadores das Figs. 30 e 31 parecem mostrar que os mesmos não se adaptam bem às técnicas multinível, toda a pujança deste trabalho fica na dependência dos resultados que os retificadores da Fig. 32 apresentarem.

Felizmente, ao contrário do que ocorre com os anteriores, os retificadores da Fig. 32 mostram-se muito bem adaptados às técnicas multinível. O retificador da Fig. 32(b) foi, por esta razão, escolhido para ser analisado em detalhes e implementado em laboratório. A quantidade de material gerado com estudos teóricos, simulações e resultados de laboratórios foi tamanha que originou algumas publicações técnicas [27 - 29] e mereceu neste trabalho um lugar de destaque, conforme será visto adiante (capítulos 4, 5 e 6).

### **3.4. Extensão para células de $n$ estágios**

#### **3.4.1. Introdução**

Todas as topologias apresentadas nas Figs. 24 a 32 (item 3.3), que utilizam células de 2 estágios, podem utilizar células de 3, 4 ou...  $n$  estágios. Para gerar os circuitos correspondentes basta substituir a célula de 2 estágios pela de  $n$  estágios de mesmo tipo (*série* ou *paralelo*) no retificador de interesse.

Aliás, esta simplicidade é um dos fatos que torna interessante este trabalho.

Assim, p. ex., o retificador mostrado na Fig. 25(c) gera o da Fig. 38, e o mostrado na Fig. 32(b) gera o da Fig. 39.

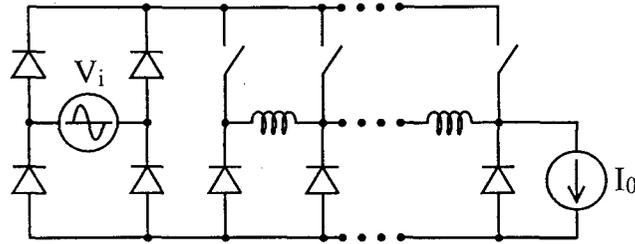


Fig. 38. Retificador monofásico de ponte completa, 1 quadrante,  $n$  estágios.

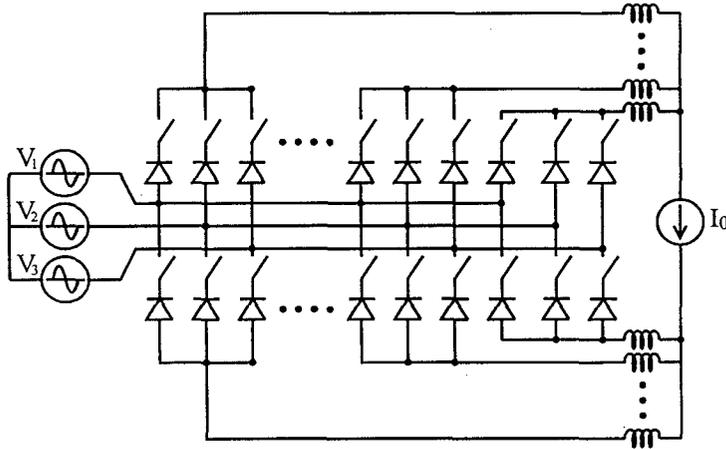


Fig. 39. Retificador trifásico, ponte controlada, 2 quadrantes,  $n$  estágios.

Os critérios básicos para o correto funcionamento dos retificadores multinível com células de  $n$  estágios são apresentados inicialmente através de um dos retificadores com célula de 3 estágios mostrados na Fig. 40 e depois, dentro do possível, estendidos para  $n > 3$ .

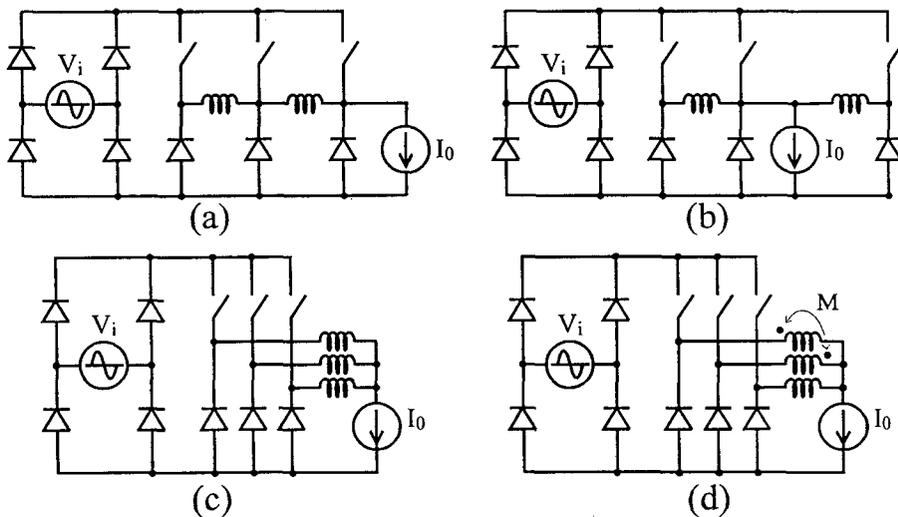


Fig. 40. Retificadores monofásicos de ponte completa, 1 quadrante, 3 estágios. (a) com célula *série*. (b) variação de (a). (c) com célula *paralelo*. (d) variação de (c).

Assim como no caso dos retificadores analisados no item 3.3.2, as quatro variações topológicas mostradas na Fig. 40 também funcionam de forma equivalente, como mostraram as simulações realizadas, mas também têm suas pequenas diferenças. No entanto, uma comparação detalhada entre elas não é realizada neste trabalho, pois o objetivo básico aqui é apenas estabelecer condições básicas de funcionamento.

Uma análise preliminar mostrou que o retificador da Fig. 40(b) é o que parece ter maiores vantagens, pois tem um indutor carregado com menor corrente média que o da Fig. 40(a) e tem menor número de indutores que os das Figs. 40(c) e 40(d).

Por esta razão, o retificador da Fig. 40(b) é redesenhado, por conveniência, na Fig. 41(a) e suas formas de onda características são apresentadas na Fig. 41(b).

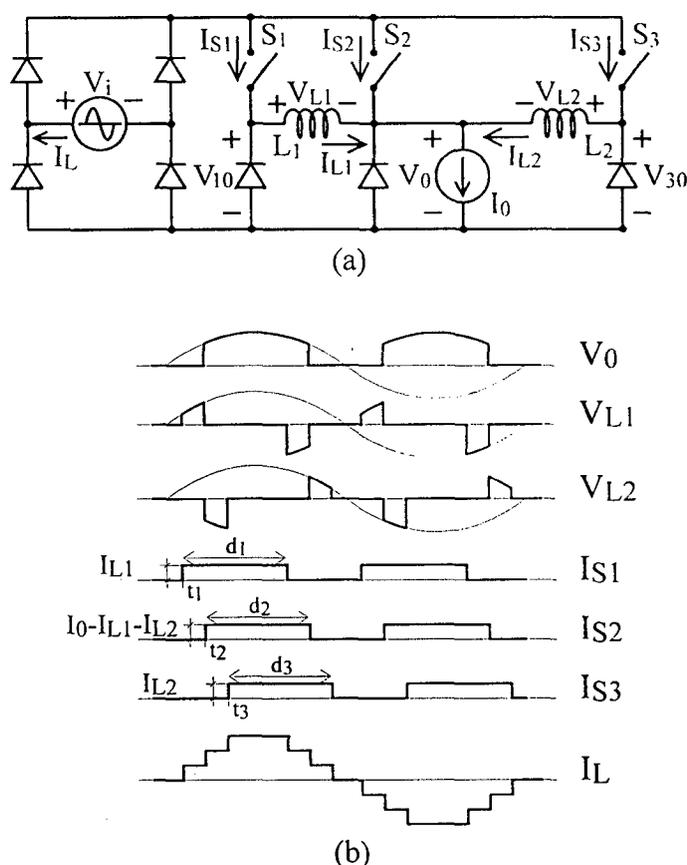


Fig. 41. Retificador monofásico com operação em um quadrante e com célula multinível de 3 estágios. (a) Circuito elétrico. (b) Formas de onda características.

A principal condição necessária ao correto funcionamento dos retificadores multinível apresentados neste trabalho é que as tensões médias de seus indutores sejam nulas. No caso do retificador da Fig. 41(a) isto pode ser matematicamente expresso por (91).

$$\overline{V_{10}} = \overline{V_{30}} = \overline{V_0} \quad (91)$$

Os valores barrados de (91) representam os valores médios de  $V_{10}$ ,  $V_{30}$  e  $V_0$ , que, por sua vez, estão assinalados na Fig. 41(a).

De acordo com a Fig. 41(b) a chave  $S_1$  inicia sua condução em  $t_1$  e permanece conduzindo até  $t_1 + d_1$ , a chave  $S_2$  conduz de  $t_2$  até  $t_2 + d_2$  e a chave  $S_3$  conduz de  $t_3$  até  $t_3 + d_3$ . A partir disto e da simetria desejada na forma de onda da corrente de linha conclui-se que devem ser satisfeitas as condições descritas em (92).

$$\begin{cases} \pi - \omega t_1 = \omega t_3 + \omega d_3 \\ \pi - \omega t_2 = \omega t_2 + \omega d_2 \\ \pi - \omega t_3 = \omega t_1 + \omega d_1 \end{cases} \quad (92)$$

Combinando-se (91) e (92) chega-se à (93).

$$\begin{cases} d_1 = d_3 = \delta \\ t_2 = \frac{1}{\omega} \arccos \left[ \frac{\cos(\omega t_1) - \cos(\omega t_1 + \omega \delta)}{2} \right] \\ d_2 = \pi - 2t_2 < \delta \end{cases} \quad (93)$$

A partir de (93) conclui-se que, uma vez definidos, p. ex.,  $t_1$  e  $d_1$ , os demais instantes de tempo onde ocorrem os chaveamentos  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $d_2$  e  $d_3$  também estarão definidos (ou impostos), e que o período de condução da chave  $S_2$  é menor que o das outras duas chaves ( $d_2 < \delta$ ).

Esta última constatação associada à intenção de se manterem iguais as correntes médias das chaves leva à inesperada e importante conclusão de que a corrente instantânea da chave  $S_2$  (considerada constante e sem ondulação) deverá ser maior que a das outras duas chaves (também consideradas constantes). Matematicamente, isto é expresso em (94).

$$\begin{aligned} \overline{I_{S1}} = \overline{I_{S2}} = \overline{I_{S3}} &\Rightarrow I_{L1} \cdot d_1 = (I_0 - I_{L1} - I_{L2}) \cdot d_2 = I_{L2} \cdot d_3 \\ &\Rightarrow \left\{ I_{L1} = I_{L2} = \frac{I_0 \cdot d_2}{d_1 + 2 \cdot d_2} < \frac{I_0}{3} \right\} \text{ e } \left\{ (I_0 - I_{L1} - I_{L2}) = I_{L1} \frac{d_1}{d_2} > I_{L1} \right\} \end{aligned} \quad (94)$$

A partir de (94) conclui-se que, se as diretrizes gerais que orientam a escolha da estratégia de modulação estabelecidas no item 3.2 deste trabalho forem satisfeitas para este retificador multinível, então a divisão de correntes entre os indutores do circuito não será aquela sugerida em [8]. A corrente dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  será menor que um terço da corrente de carga.

As condições de simetria que dizem respeito às amplitudes dos multiníveis da corrente de entrada podem ser compreendidas a partir da Fig. 41(b) e são apresentadas em (95).

$$\begin{cases} I_{S1} = I_{S3} \\ I_{S1} + I_{S2} = I_{S2} + I_{S3} \end{cases} \quad (95)$$

A partir de (95) conclui-se que, quando conduzem, as correntes das chaves  $S_1$  e  $S_3$  devem ser iguais, mas a corrente de  $S_2$  pode ser qualquer. Isto significa que as correntes dos indutores do circuito da Fig. 41(a) devem ser iguais, mas não precisam ser iguais a um terço da corrente de carga.

Como se vê, este “desequilíbrio” entre as correntes das chaves, não traz maiores conseqüências ao funcionamento do retificador (ou da célula multinível) e merece destaque apenas por sugerir uma hipótese não muito bem explorada em [8].

### 3.4.2. Generalização

Ainda que os retificadores analisados nos itens 3.3.2 e 3.4.1 estejam entre os mais simples retificadores multinível, muitas das conclusões de suas análises podem ser intuitivamente generalizadas.

A tensão máxima de saída, p. ex., só poderá ser obtida em qualquer retificador multinível quando todas as chaves de uma mesma célula multinível estiverem chaveando simultaneamente. Neste caso não haverá multiníveis e a corrente de entrada terá forma equivalente à de um retificador não controlado com o mesmo número de fases (desvantagem). Ainda assim, a corrente total da carga dividir-se-á igualmente entre as chaves das células multinível (vantagem).

Quando a tensão de saída varia, variam os ângulos de disparo das chaves e varia a forma de onda da corrente de entrada. Com isto variam o FP e a THD da corrente de entrada, mas é sempre possível fazer com que o FD permaneça unitário (esta, aliás, é uma das vantagens fundamentais dos retificadores multinível desenvolvidos neste trabalho).

Quando os retificadores utilizam células multinível de 3 ou mais estágios, as amplitudes dos multiníveis são impostas pelas condições de simetria, de tensão média nula nos indutores e de igualdade de correntes médias nas chaves, resultando em uma distribuição de correntes entre os indutores “não equilibrada”.

Dentre as múltiplas variáveis com as quais é preciso lidar nos retificadores multinível ( $t_1, d_1, t_2, d_2, \dots, I_{L1}, I_{L2}, \dots$ ) algumas podem ser livremente escolhidas, constituindo-se em variáveis independentes, e outras são impostas, sendo, portanto, variáveis dependentes. As variáveis dependentes representam em geral “problemas” de controle que devem ser resolvidos. As independentes, por outro lado, podem ser utilizadas para otimizar um ou mais fatores de desempenho, como, p. ex., o FP, e se constituem em um imenso campo de estudos.

Os instantes de tempo que definem os chaveamentos ( $t_1, d_1, t_2, d_2, \dots, t_n, d_n$ ) das chaves das células multinível sempre podem ser escolhidos de forma que as condições de simetria, de tensão desejada na saída e de tensão média nula nos indutores sejam satisfeitas. E sempre haverá pelo menos um daqueles instantes de tempo,  $t_1$ , p. ex., que será uma variável independente. Uma vez escolhido  $t_1, d_1$  será imposto pela tensão média desejada na saída e  $t_2, d_2$  serão impostos pelas condições de simetria. Se as células multinível forem de 3 estágios, então, como visto no item 3.4.1,  $t_3$  e  $d_3$  também serão impostos; mas se as células forem de 4 estágios surgirá mais uma variável independente.

Genericamente, mesmo sem uma demonstração formal, pode-se concluir que o número de variáveis independentes dos retificadores com células multinível de  $n$  estágios é igual à parte inteira da divisão de  $n$  por 2.

As condições de simetria e a forma como surgem as variáveis independentes dos retificadores multinível com células de  $n$  estágios podem ser melhor visualizadas com o auxílio da Fig. 42.

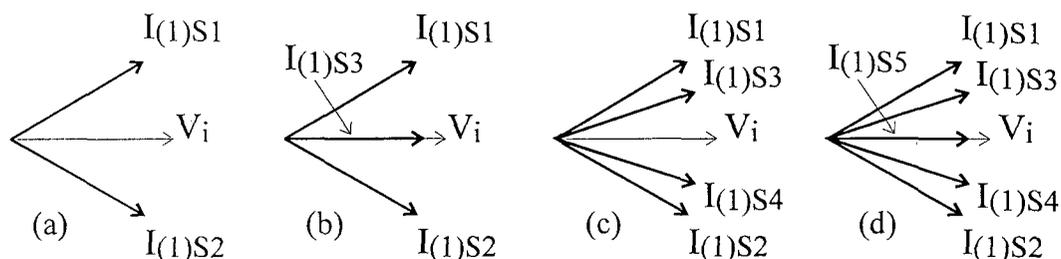


Fig. 42. Diagramas fasoriais representativos dos retificadores multinível com células de: (a) 2 estágios. (b) 3 estágios. (c) 4 estágios. (d) 5 estágios.

A Fig. 42(a) mostra o diagrama fasorial das 1<sup>as</sup> harmônicas das correntes das chaves  $S_1$  e  $S_2$  de um retificador multinível genérico com célula de 2 estágios e, especificamente, daquele mostrado na Fig. 33. Observando-se atentamente a Fig. 34 conclui-se que, de fato, a corrente da chave  $S_1$  causa na linha uma corrente cuja 1<sup>a</sup> harmônica  $I_{(1)S1}$  está em avanço e a corrente da chave  $S_2$  causa na linha uma corrente cuja 1<sup>a</sup> harmônica  $I_{(1)S2}$  está em atraso, quando relacionadas à tensão da rede  $V_i$ .

O ângulo de defasagem e o módulo dos fasores representados na Fig. 42 estão relacionados com os instantes das comutações  $t_1, d_1, t_2, d_2, \dots$ , pela teoria matemática da série de Fourier, não havendo, portanto, uma relação simples e direta entre eles. Por esta razão, é preciso que se reconheça que a interpretação exata dos diagramas fasoriais da Fig. 42 não é tão simples como se desejaria, embora seja possível de ser realizada.

Neste trabalho, no entanto, considerou-se que a interpretação simplificada dos diagramas fasoriais da Fig. 42 é suficiente, pois complementa as análises teóricas (exatas) realizadas proporcionando uma noção intuitiva mais abrangente e sempre útil em aplicações de engenharia.

Assim, é fácil e simples visualizar que quando os ângulos de  $I_{(1)S1}$  e  $I_{(1)S2}$  com  $V_i$  forem simétricos e seus módulos forem iguais, então a corrente resultante total, que é a corrente de entrada do retificador, estará em fase com a tensão da rede  $V_i$  e cumprirá as condições desejadas de simetria.

Este mesmo raciocínio se aplica, analogamente, aos outros diagramas fasoriais da Fig. 42, onde a idéia básica é fazer com que a corrente resultante esteja sempre em fase com  $V_i$ . Note-se que todos os retificadores multinível apresentados neste trabalho podem ser representados por diagramas fasoriais similares aos da Fig. 42.

Note-se, adicionalmente, que se o fasor representativo de  $I_{(1)S1}$  for escolhido como variável independente e puder ser desenhado com qualquer ângulo e com qualquer módulo, então  $I_{(1)S2}$  só poderá estar em um único local, simétrico em relação a  $V_i$ , e será, portanto, uma variável dependente. Da mesma forma  $I_{(1)S3}$  na Fig. 42(b) só poderá estar em fase com  $V_i$ . Por outro lado,  $I_{(1)S3}$  na Fig. 42(c) pode também ser considerado como uma variável independente, pois a única condição a ser cumprida é que o par de fasores  $I_{(1)S3}$  e  $I_{(1)S4}$  seja simétrico em relação a  $V_i$ . Finalmente, da mesma forma que  $I_{(1)S3}$  na Fig. 42(b),  $I_{(1)S5}$  na Fig. 42(d) só poderá estar em fase com  $V_i$ . E assim por diante...

É interessante observar que as seqüências de disparos das chaves dos retificadores multinível podem ser trocadas umas pelas outras sem que as condições básicas de funcionamento de tensão nula nos indutores e de simetria sejam perdidas. Assim, na Fig. 34 p. ex.,  $V_{g1}$  pode comandar  $S_2$  e  $V_{g2}$  pode comandar  $S_1$ , que o retificador continuará funcionando corretamente. Analogamente, as formas de onda associadas a  $I_{S1}$ ,  $I_{S2}$  e  $I_{S3}$  na Fig. 41(b) podem ser livremente trocadas umas pelas outras, gerando um total de 6 possibilidades. Genericamente, o número de possibilidades de trocas é igual a  $n!$  (fatorial do número de estágios da célula multinível). Todas com as mesmas características básicas de geração de multiníveis, mas cada uma delas com suas características próprias de FF da tensão de saída e de ondulações das correntes dos indutores.

O acoplamento magnético dos indutores dos retificadores multinível com células *paralelo* de 2 estágios é uma opção atraente, por diminuir peso e custo, de acordo com os itens 3.3.2.3 e 3.3.2.4. No caso de retificadores com células multinível de  $n$  estágios, no entanto, não foi encontrada uma generalização adequada. Uma hipótese que não se mostrou muito interessante foi apresentada na Fig. 40(d) e, com certeza, muitas outras existem. Pelas vantagens que pode trazer, no entanto, o acoplamento magnético em retificadores multinível é mais um assunto que pode ser sugerido para estudos futuros, seja como tentativa de generalização, seja em um caso específico.

### 3.5. Conclusão

Neste capítulo, as “células de comutação” dos retificadores controlados de topologia convencional foram substituídas por “células multinível” [8], originando vários retificadores que não utilizam transformador de entrada, mas são capazes de gerar correntes de entrada com multiníveis.

As novas topologias surgiram a partir de uma mesma metodologia básica, demonstrando a funcionalidade do método de geração e indicando a possibilidade do mesmo método ser aplicado a qualquer outra topologia que por qualquer razão não tenha sido contemplada neste trabalho.

Critérios gerais para a escolha das estratégias de modulação foram estabelecidos.

Um retificador multinível com célula *série* de 2 estágios foi analisado em maior detalhe, a fim de exemplificar o funcionamento global dos retificadores multinível e de estabelecer relações matemáticas pertinentes. Duas variações topológicas deste mesmo retificador foram também analisadas e mostrou-se que as características básicas dos três são muito semelhantes, mas uma análise comparativa apontou vantagens para o retificador com célula *paralelo* e acoplamento magnético, uma vez que seus indutores são de menores custo e volume.

Três topologias trifásicas foram apresentadas e aquela que se mostrou mais promissora (Fig. 32b) foi escolhida para ser implementada e estudada em detalhes, de acordo com o que será apresentado nos capítulos 4, 5 e 6 a seguir.

Os critérios e as teorias inicialmente estabelecidos para retificadores multinível com células de 2 estágios foram extendidos para retificadores com células de 3 ou mais estágios.

Foi visto que é sempre possível gerar os pulsos de gatilho das chaves das células multinível de forma a satisfazer as diretrizes gerais adotadas na escolha da estratégia de modulação, mantendo unitário o FD e fazendo com que as correntes médias das chaves sejam iguais.

Mostrou-se que o acoplamento magnético entre os indutores das células multinível é uma opção vantajosa nos retificadores que utilizam células de 2 estágios, mas não óbvia nos casos onde as células têm 3 ou mais estágios.

Mostrou-se que existe uma dificuldade inerente de se manterem estáveis as correntes dos indutores e que, por esta razão, pode ser necessário o uso de algum tipo de sistema de controle realimentado .

Mostrou-se também que o número de possibilidades e a complexidade das análises aumentam substancialmente quando aumenta o número de estágios das células multinível, gerando uma grande quantidade de variações topológicas e de combinações possíveis para os comandos, e extrapolando os objetivos deste trabalho.

Por esta razão, a preocupação maior neste capítulo foi apenas de mostrar que os novos retificadores propostos funcionam e geram correntes de entrada com multiníveis, o que foi feito com sucesso.

## CAPÍTULO 4

### Retificador multinível de 6 pulsos - análise teórica

#### 4.1. Introdução

Conforme visto anteriormente, a idéia básica deste trabalho é estudar retificadores multinível que não utilizem transformador de entrada e que tenham características globais melhores do que aquelas dos retificadores tradicionais.

Com este objetivo, vários retificadores multinível foram apresentados no capítulo 3, onde também mostrou-se que é sempre possível fazê-los funcionar com  $FD = 1$ .

Considerando-se que correntes de entrada com multiníveis têm formas de onda com baixa THD e que foi possível obter  $FD$  sempre unitário, concluiu-se que as possibilidades de obtenção de  $FP$  elevado na maioria das topologias propostas era consideravelmente grande.

Tal conclusão serviu de forte incentivo à continuidade dos trabalhos.

No entanto, devido à grande quantidade de topologias geradas e de características a serem analisadas decidiu-se que o estudo minucioso de todas elas estaria muito além dos objetivos deste trabalho. Por esta razão, tal estudo é apresentado a seguir apenas para o retificador que se mostrou mais promissor nas análises preliminares realizadas no capítulo 3.

A escolha recaiu sobre o retificador da Fig. 32(b) porque, além das características comuns a todos os retificadores multinível apresentados (citadas acima), este retificador é trifásico e tem operação em 2 quadrantes, o que o habilita a alimentar vários tipos diferentes de cargas de médias e de altas potências.

Os objetivos fundamentais deste capítulo são, portanto, apresentar estudos teóricos detalhados do retificador multinível da Fig. 32(b).

Tais estudos incluem inicialmente uma explanação a respeito do princípio de funcionamento do retificador, o estabelecimento da estratégia de modulação adotada e a conseqüente definição do tipo de semicondutores que devem ser utilizados nas células multinível.

Posteriormente é realizado um equacionamento rigoroso das características externas do retificador (tensão de saída, corrente de entrada e parâmetros de desempenho), de acordo com o item 1.4 deste trabalho. A seguir, as características internas mais importantes (condições para condução contínua e análise do equilíbrio entre as correntes dos indutores) são também analisadas e, finalmente, uma comparação entre o retificador proposto e os tradicionais retificadores de 6 e de 12 pulsos (Figs. 4 e 9b, respectivamente) é apresentada.

Todos os resultados apresentados foram amplamente confirmados por simulações (item A2.2 do anexo 2) e com o protótipo de laboratório (capítulo 6).

O estudo da comutação, os critérios para o dimensionamento dos indutores e o sistema de controle são apresentados no capítulo 5.

## 4.2. Princípio de funcionamento

O retificador da Fig. 32(b) é redesenhado por conveniência na Fig. 43(a), e as formas de onda de tensão e de corrente que mostram a estratégia de modulação adotada e o princípio de funcionamento são apresentadas na Fig. 43(b).

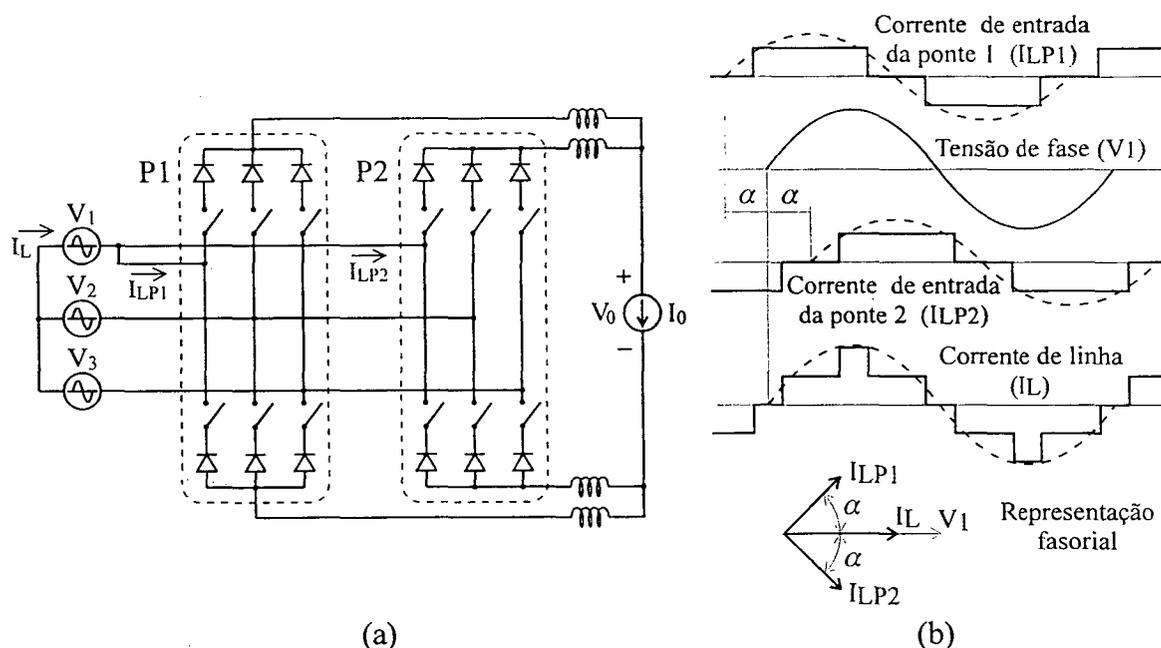


Fig. 43. (a) Circuito do retificador multinível de 6 pulsos. (b) Estratégia de modulação adotada.

O retificador da Fig. 32(b) foi inicialmente concebido a partir de células multinível de 2 estágios, mas a partir da Fig. 43(a) conclui-se que ele pode também ser visualizado como sendo composto por duas pontes retificadoras P1 e P2 ligadas em paralelo através de 4 indutores.

A Fig. 43(b) mostra a estratégia de modulação adotada. A partir da Fig. 43(b) conclui-se que a corrente de entrada da ponte P1  $I_{LP1}$  está em avanço e a corrente de entrada da ponte P2  $I_{LP2}$  está em atraso, quando relacionadas à tensão de fase  $V_1$ . Na Fig. 43(b) aparecem também os multiníveis da corrente de entrada  $I_L$  (5 níveis) e o diagrama fasorial correspondente, onde percebe-se que a 1ª harmônica da corrente de entrada  $I_L$  está em fase com a tensão  $V_1$ , o que significa FD unitário.

Note-se que a Fig. 43(b) é resultado direto da aplicação dos princípios básicos desenvolvidos no capítulo 3 deste trabalho.

A partir do exposto no capítulo 3 sabe-se também que em um retificador multinível com célula de 2 estágios, como o da Fig. 43(a), existem infinitas opções para os pulsos retangulares que compõe as formas de onda de  $I_{LP1}$  e de  $I_{LP2}$ . A partir desta constatação, surge, portanto, a necessidade de se tomar uma decisão.

A fim de se poderem utilizar tiristores, que são relativamente baratos e altamente confiáveis, decidiu-se que a ponte P2 deveria trabalhar exatamente como a ponte totalmente controlada apresentada no item 2.3.1 deste trabalho, gerando pulsos de corrente de  $120^\circ$ . Adicionalmente, esta decisão transformou a ponte P2 em um retificador amplamente conhecido, simplificando consideravelmente a análise do retificador proposto como um todo. Por motivos de simetria, a corrente da ponte P1 também deve ser formada com pulsos de  $120^\circ$  e, como se verá adiante, as chaves da ponte P1 devem ser do tipo que podem ser desligadas com o sinal de comando, tais como transistores ou GTOs.

O esquema final do retificador multinível de 6 pulsos é, então, apresentado nas Figs. 44 e 45.

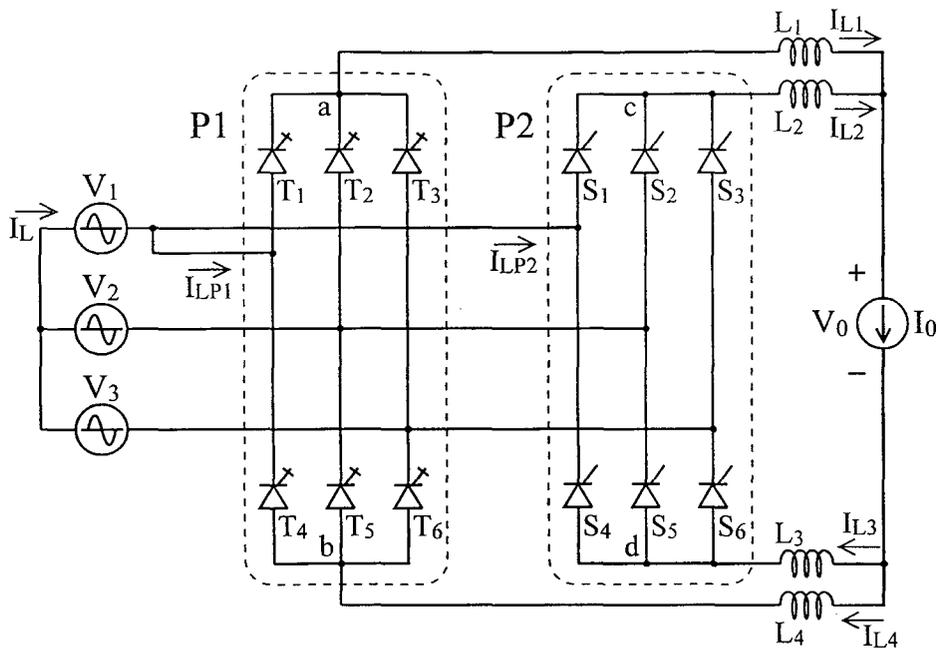


Fig. 44. Retificador multinível de 6 pulsos com GTOs e tiristores.

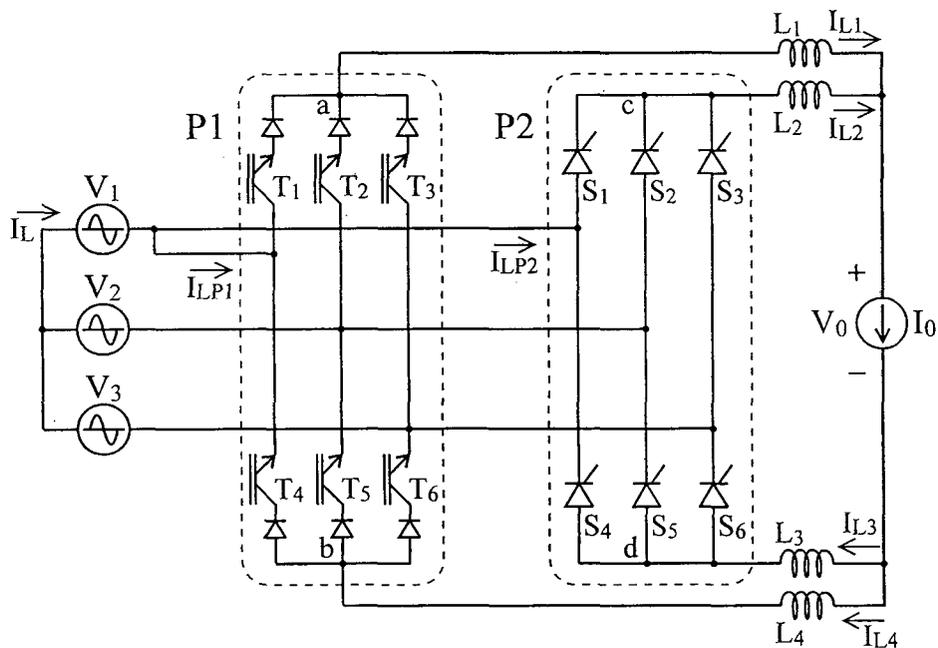


Fig. 45. Retificador multinível de 6 pulsos com IGBTs e tiristores.

A partir das Figs. 44 e 45 conclui-se que a ponte P2 é, de fato, idêntica ao retificador de 6 pulsos da Fig. 4 e, por esta razão, dispensa maiores comentários. A ponte P1, por outro lado, tem a mesma topologia do retificador tipo Buck da Fig. 5. Sua estratégia de modulação é, no entanto, bastante distinta e, por esta razão, será comentada a seguir.

As formas de ondas teóricas da tensão de saída e da corrente de entrada da ponte P1, bem como a seqüência de disparo de suas chaves são apresentadas na Fig. 46 e dão uma boa idéia de como P1 funciona com um ângulo de disparo em avanço.

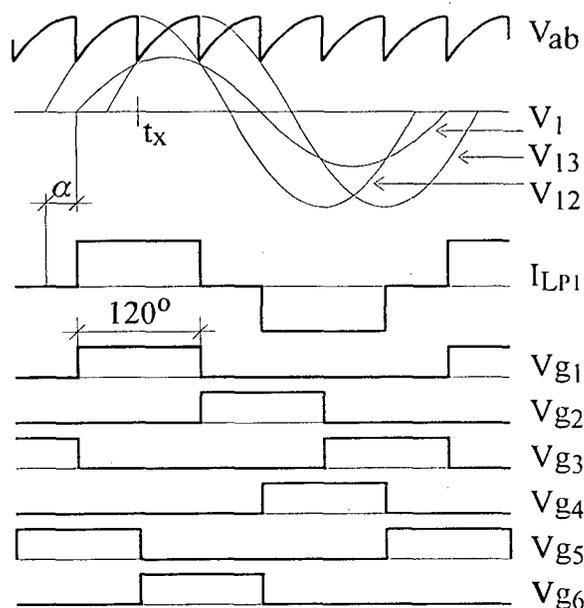


Fig. 46. Formas de onda da ponte P1. De cima para baixo: Tensão de saída  $V_{ab}$ , tensão de fase  $V_1$ , tensões de linha  $V_{12}$  e  $V_{13}$ , corrente de entrada  $I_{LP1}$  e tensões de comando das chaves  $V_{g1}$  a  $V_{g6}$ .

Analisando-se os sinais de comando  $V_{g1}$  a  $V_{g6}$  da Fig. 46 conclui-se que a cada instante só existem duas chaves conduzindo na ponte P1 e que cada chave conduz  $120^\circ$  por período da rede. Note-se que a seqüência de disparos da ponte P1 é exatamente a mesma da ponte P2, apenas em P1 o ângulo de disparo  $\alpha$  está em avanço.

Durante os instantes anteriores a  $t_x$  conduzem as chaves  $T_1$  e  $T_5$ , após  $t_x$  conduzem  $T_1$  e  $T_6$ , e no instante  $t_x$  ocorre uma comutação (que é análoga a qualquer outra e, portanto, serve como um bom exemplo para análise).

A tensão que surge na saída imediatamente após a comutação ( $V_{13}$ ) é menor que aquela que lá estava antes da comutação ( $V_{12}$ ). Por esta razão não ocorre comutação natural e, como adiantado anteriormente, as chaves precisam ser desligadas com o sinal de comando (não podem ser SCRs).

### 4.3 Análise da tensão de saída

Considerando-se que o retificador proposto pode ser visto como a ligação em paralelo de duas pontes retificadoras (item 4.2), então o valor médio da tensão de saída de cada ponte deverá ser o mesmo. Por esta razão, o valor médio da tensão de saída do retificador proposto é o mesmo dado por (35), repetido, por conveniência, em (96).

$$\overline{V_0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_L \cdot \cos(\alpha) \quad (96)$$

É interessante observar que, assim como na ponte trifásica totalmente controlada do item 2.3.1, a equação (96) só vale quando a condução é contínua, e que o termo “ $\cos(\alpha)$ ” indica a possibilidade de se operar no 1º ou no 2º quadrante, dependendo, respectivamente, se  $\alpha < 90^\circ$  ou se  $\alpha > 90^\circ$ .

A Fig. 47 mostra um circuito equivalente simplificado do retificador proposto, onde aparecem as grandezas de interesse na análise da tensão de saída  $V_0$ .

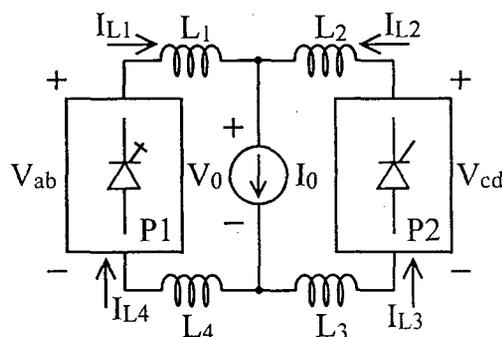


Fig. 47. Circuito equivalente simplificado do retificador proposto.

Aplicando-se as leis dos nós e das malhas ao circuito da Fig. 47 pode-se escrever:

$$\begin{cases} v_0(t) = v_{ab}(t) - L_1 \frac{d i_{L1}(t)}{dt} - L_4 \frac{d i_{L4}(t)}{dt} = v_{cd}(t) - L_2 \frac{d i_{L2}(t)}{dt} - L_3 \frac{d i_{L3}(t)}{dt} \\ i_0(t) = i_1(t) + i_4(t) = i_2(t) + i_3(t) \end{cases}$$

Admitindo-se que os indutores são de mesmo valor ( $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L$ ) e combinando-se as equações dos nós com a das malhas chega-se a (97).

$$v_0(t) = \frac{v_{ab}(t) + v_{cd}(t)}{2} - L \frac{di_0(t)}{dt} \quad (97)$$

A equação (97), por sua vez, pode ser representada pelo circuito equivalente Thévenin mostrado na Fig. 48, onde a tensão de Thévenin é dada por (98).

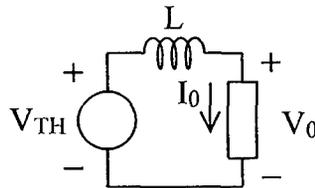


Fig. 48. Equivalente Thévenin do retificador proposto.

$$v_{TH}(t) = \frac{v_{ab}(t) + v_{cd}(t)}{2} \quad (98)$$

As equações (97) e (98) são de fundamental importância na análise da tensão de saída, pois permitem afirmar que quando, p. ex., a corrente de saída apresenta ondulação desprezível, então a tensão de saída do retificador proposto é a média aritmética das tensões de saída das pontes P1 e P2 ( $V_{TH}$ ). Por outro lado, uma análise intuitiva do circuito da Fig. 48 permite afirmar que quanto mais resistiva for a carga, maior será o efeito de filtragem dos indutores de balanceamento.

A forma de onda teórica da tensão de saída do retificador proposto quando a corrente de saída apresenta ondulação desprezível pode ser, então, obtida a partir da soma ponto a ponto das formas de onda das tensões de saída das pontes P1 e P2. O resultado desta soma é mostrado na Fig. 49.

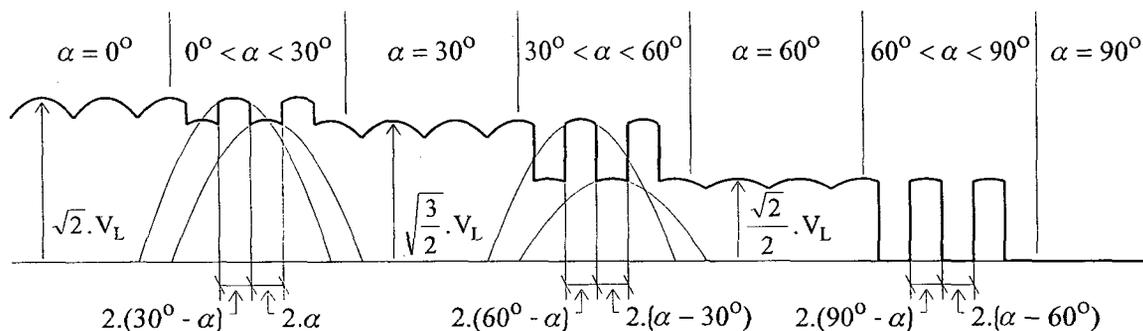


Fig. 49. Tensão de saída do retificador multinível de 6 pulsos para os ângulos de disparo representativos do 1º quadrante.

Deve-se observar cuidadosamente que a soma ponto a ponto acima citada apresenta como resultado várias diferentes formas de onda, dependendo do ângulo de disparo  $\alpha$ . Para  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$  a forma de onda é, na verdade, a mesma; apenas as amplitudes das senóides são diferentes. Para  $\alpha = 90^\circ$  a tensão de saída é nula não só em valor médio, mas também para qualquer valor instantâneo. E para quaisquer valores intermediários de  $\alpha$  a tensão de saída é composta de trechos de senóides de duas amplitudes diferentes.

Para ângulos de disparo  $\alpha > 90^\circ$  a tensão de saída se inverte. Com isto, para ângulos suplementares ( $\alpha$  e  $180^\circ - \alpha$ ) as formas de onda são teoricamente iguais, mas com sinal contrário.

O valor eficaz da tensão de saída  $V_0$  do retificador proposto pode ser calculado através de (99), onde os valores  $V_X$  e  $V_Y$  são dados em função do ângulo de disparo ( $\alpha_m < \alpha < \alpha_M$ ), de acordo com a tabela II.

$$V_0 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_0^2(t) dt} = \sqrt{\frac{6}{\pi} \cdot \int_0^{\alpha_M - \alpha} V_Y^2 \cdot \cos^2(x) \cdot dx + \frac{6}{\pi} \cdot \int_{\alpha_M - \alpha}^{\pi/6} V_X^2 \cdot \cos^2\left(x - \frac{\pi}{6}\right) \cdot dx} \quad (99)$$

$$= \sqrt{\frac{V_X^2}{2} + \frac{3}{\pi} \cdot (V_Y^2 - V_X^2) \cdot (\alpha_M - \alpha) + \frac{3}{2\pi} \cdot [V_Y^2 \cdot \text{sen } 2(\alpha_M - \alpha) + V_X^2 \cdot \text{sen } 2(\alpha - \alpha_m)]}$$

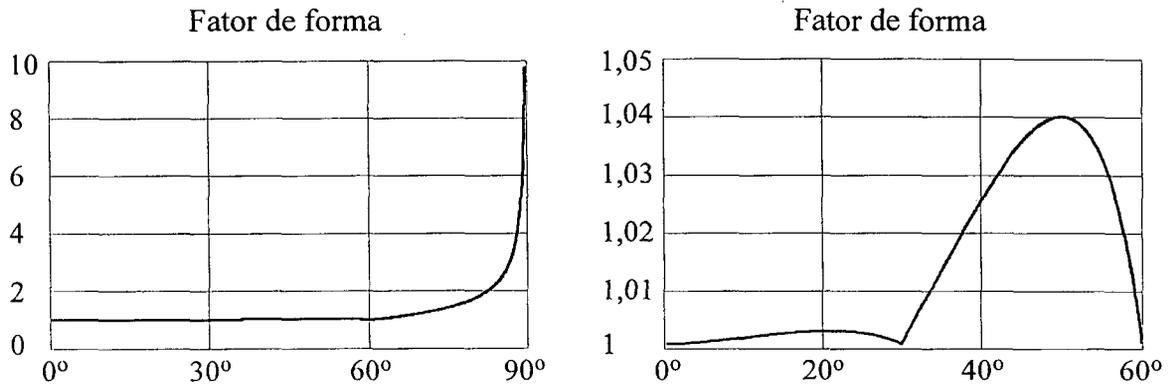
Tabela II - Relação entre os ângulos e as amplitudes de (99)

| $\alpha_m$ | $\alpha_M$ | $V_X$                          | $V_Y$                          |
|------------|------------|--------------------------------|--------------------------------|
| $0^\circ$  | $30^\circ$ | $\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_L$ | $\sqrt{2} \cdot V_L$           |
| $30^\circ$ | $60^\circ$ | $\frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2}$ | $\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_L$ |
| $60^\circ$ | $90^\circ$ | 0                              | $\frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2}$ |

Substituindo-se os valores da tabela II em (99) chega-se a (100).

O fator de forma da tensão de saída pode ser calculado combinando-se (96) e (100), de acordo com (2), e seu gráfico é apresentado em duas diferentes escalas a seguir, na Fig. 50.

$$\begin{aligned}
 V_0 &= V_L \cdot \sqrt{\frac{3}{4} + \frac{3}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right) + \frac{1}{4\pi} \cdot \left[12 \operatorname{sen} 2\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right) + 9 \operatorname{sen} 2\alpha\right]} & \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6} \\
 &= V_L \cdot \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{3}{\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \frac{1}{8\pi} \cdot \left[18 \operatorname{sen} 2\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + 6 \operatorname{sen} 2\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)\right]} & \text{se } \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\
 &= V_L \cdot \sqrt{\frac{3}{2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) + \frac{3}{4\pi} \cdot \operatorname{sen} 2\alpha} & \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}
 \end{aligned} \quad (100)$$



Analisando-se a Fig. 50 conclui-se que a qualidade da tensão de saída é excelente na faixa de tensões de maior interesse, isto é, para  $\alpha < 60^\circ$  (ou  $V_{pu} > 0,5$ ), pois nesta faixa o fator de forma se aproxima da unidade.

O valor eficaz das harmônicas da tensão de saída  $V_{(n)0}$  são calculados em (101), onde, mais uma vez, os valores  $V_X$  e  $V_Y$  são dados em função do ângulo de disparo ( $\alpha_m < \alpha < \alpha_M$ ), de acordo com a tabela II.

$$\begin{aligned}
 V_{(n)0} &= \frac{2}{T\sqrt{2}} \cdot \left| \int_0^T V_0(t) \cdot \cos(nx) dx \right| \\
 &= \frac{12}{\pi\sqrt{2}} \cdot \left| \int_0^{\alpha_M - \alpha} V_Y \cdot \cos(x) \cdot \cos(nx) \cdot dx + \int_{\alpha_M - \alpha}^{\pi/6} V_X \cdot \cos\left(x - \frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos(nx) \cdot dx \right| \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left| V_Y \cdot \left\{ \frac{\operatorname{sen}[(n-1)(\alpha_M - \alpha)]}{n-1} + \frac{\operatorname{sen}[(n+1)(\alpha_M - \alpha)]}{n+1} \right\} - \right. \\
 &\quad \left. - V_X \cdot \left\{ \frac{\operatorname{sen}[(n-1)(\alpha_M - \alpha) + \pi/6]}{n-1} + \frac{\operatorname{sen}[(n+1)(\alpha_M - \alpha) - \pi/6]}{n+1} \right\} \right| \quad (101) \\
 &= \frac{3 \cdot V_L}{\pi} \cdot \left| \frac{\cos[(n-1) \cdot \alpha]}{n-1} - \frac{\cos[(n+1) \cdot \alpha]}{n+1} \right| \quad n = 6, 12, 18, 24, \dots
 \end{aligned}$$

Note-se, inicialmente, que (101) inclui uma simplificação trigonométrica considerável e não muito evidente, válida apenas para as harmônicas que tem “n” múltiplo de 6. Nos demais casos, (101) resulta sempre em zero.

O equacionamento acima mostra que a frequência da 1ª harmônica da tensão de saída do retificador proposto é seis vezes maior que a frequência da rede (6f). Por esta razão, o nome escolhido para o retificador proposto foi “retificador multinível de 6 pulsos”. No entanto, devido ao fato de que cada uma das 12 chaves do retificador gera 1 pulso por período da rede, o que resulta em um total de 12 pulsos por período, houve alguma polêmica em relação ao nome mais apropriado e alguns artigos técnicos [27 – 29] foram publicados com outro nome.

O valor eficaz normalizado das harmônicas da tensão de saída foi obtido dividindo-se (101) pela tensão máxima de saída  $V_{0M}$ . O resultado gráfico aparece na Fig. 51.

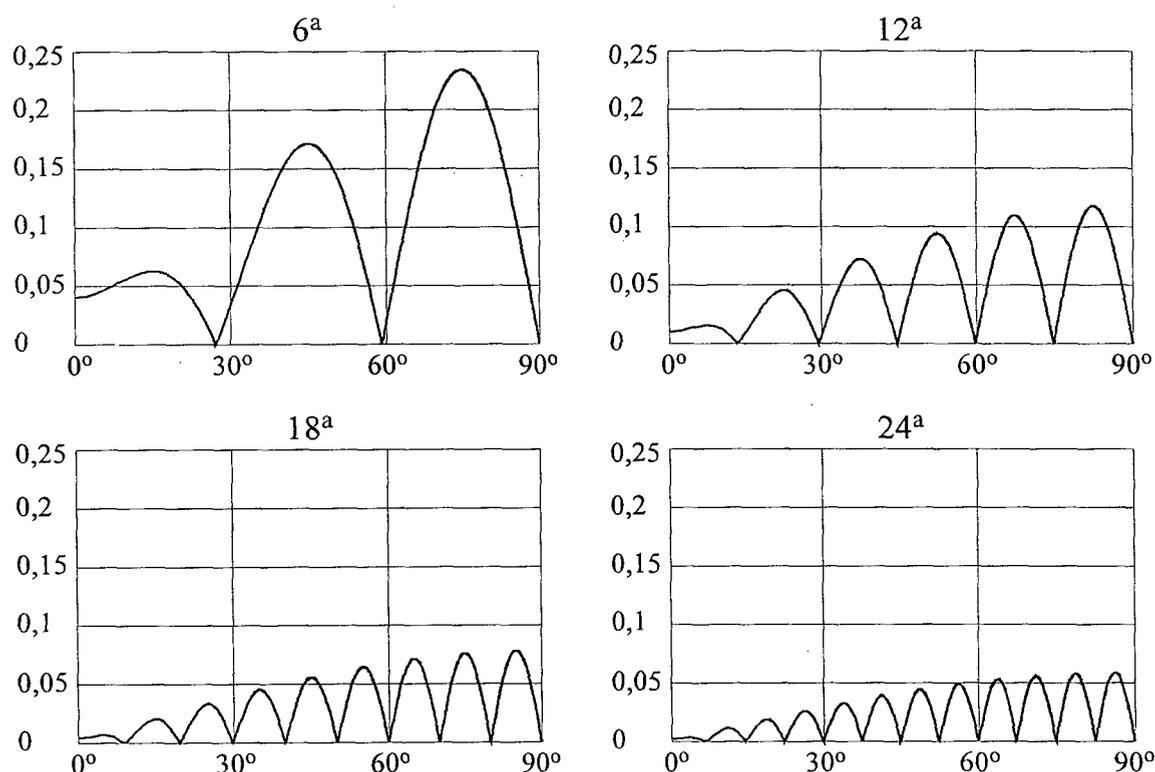


Fig. 51. Valores eficazes normalizados  $V_{(n)0}/V_{0M}$  da 6ª, da 12ª, da 18ª e da 24ª harmônicas da tensão de saída em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

Note-se que todos os gráficos estão na mesma escala.

Nota-se claramente que o conteúdo harmônico da tensão de saída é mínimo para ângulos de disparo próximos de  $\alpha = 0^\circ$ , de  $\alpha = 30^\circ$  e de  $\alpha = 60^\circ$ . Nota-se também que se a tensão de saída do retificador proposto for fixa, então ela pode não conter uma das harmônicas (a 6ª, a 12ª, ou qualquer outra).

O conteúdo harmônico da tensão de saída sobre uma carga qualquer pode ser obtido a partir do circuito equivalente Thévenin mostrado na Fig. 48. Assim, p. ex., para uma carga puramente resistiva, o valor eficaz da n-ésima harmônica da tensão de saída  $V_{(n)0R}$  será dado por (102).

$$\begin{aligned}
 V_{(n)0R} &= V_{(n)0} \cdot \frac{R}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \\
 &= \frac{3 \cdot V_L}{\pi} \cdot \left| \frac{\cos[(n-1) \cdot \alpha]}{n-1} - \frac{\cos[(n+1) \cdot \alpha]}{n+1} \right| \cdot \frac{R}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \quad n = 6, 12, \dots
 \end{aligned} \tag{102}$$

#### 4.4 Análise da corrente de entrada

A forma de obtenção da corrente de entrada foi apresentada na Fig. 43(b) como a soma de duas correntes iguais defasadas de um ângulo  $2\alpha$ . Assim como a forma de onda da tensão de saída, no entanto, a da corrente de entrada também apresenta-se diferente dependendo do valor do ângulo de disparo, de acordo com a Fig. 52.

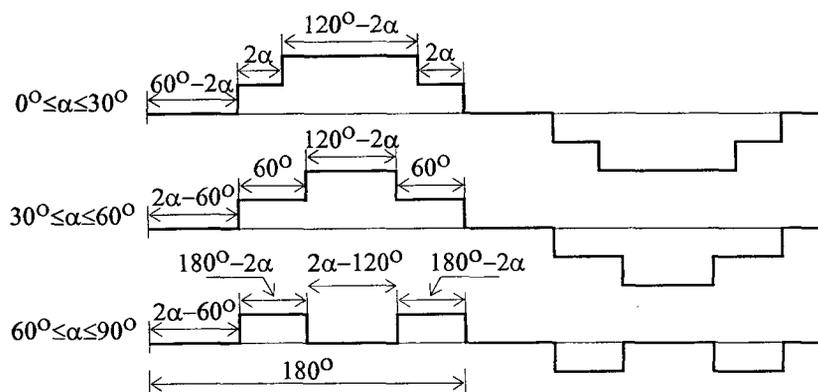


Fig. 52 - Corrente de entrada em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

As formas de onda da Fig. 52 foram obtidas a partir da hipótese que as correntes dos indutores  $L_1 - L_4$  são iguais e isentas de ondulação. Note-se que para ângulos de disparo  $\alpha$  entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$ , entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$  e/ou entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$  as leis de formação da corrente de entrada são diferentes, de acordo com a Fig. 52. Para ângulos suplementares ( $\alpha$  e  $180^\circ - \alpha$ ) as formas de onda são teoricamente iguais.

O valor eficaz da corrente de entrada do retificador proposto de 6 pulsos pode, então, ser calculado de acordo com (103).

$$\begin{aligned} I_L &= \bar{I}_0 \cdot \sqrt{\frac{2}{3} - \frac{\alpha}{\pi}} & \text{se } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6} \\ &= \bar{I}_0 \cdot \sqrt{\frac{5}{6} - \frac{2\alpha}{\pi}} & \text{se } \frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\ &= \bar{I}_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}} & \text{se } \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (103)$$

O conteúdo harmônico da corrente de entrada poderia ter sido calculado diretamente a partir da Fig. 52, mas foi considerado mais simples somar as harmônicas das correntes de entrada das pontes P1 e P2, uma vez que seus valores eficazes estão na equação (39) e que se sabe que há um ângulo de defasagem de  $2\alpha$  entre elas. Esta idéia é matematicamente expressa em (104).

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_{LP1}(t) + i_{LP2}(t) \\ &= \frac{\sqrt{12}}{\pi} \cdot \frac{\bar{I}_0}{2} \cdot \left[ \begin{aligned} &\text{sen}(\omega t + \alpha) - \frac{\text{sen}5(\omega t + \alpha)}{5} - \frac{\text{sen}7(\omega t + \alpha)}{7} + \dots \\ &+ \text{sen}(\omega t - \alpha) - \frac{\text{sen}5(\omega t - \alpha)}{5} - \frac{\text{sen}7(\omega t - \alpha)}{7} + \dots \end{aligned} \right] \\ &= \frac{\sqrt{12}}{\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot \left( \cos(\alpha) \cdot \text{sen}(\omega t) - \cos(5\alpha) \cdot \frac{\text{sen}(5\omega t)}{5} - \cos(7\alpha) \cdot \frac{\text{sen}(7\omega t)}{7} + \dots \right) \end{aligned} \quad (104)$$

A partir de (104) conclui-se que os valores eficazes da 1ª, da 5ª e da 7ª harmônicas da corrente de entrada do retificador proposto são dadas, respectivamente, por (105), (106) e (107). Da mesma forma, conclui-se que, genericamente, o valor eficaz da n-ésima harmônica da corrente de entrada é dado por (108).

$$I_{(1)L} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot |\cos(\alpha)| = 0,78 \cdot \bar{I}_0 \cdot |\cos(\alpha)| \quad (105)$$

$$I_{(5)L} = \frac{\sqrt{6}}{5\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot |\cos(5\alpha)| = 0,156 \cdot \bar{I}_0 \cdot |\cos(5\alpha)| \quad (106)$$

$$I_{(7)L} = \frac{\sqrt{6}}{7\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot |\cos(7\alpha)| = 0,111 \cdot \bar{I}_0 \cdot |\cos(7\alpha)| \quad (107)$$

$$I_{(n)L} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \bar{I}_0 \cdot \left| \frac{\cos(n\alpha)}{n} \right| \quad n = 1, 5, 7, \dots \quad (108)$$

Os valores normalizados das harmônicas de corrente são obtidos dividindo-se (108) pelo valor médio da corrente de saída, de acordo com (83). Os resultados gráficos obtidos são apresentados na Fig. 53.

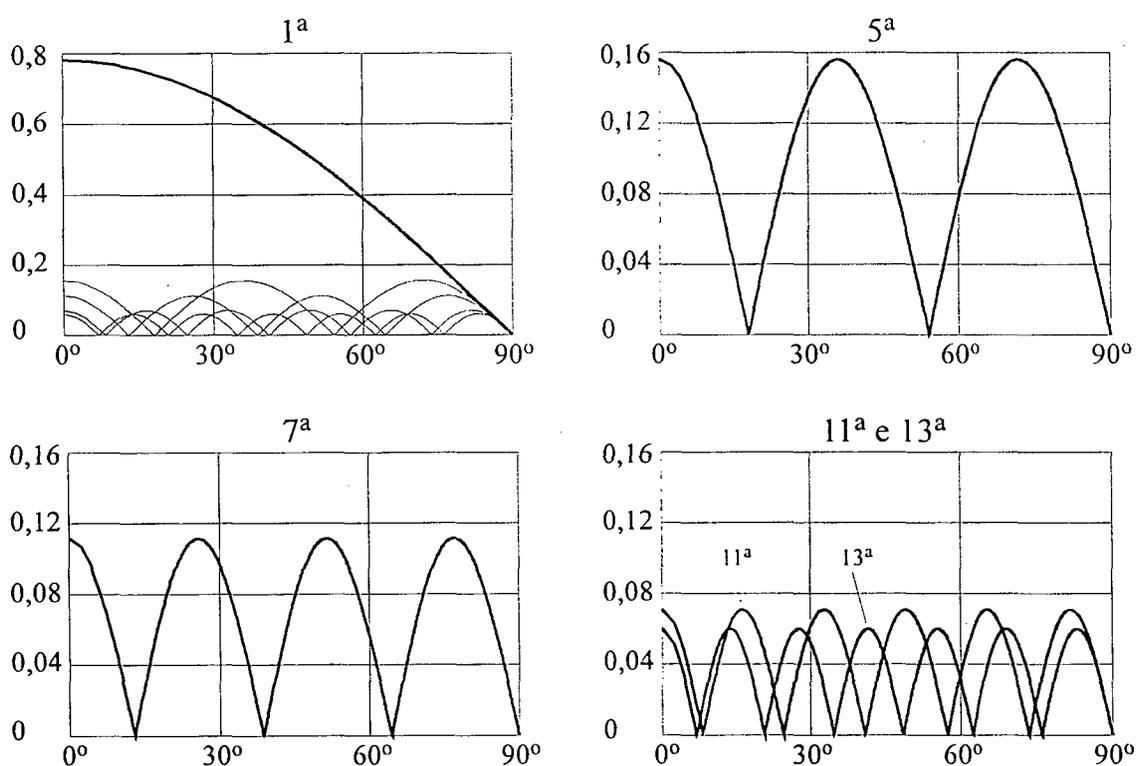


Fig. 53. Valores eficazes normalizados da 1<sup>a</sup>, da 5<sup>a</sup>, da 7<sup>a</sup>, da 11<sup>a</sup> e da 13<sup>a</sup> harmônicas da corrente de entrada em função do ângulo de disparo  $\alpha$ . Note-se que a escala do gráfico da 1<sup>a</sup> harmônica é diferente das demais, e que as outras harmônicas foram nele incluídas, a fim de facilitar a comparação entre elas.

A partir da Fig. 53 conclui-se que a 1ª harmônica da corrente de entrada é sempre maior que as de maior ordem, sendo várias vezes maior na faixa de maior interesse ( $\alpha < 60^\circ$  ou  $V_{pu} > 0,5$ ), o que é extremamente desejável.

Nota-se também que para determinados ângulos de disparo algumas das harmônicas se anulam. Esta é uma característica especialmente interessante nos casos onde a tensão de saída do retificador proposto pode ser fixa e se deseja otimizar o projeto de um eventual filtro de harmônicas de linha [14]. Assim, p. ex., para  $\alpha = 12,86^\circ$  a tensão de saída vale  $\overline{V}_0 = 0,975V_M$  e a 7ª harmônica da corrente de entrada se anula. Analogamente, para  $\alpha = 18^\circ$ ,  $\overline{V}_0 = 0,951V_M$  e a 5ª harmônica da corrente de entrada se anula.

A taxa de distorção harmônica THD da corrente de entrada pode ser calculada combinando-se (103) e (105), de acordo com (109).

$$THD = \sqrt{\left(\frac{\pi \cdot I_L}{\sqrt{6} \cdot \overline{I}_0 \cdot \cos(\alpha)}\right)^2 - 1} \quad (109)$$

A partir de (103) e de (109) pode-se verificar como a THD varia com o ângulo de disparo  $\alpha$ , e os gráficos correspondentes são apresentados em duas diferentes escalas na Fig. 54.

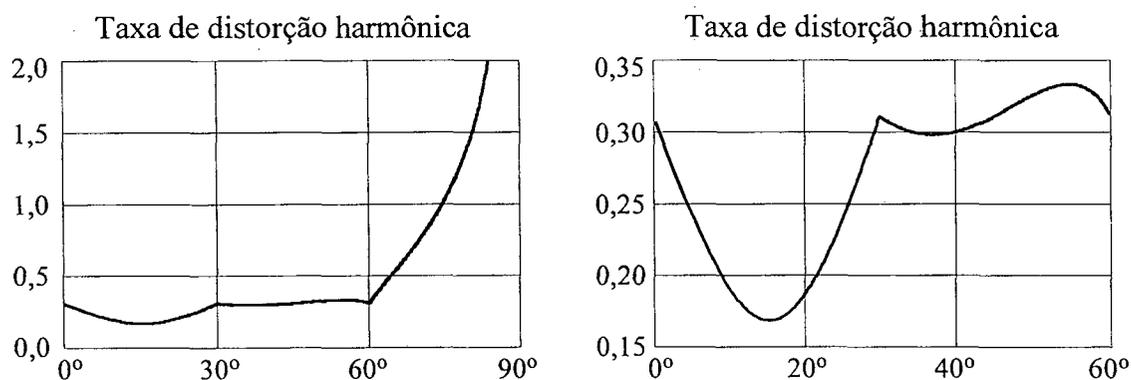


Fig. 54. Duas diferentes escalas da taxa de distorção harmônica THD da corrente de entrada em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

A partir da Fig. 54 conclui-se que quando  $0^\circ < \alpha < 30^\circ$  a THD evolui de uma determinada forma, que quando  $30^\circ < \alpha < 60^\circ$  a THD evolui de outra forma e que quando

$60^\circ < \alpha < 90^\circ$  a THD evolui de uma terceira forma, todas diferentes, havendo, inclusive, descontinuidade de derivadas nos pontos correspondentes a  $\alpha = 30^\circ$  e  $\alpha = 60^\circ$ . Este comportamento peculiar é, no entanto, perfeitamente explicado quando se considera que as leis de formação da corrente de entrada são diferentes nestes três intervalos, de acordo com a Fig. 52.

Em realidade, o que se poderia considerar intuitivamente inesperado é que apenas uma única equação (a equação 105) é capaz de descrever o conteúdo harmônico das três diferentes formas de onda da Fig. 52. Este fato, no entanto, foi considerado neste trabalho uma simples consequência do processo geométrico relacionado à formação das formas de onda e não suscitou maiores investigações. Ainda assim, os resultados apresentados em (103) e (108) e as próprias formas de onda da Fig. 52 foram todos amplamente confirmados por métodos matemáticos, por simulações e por medidas realizadas com o protótipo de laboratório. Adicionalmente, vale à pena observar que este mesmo comportamento peculiar também ocorre com relação à tensão de saída e à equação (101).

A partir da Fig. 54 pode-se concluir que a THD da corrente de entrada do retificador proposto é relativamente baixa na faixa de maior interesse ( $V_{pu} > 0,5$  ou  $\alpha < 60^\circ$ ), podendo chegar a THD  $< 17\%$  se  $\alpha \cong 15^\circ$  (a THD mínima teórica ocorre quando  $\alpha \cong 15,3^\circ$  e vale THD  $\cong 16,86\%$ ).

Note-se, finalmente, que a THD é relativamente pequena apenas na faixa onde a corrente de entrada tem os multiníveis desejados (5 níveis). Na faixa onde a corrente de entrada tem apenas três níveis ( $\alpha > 60^\circ$ ), a THD se torna comparativamente elevada.

#### 4.5. Fatores de desempenho

O fator de potência FP do retificador proposto pode ser calculado de acordo com (110) e seu gráfico pode ser visto em duas diferentes escalas na Fig. 55

$$FP = \frac{\sqrt{6} \cdot \cos(\alpha)}{\pi} \cdot \frac{\overline{I_0}}{I_L} \quad (110)$$

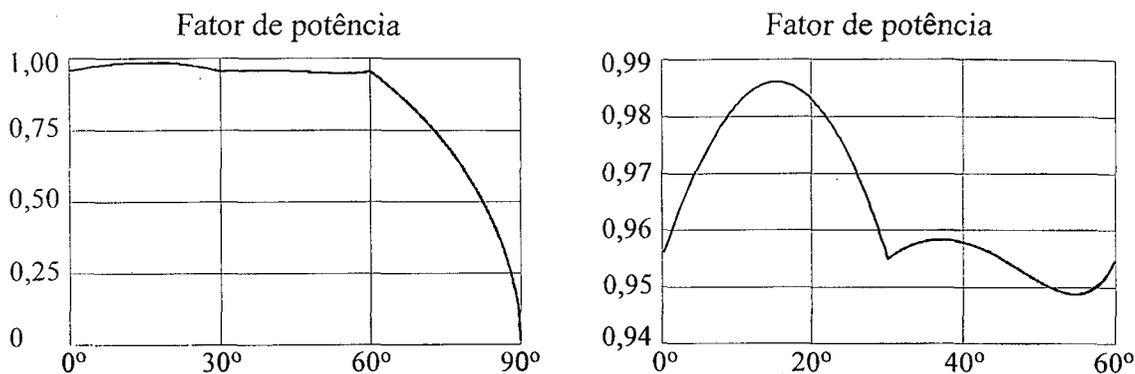


Fig. 55. Duas diferentes escalas do fator de potência FP do retificador proposto em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

A partir da Fig. 55 pode-se extrair aquela que foi considerada a mais interessante das características teóricas do retificador multinível de 6 pulsos: Seu fator de potência é extremamente elevado na faixa de maior interesse ( $FP \geq 0,95$  quando  $\alpha < 60^\circ$  ou  $V_{pu} > 0,5$ ).

Assim como na Fig. 54, na Fig. 55 existem os mesmos três intervalos nos quais a evolução do FP é diferente. O valor máximo teórico do FP é de  $FP \cong 0,986$  e ocorre para o mesmo ângulo de disparo onde a THD é mínima ( $\alpha \cong 15,3^\circ$ ).

Devido à estratégia de modulação adotada, o fator de deslocamento FD é unitário para qualquer ângulo de disparo  $\alpha$ .

## 4.6. Análise das correntes dos indutores

### 4.6.1. Formas de onda

A Fig. 56 mostra as formas de onda de tensão e de corrente dos indutores de balanceamento  $L_1$  e  $L_2$ , e define o parâmetro  $K$ .

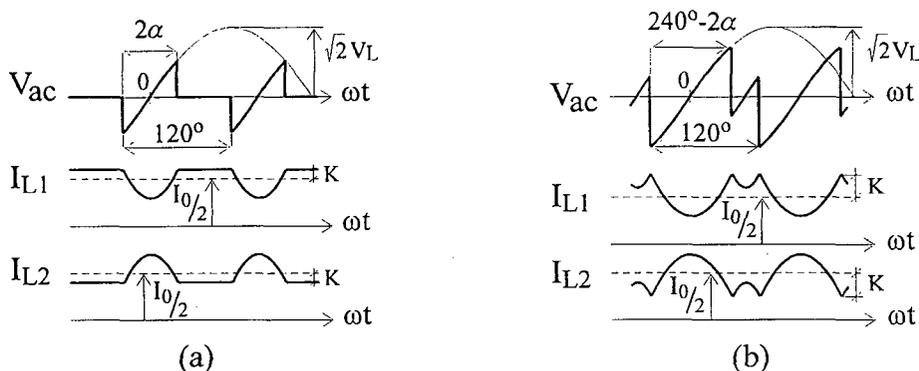


Fig. 56. Tensão e corrente dos indutores  $L_1$  e  $L_2$  para  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$  (a) e  $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  (b).

Note-se que a ondulação das correntes dos indutores surge devido às diferenças instantâneas dos valores das tensões de saída das pontes P1 e P2 ( $V_{ac}$ ), e que existem duas diferentes situações, dependendo do ângulo de disparo  $\alpha$ .

Note-se, adicionalmente, que toda a análise relativa às correntes dos indutores é realizada supondo-se que  $I_0 = \bar{I}_0 = \text{constante}$ , que  $L_1 = L_2 = L$ , e que existe um perfeito equilíbrio entre as correntes dos indutores, isto é, cada indutor conduz metade da corrente de carga. Maiores detalhes são dados no item A5.3 do anexo 5.

#### 4.6.1.1. Análise para $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

Se  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$  e  $-\alpha \leq \omega t \leq \alpha$  então a corrente no indutor  $L_1$  é dada por (111).

$$i_{L1}(t) = \int_{-\alpha/\omega}^t \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2L} \cdot \text{sen}(\omega\tau) \cdot d\tau = \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot \omega \cdot L} \cdot [\cos(\alpha) - \cos(\omega t)] + \frac{\bar{I}_0}{2} + K \quad (111)$$

Uma vez que se supõe um perfeito equilíbrio entre as correntes dos indutores, o parâmetro  $K$  deve ser calculado de forma que o valor médio de  $i_{L1}(t)$  seja igual à metade da corrente de saída, de acordo com (112):

$$\frac{1}{T} \int_0^T i_{L1}(t) dt = \frac{\bar{I}_0}{2} \quad (112)$$

Resolvendo-se (112) chega-se a (113):

$$K = \frac{3}{\pi} \cdot \int_0^\alpha \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot \omega \cdot L} \cdot [\cos(\omega t) - \cos(\alpha)] \cdot d\omega t = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot L} \cdot [\text{sen}(\alpha) - \alpha \cdot \cos(\alpha)] \quad (113)$$

O valor eficaz da corrente do indutor  $L_1$  é dado por (114).

$$I_{L1} = \sqrt{\frac{3}{4\pi^2} \left( \frac{V_L}{\omega \cdot L} \right)^2 \left[ 2\alpha\pi - 3\alpha^2 - 3 + \left( 6\alpha - \frac{3\pi}{2} \right) \text{sen}(2\alpha) + \left( 3 - 3\alpha^2 + \alpha\pi \right) \cos(2\alpha) \right] + \left( \frac{\bar{I}_0}{2} \right)^2} \quad (114)$$

Analogamente, se  $-\alpha \leq \omega t \leq \alpha$  então a corrente no indutor  $L_2$  é dada por (115).

$$i_{L2}(t) = \int_{-\alpha/\omega}^t \frac{-\sqrt{2} \cdot V_L}{2L} \cdot \text{sen}(\omega\tau) \cdot d\tau = \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot \omega \cdot L} \cdot [\cos(\omega t) - \cos(\alpha)] + \frac{\bar{I}_0}{2} - K \quad (115)$$

O valor eficaz da corrente do indutor  $L_2$  é igual ao da corrente do indutor  $L_1$ , de acordo com (116).

$$I_{L1} = I_{L2} \quad (116)$$

#### 4.6.1.2. Análise para $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

Procedendo-se de forma análoga àquela apresentada no item anterior (item 4.6.1.1) conclui-se que para ângulos de disparo  $\alpha$  compreendidos entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$  o valor de  $K$  é dado por (117) e o valor eficaz das correntes dos indutores é dado por (118).

$$K = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot \omega \cdot L} \left\{ \int_0^{120-\alpha} [\cos(\omega t) - \cos(\alpha - 120)] \cdot d\omega t + \int_0^{\alpha-60} [\cos(\omega t) - \cos(\alpha - 60)] \cdot d\omega t \right\} \quad (117)$$

$$= \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot L} \cdot \left[ \left( 1 - \frac{\pi\sqrt{3}}{6} \right) \text{sen}(\alpha) + \left( \frac{\pi}{2} - \alpha \right) \cdot \cos(\alpha) \right]$$

$$I_{L1} = I_{L2} = \sqrt{\frac{1}{8\pi^2} \left( \frac{V_L}{\omega L} \right)^2 \cdot \left[ \begin{aligned} &18\alpha\pi + 6\pi\sqrt{3} - 18 - 18\alpha^2 - 2\pi^2 + \\ &+ (18\alpha\pi + 3\pi\sqrt{3} + 18 - 18\alpha^2 - 4\pi^2) \cos(2\alpha) + \\ &+ (36\alpha - 18\pi) \text{sen}(2\alpha) \end{aligned} \right] + \left( \frac{\bar{I}_0}{2} \right)^2} \quad (118)$$

#### 4.6.2. Estabelecimento de condições para condução contínua

Por definição, a condução dos indutores de balanceamento será contínua se suas correntes forem sempre maiores que zero, ou seja, se os valores mínimos das correntes dos indutores forem maiores que zero.

Devido às características particulares do retificador proposto, o estudo da condução contínua precisa ser feito em duas etapas, apresentadas a seguir.

#### 4.6.2.1. Análise para $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

A partir da Fig. 56(a) conclui-se que para haver condução contínua é necessário e suficiente satisfazer simultaneamente (119) e (120).

$$i_{L1}(t)_{\min} = i_{L1}(0) = \frac{\bar{I}_0}{2} + K + \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot \omega \cdot L} (\cos \alpha - 1) > 0 \quad (119)$$

$$i_{L2}(t)_{\min} = i_{L2}(60^\circ) = \frac{\bar{I}_0}{2} - K > 0 \quad (120)$$

Substituindo-se (113) em (119) e (120) conclui-se que para a condução dos indutores de balanceamento ser contínua quando  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$  basta satisfazer (121) e (122).

$$\frac{\bar{I}_0 \cdot \omega \cdot L}{V_L} > \sqrt{2} + \left( \frac{3\sqrt{2} \cdot \alpha}{\pi} - \sqrt{2} \right) \cos \alpha - \frac{3\sqrt{2} \cdot \sin \alpha}{\pi} \quad (121)$$

$$\frac{\bar{I}_0 \cdot \omega \cdot L}{V_L} > \frac{3\sqrt{2}}{\pi} (\sin \alpha - \alpha \cdot \cos \alpha) \quad (122)$$

Comparando-se (121) e (122) conclui-se que para ângulos de disparo  $\alpha$  entre zero e aproximadamente  $45,5^\circ$  basta satisfazer (121) e que para  $\alpha$  maior que aproximadamente  $45,5^\circ$  e menor que  $60^\circ$  basta satisfazer (122).

#### 4.6.2.2. Análise para $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

A partir da Fig. 56(b) conclui-se que para haver condução contínua é necessário e suficiente satisfazer simultaneamente (123) e (124).

$$i_{L1}(t)_{\min} = i_{L1}(0) = \frac{\bar{I}_0}{2} + K + \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot \omega \cdot L} [\cos(120^\circ - \alpha) - 1] > 0 \quad (123)$$

$$i_{L2}(t)_{\min} = i_{L2}(120^\circ - \alpha) = \frac{\bar{I}_0}{2} - K > 0 \quad (124)$$

Substituindo-se (117) em (123) e em (124) conclui-se que para a condução dos indutores de balanceamento ser contínua quando  $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  basta satisfazer (125) e (126).

$$\frac{\bar{I}_0 \cdot \omega \cdot L}{V_L} > \sqrt{2} + \left( \frac{3\sqrt{2} \cdot \alpha}{\pi} - \sqrt{2} \right) \cos \alpha - \frac{3\sqrt{2} \cdot \text{sen } \alpha}{\pi} \quad (125)$$

$$\frac{\bar{I}_0 \cdot \omega \cdot L}{V_L} > \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \left[ \left( 1 - \frac{\pi\sqrt{3}}{6} \right) \text{sen } \alpha + \left( \frac{\pi}{2} - \alpha \right) \cos \alpha \right] \quad (126)$$

Comparando-se (125) e (126) conclui-se que, com muita boa aproximação, para ângulos de disparo  $\alpha$  entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$  basta satisfazer (126). Existe, na verdade, uma pequena região próxima de  $\alpha = 80^\circ$  onde a expressão (125) torna-se levemente maior que a (126), mas o erro é tão pequeno que pode ser desprezado.

Note-se, finalmente, que (125) é idêntica a (121).

#### 4.6.3. Análise gráfica

As inequações (121), (122), (125) e (126) sugerem a definição abaixo apresentada de “valor normalizado das indutâncias  $L_n$ ”, e estão graficamente representadas na Fig. 57.

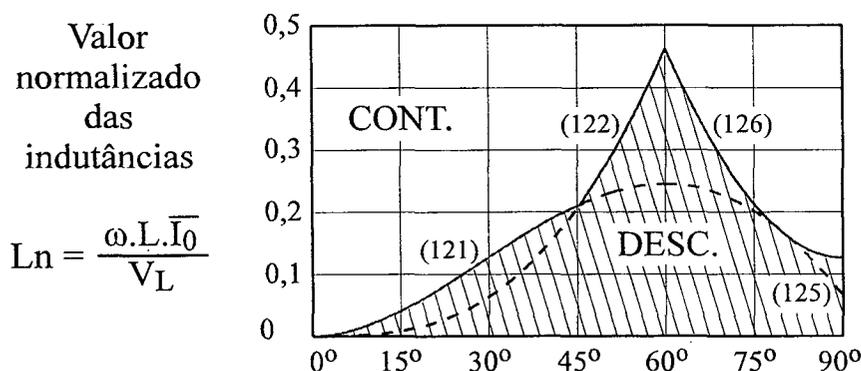


Fig. 57. Valor normalizado das indutâncias dos indutores de balanceamento que levam à condução descontínua em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

Analisando-se a Fig. 57 conclui-se que o caso mais desfavorável à condução contínua ocorre quando  $\alpha = 60^\circ$ . Para este ângulo de disparo, o valor normalizado das

indutâncias dos indutores de balanceamento que levam à condução descontínua é de aproximadamente 0,46. Seja, portanto, a indutância crítica  $L_{cr}$  definida de acordo com (127).

$$L_{cr} \cong 0,4624 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} \quad (127)$$

#### 4.7. Análise do equilíbrio entre as correntes dos indutores

De acordo com o item 3.2 deste trabalho, um dos objetivos básicos da estratégia de modulação dos retificadores multinível é fazer com que a corrente média em todas as chaves seja a mesma, pois com isto as características e provavelmente também o custo do retificador são otimizados.

Se os ângulos de disparo de todas as chaves das pontes P1 e P2 (Fig. 45) forem iguais e se as resistências e as indutâncias das chaves, da fiação e dos indutores de balanceamento forem iguais, então o retificador proposto é constituído por duas pontes absolutamente iguais com ângulos de disparo absolutamente simétricos e, por simetria, pode-se afirmar que as correntes médias de saída de cada ponte serão iguais. Neste caso, haverá um perfeito equilíbrio entre as correntes das pontes P1 e P2, e as correntes médias de todas as doze chaves serão também iguais.

Na prática, no entanto, isto não ocorre. Pequenas variações nas grandezas acima citadas causam desequilíbrios indesejados, fazendo com que a tendência de equilíbrio sugerida em [8] tenha sido confirmada neste trabalho apenas a nível teórico.

O principal objetivo desta análise é fazer hipóteses simplificadoras de forma a encontrar equações que quantifiquem este desequilíbrio de corrente e possibilitem a elaboração de um modelo que, por sua vez, será utilizado no sistema de controle a ser apresentado no capítulo 5 deste trabalho. Adicionalmente, este estudo visa auxiliar o projetista a definir, p. ex., a precisão com que devem ser gerados os pulsos de gatilho, a máxima diferença permitida entre as resistências das chaves, o tempo necessário para se atingir regime permanente, etc..

O circuito da Fig. 58 possibilita este cálculo, pois inclui as influências de cada um dos ângulos de disparo e de todas as resistências internas de todas as chaves.

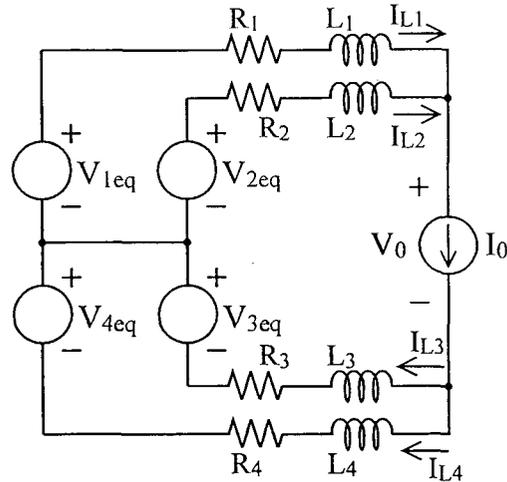


Fig. 58. Circuito equivalente completo do retificador proposto.

Como neste estudo o interesse é exclusivamente nos valores médios das correntes dos indutores, é possível utilizar valores médios em cada um dos componentes do circuito da Fig. 58.

Como cada fonte de tensão do circuito da Fig. 58 representa um bloco de três chaves do retificador proposto [(T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>), (T<sub>4</sub>, T<sub>5</sub>, T<sub>6</sub>), (S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub>) e (S<sub>4</sub>, S<sub>5</sub>, S<sub>6</sub>) na Fig. 45], pode-se demonstrar que o valor médio de, p. ex., V<sub>1eq</sub> é dado por (128).

$$\overline{V_{1eq}} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{1eq}(t) dt = \frac{3\sqrt{2} \cdot V_L}{2\pi} \cdot \frac{\cos(\alpha_{T1}) + \cos(\alpha_{T2}) + \cos(\alpha_{T3})}{3} \quad (128)$$

Onde  $\alpha_{T1}$  é o ângulo de disparo de T<sub>1</sub>,  $\alpha_{T2}$  é o ângulo de disparo de T<sub>2</sub>, etc..

As resistências R<sub>1</sub> - R<sub>4</sub> do circuito da Fig. 58 devem levar em conta as resistências das chaves, da fiação e do indutor correspondente, e, de alguma forma, o tempo que cada uma fica, de fato, ligada à carga. Considerando-se que os tempos (os ângulos de disparo) e as tensões são aproximadamente iguais uns aos outros pode-se demonstrar que R<sub>1</sub> é dado por (129).

$$R_1 \cong \frac{R_{T1} + R_{T2} + R_{T3}}{3} + R_{L1} \quad (129)$$

Onde R<sub>T1</sub> é a resistência interna de T<sub>1</sub> somada à resistência da fiação correspondente, R<sub>T2</sub> é a resistência interna de T<sub>2</sub> somada à resistência da fiação

correspondente, etc., e  $R_{L1}$  é a resistência interna do indutor  $L_1$  somada à resistência da fiação correspondente.

Os valores médios das fontes de tensão  $V_{2eq}$ ,  $V_{3eq}$ ,  $V_{4eq}$ ; e as resistências  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$  podem ser calculados analogamente.

Conhecidos os valores dos componentes do circuito da Fig. 58 pode-se, então, escrever suas equações características, de acordo com (130) e (131).

$$\overline{V_{1eq}}(t) - R_1 \cdot \overline{I_{L1}}(t) - L_1 \frac{d\overline{I_{L1}}(t)}{dt} = \overline{V_{2eq}}(t) - R_2 \cdot \overline{I_{L2}}(t) - L_2 \frac{d\overline{I_{L2}}(t)}{dt} \quad (130)$$

$$\overline{I_{L1}}(t) + \overline{I_{L2}}(t) = \overline{I_0}(t) \quad (131)$$

Manipulando-se algebricamente as equações (130) e (131) acima chega-se à equação (132).

$$(R_1 + R_2) \cdot \overline{I_{L1}}(t) + (L_1 + L_2) \frac{d\overline{I_{L1}}(t)}{dt} = \overline{V_{1eq}}(t) - \overline{V_{2eq}}(t) + L_2 \frac{d\overline{I_0}(t)}{dt} + R_2 \cdot \overline{I_0}(t) \quad (132)$$

Deve-se primeiramente observar que os termos barrados de (130), (131) e (132) representam a forma como os *valores médios* da tensão ou da corrente evoluem no tempo, ao longo de muitos períodos da rede.

Interpretando-se, então, a equação (132) chega-se a duas importantes conclusões:

1ª) Quando a corrente de carga é aproximadamente constante e, portanto, sua derivada é nula, a evolução do valor médio de  $I_{L1}$  se dá com a constante de tempo  $\tau_{1,2}$  apresentada em (133).

$$\tau_{1,2} = \frac{L_1 + L_2}{R_1 + R_2} \quad (133)$$

Analogamente, pode-se demonstrar que a evolução do valor médio de  $I_{L2}$  se dá com a mesma constante de tempo da equação (133) e que para as correntes  $I_{L3}$  e  $I_{L4}$  a evolução dar-se-á com a constante de tempo  $\tau_{3,4}$  apresentada em (134).

$$\tau_{3,4} = \frac{L_3 + L_4}{R_3 + R_4} \quad (134)$$

2ª) Sabe-se que quando qualquer circuito entra em regime permanente, então, por definição, os valores médios das tensões e das correntes são constantes. Por esta razão, os termos de (132) que contém derivadas se anulam quando o circuito da Fig. 58 entra em regime permanente. A partir disto pode-se escrever a equação (135) e, analogamente, as equações (136) a (138).

$$\overline{I_{L1}} = \frac{\overline{V_{1eq}} - \overline{V_{2eq}} + R_2 \cdot \overline{I_0}}{R_1 + R_2} \quad (135)$$

$$\overline{I_{L2}} = \frac{\overline{V_{2eq}} - \overline{V_{1eq}} + R_1 \cdot \overline{I_0}}{R_1 + R_2} \quad (136)$$

$$\overline{I_{L3}} = \frac{\overline{V_{3eq}} - \overline{V_{4eq}} + R_4 \cdot \overline{I_0}}{R_3 + R_4} \quad (137)$$

$$\overline{I_{L4}} = \frac{\overline{V_{4eq}} - \overline{V_{3eq}} + R_3 \cdot \overline{I_0}}{R_3 + R_4} \quad (138)$$

As equações (133) a (138) descrevem, portanto, o comportamento dinâmico e de regime permanente das correntes dos indutores do retificador multinível de 6 pulsos proposto.

A fim de confirmar as análises acima apresentadas, o circuito completo do retificador proposto (Fig. 45) foi várias vezes simulado (item A2.2 do anexo 2). Alguns dos resultados obtidos são apresentados na Fig. 59.

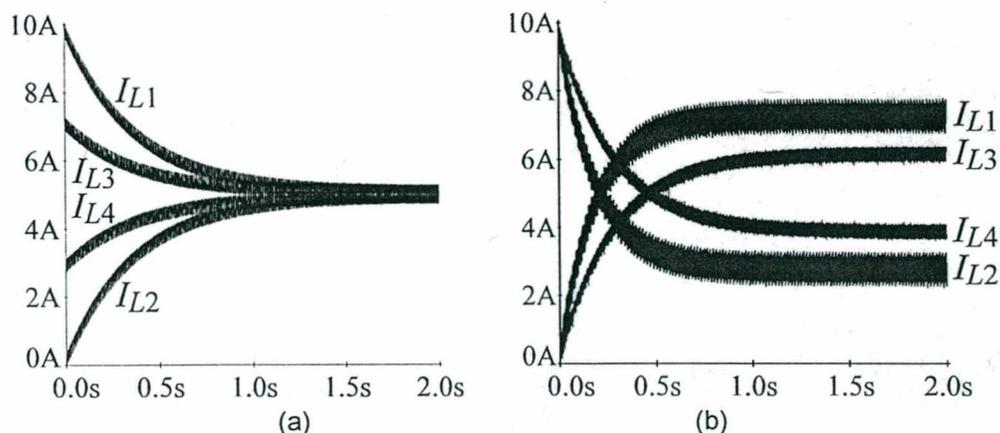


Fig. 59. Resultados de simulação do retificador da Fig. 45.  
(a) Circuito equilibrado. (b) Circuito não equilibrado.

Os resultados apresentados na Fig. 59(a) mostram que em um circuito equilibrado as correntes dos indutores convergem para valores iguais mesmo quando as condições iniciais são desfavoráveis, confirmando uma tendência teórica de equilíbrio [8]. Por outro lado, a Fig. 59(b) mostra resultados de simulação onde dois indutores, um ângulo de disparo ( $\alpha_{T1}$ ) e a resistência interna de uma das chaves ( $R_{T6}$ ) foram feitos propositalmente diferentes, de forma a desbalancear o circuito. A partir da Fig. 59(b) conclui-se que o circuito tem apenas duas diferentes constantes de tempo, mas que todas as quatro correntes assumem valores diferentes, confirmando a análise teórica realizada.

Os valores utilizados na simulação da Fig. 59(b) são  $V_L = 155V$ ;  $\alpha_{T1} = 58,3^\circ$ ;  $\alpha_{T2} = \alpha_{T3} = \dots = \alpha_{T6} = \alpha_{S1} = \alpha_{S2} = \dots = \alpha_{S6} = 64,8^\circ$ ;  $R_{L1} = R_{L2} = R_{L3} = R_{L4} = 0$ ;  $L_1 = L_2 = 0,15H$ ;  $L_3 = L_4 = 0,3H$ ;  $R_{T1} = R_{T2} = \dots = R_{T5} = R_{S1} = R_{S2} = \dots = R_{S6} = 0,8\Omega$ ;  $R_{T6} = 2,3\Omega$ ;  $I_0 = 10A = cte$ .

Com tais valores as equações (128), (129) e suas análogas resultam  $\overline{V_{1eq}} = 48V$ ;  $R_1 = R_2 = R_3 = 0,8\Omega$ ;  $R_4 = 1,3\Omega$ ;  $\overline{V_{2eq}} = \overline{V_{3eq}} = \overline{V_{4eq}} = 44,6V$ .

A tabela III mostra os resultados obtidos a partir de medidas realizadas diretamente a partir da simulação da Fig. 59(b) e os obtidos a partir da aplicação dos valores acima nas equações (133) a (138).

Tabela III - Resultados teóricos e de simulação referentes à Fig. 59(b).

|           | $\overline{I_{L1}}$ | $\overline{I_{L2}}$ | $\overline{I_{L3}}$ | $\overline{I_{L4}}$ | $\tau_{1,2}$ | $\tau_{3,4}$ |
|-----------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|--------------|--------------|
| simulação | 7.19A               | 2.81A               | 6.14A               | 3.86A               | 173ms        | 276ms        |
| teoria    | 7.17A               | 2.83A               | 6.19A               | 3.81A               | 187ms        | 286ms        |

A tabela III mostra ótima concordância entre os valores teóricos e os simulados, confirmando a teoria desenvolvida e, especificamente, as equações (128) a (138).

As equações (135) a (138) permitem que se estude a estabilidade das correntes médias dos indutores com relação às variações das grandezas que as compõe. Assim, p. ex., a sensibilidade do valor médio da corrente do indutor  $L_1$  em relação a variações do ângulo de disparo  $\alpha_{T1}$  e da resistência interna  $R_{T1}$  da chave  $T_1$  são dados, respectivamente, por (139) e (140).

$$\frac{\partial \overline{I_{L1}}}{\partial \alpha_{T1}} = -\frac{\sqrt{2} V_L \sin(\alpha_{T1})}{2\pi(R_1 + R_2)} \quad (139)$$

$$\frac{\partial \overline{I_{L1}}}{\partial R_{T1}} = -\frac{\overline{I_{L1}}}{3(R_1 + R_2)} \quad (140)$$

Substituindo-se em (139) e (140) alguns valores típicos ( $V_L = 220V$ ;  $\sin \alpha_{T1} = 0,5$ ;  $\overline{I_{L1}} = 5A$  e  $R_1 + R_2 = 0,1\Omega$ ) conclui-se que o valor médio da corrente do indutor  $L_1$  pode variar a taxas de 248A/rad ou 4,3A/grau, ou 16,5A/ $\Omega$ . Isto significa que se, p. ex., a imprecisão do ângulo de disparo  $\alpha_{T1}$  da chave  $T_1$  for de  $1^\circ$  (ou seja; de 46,3 $\mu s$ ), então a imprecisão da corrente média do indutor  $L_1$  será de 4,3A. Analogamente, se a imprecisão da resistência interna  $R_{T1}$  da chave  $T_1$  for de apenas 100m $\Omega$ , a imprecisão da corrente média do indutor  $L_1$  será de 1,65A.

Note-se que as diferenças entre as resistências internas de vários SCRs de um mesmo tipo podem ser bastante pequenas se eles estiverem todos sobre o mesmo dissipador de calor e se eles forem todos do mesmo lote, mas, ao contrário, as diferenças entre as resistências internas de SCRs e de GTOs de mesmos valores nominais de tensão e de corrente podem ser consideravelmente grandes. Note-se, adicionalmente, que os comandos das chaves do retificador proposto usam como referência as passagens por zero das senóides das tensões da rede, e que ruídos e distorções da própria rede causam erros tipicamente maiores do que  $1^\circ$  na detecção destes zeros.

Mesmo que complexos circuitos digitais que incluam PLLs (*phase locked loops*) sejam utilizados para garantir o sincronismo e minimizar o erro de detecção dos zeros das senóides da rede, ainda resta o problema das diferenças das resistências internas das chaves.

As considerações acima sugerem que dificilmente os valores médios das correntes dos indutores de balanceamento manter-se-ão estáveis nos valores desejados, e que a utilização de sistemas de controle destas correntes parece bastante conveniente, senão obrigatória.

## 4.8 Análise comparativa

Uma análise comparativa completa entre qualquer dos retificadores apresentados no capítulo 2 deste trabalho com o retificador multinível de 6 pulsos ora proposto pode ser feita comparando-se as equações correspondentes de cada um deles (apresentadas anteriormente) e/ou as figuras 13 a 20 com as figuras 50 a 55.

A ponte totalmente controlada de 6 pulsos do item 2.3.1 e o retificador de 12 pulsos com transformador de entrada do item 2.4 foram, no entanto, escolhidos para uma comparação mais detalhada, pois foram considerados os mais significativos dos retificadores analisados no capítulo 2 deste trabalho. Assim, os gráficos abaixo apresentados incluem as grandezas destes dois retificadores e também as do retificador proposto.

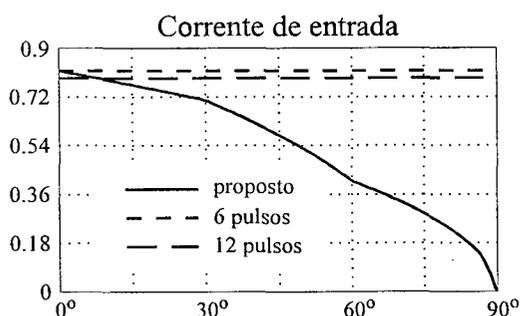


Fig. 60. Valor eficaz norm. da corrente de entrada em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

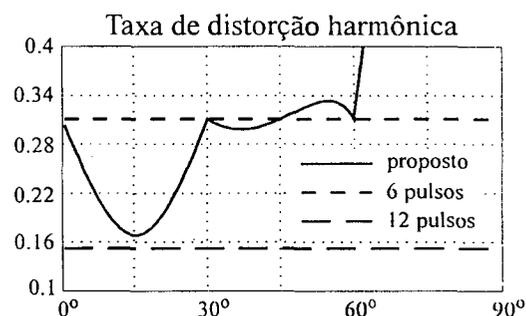


Fig. 61. THD da corrente de entrada em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

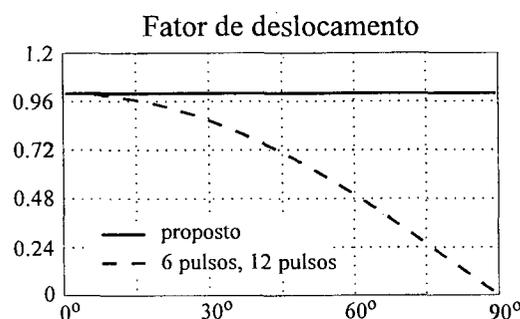


Fig. 62. Fator de deslocamento em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

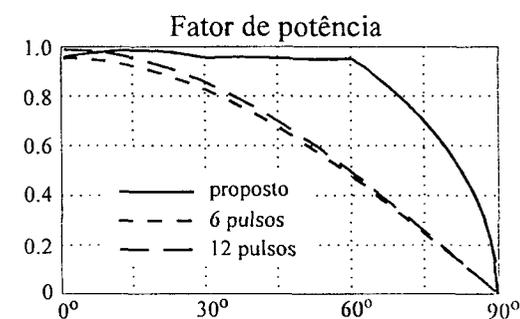


Fig. 63. Fator de potência em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

A Fig. 60 apresenta a relação entre o valor eficaz da corrente de linha e a corrente de carga, de acordo com (82). A Fig. 61 apresenta a taxa de distorção harmônica THD da

corrente de entrada. A Fig. 62 apresenta o fator de deslocamento FD e a Fig. 63 o fator de potência FP. Todos os gráficos apresentam-se como funções do ângulo de disparo  $\alpha$ .

A Fig. 60 mostra que a corrente de linha do retificador proposto é menor que a do de 6 pulsos em toda a faixa de operação e menor que a do de 12 pulsos em praticamente toda a faixa de operação.

A Fig. 61 mostra que a THD do retificador proposto é equivalente a do de 6 pulsos, mas a THD do tradicional retificador de 12 pulsos é menor que a do proposto.

A Fig. 62 mostra que o FD do retificador proposto é a maior em toda a faixa de operação.

A Fig. 63 mostra que o FP do retificador proposto é maior que o do de 6 pulsos em toda a faixa de operação e maior que o do de 12 pulsos em praticamente toda a faixa de operação.

A partir da análise acima conclui-se que o retificador proposto tem características muito superiores às do retificador de 6 pulsos e que seu FP é maior que o do tradicional retificador de 12 pulsos. A THD da corrente de entrada do tradicional retificador de 12 pulsos é, no entanto, menor que a do retificador proposto.

Para finalizar esta análise comparativa, algumas considerações finais podem ser feitas.

Ao contrário do tradicional retificador de 12 pulsos, o retificador proposto não usa transformador de entrada. Por esta razão, o retificador proposto tem menores volume, peso e custo que o outro.

Ao contrário do retificador PWM tipo Buck com modulação em alta frequência, o retificador proposto utiliza modulação em baixa frequência e, por esta razão, apresenta menores perdas e menores problemas em operar nas altas potências.

Com relação aos retificadores PWM tipo Buck com modulação em baixa frequência, o retificador proposto apresenta igual FD, mas maior FP e menor THD da corrente de entrada, tendo, portanto, melhores características globais.

## 4.9 Conclusão

Neste capítulo, os conceitos gerais desenvolvidos no capítulo 3 deste trabalho foram aplicados ao retificador multinível de 6 pulsos com o objetivo de estabelecer seu princípio de funcionamento e uma estratégia de modulação adequada. Mostrou-se que o novo retificador é capaz de operar em dois quadrantes com fator de deslocamento unitário em toda a faixa de operação, gerando multiníveis de corrente na linha.

O retificador proposto foi, então, analisado e simulado. Equações e gráficos característicos da tensão de saída, da corrente de entrada e dos fatores de desempenho foram apresentados.

Mostrou-se que o retificador proposto tem elevado fator de potência e injeta baixo conteúdo harmônico na corrente de linha, apresentando um desempenho global muito superior ao da ponte trifásica totalmente controlada de 6 pulsos. Mostrou-se também que o retificador proposto opera com modulação em baixa frequência, o que o torna adequado para as médias e altas potências, e não usa transformador de entrada, o que é um fator importante na diminuição de seu custo

As condições para a condução contínua dos indutores de balanceamento foram estabelecidas e as equações que descrevem os comportamentos dinâmico e de regime permanente das correntes destes indutores foram apresentadas. Mostrou-se que estas correntes sofrem grandes variações quando variam os ângulos de disparo ou as resistências internas das chaves.

Finalmente, pode-se concluir que, devido ao excelente desempenho global apresentado, o retificador proposto parece estar bem cotado para ser utilizado comercial e industrialmente, justificando mais uma vez a importância da pesquisa realizada.

## CAPÍTULO 5

### Retificador multinível de 6 pulsos - considerações práticas

#### 5.1. Introdução

A análise teórica do retificador multinível de 6 pulsos foi realizada no capítulo 4 deste trabalho a partir das seguintes hipóteses:

- 1) Os valores médios das correntes dos indutores de balanceamento são iguais.
- 2) A corrente de entrada tem patamares constantes (sem ondulação) e transições instantâneas.

Os resultados obtidos são de extrema importância, pois dão uma ótima visão global do retificador proposto, mas são válidos apenas para esta situação ideal, sendo, portanto, incompletos.

Na prática, os indutores de balanceamento não terão indutâncias infinitas e a ondulação de suas correntes influenciará o funcionamento do retificador. Por esta razão, em condições normais de funcionamento, os valores medidos do FP ou da THD da corrente de entrada poderão ser diferentes daqueles apresentados no capítulo 4. E os valores médios das correntes dos quatro indutores quase que certamente não serão iguais, a não ser que algum tipo de sistema de controle seja utilizado.

Finalmente, os aspectos relativos à comutação não foram sequer mencionados no capítulo 4. No entanto, sabe-se que os principais problemas práticos relativos aos conversores estáticos surgem em geral justamente nas comutações de suas chaves. E que, principalmente nas potências elevadas, pode ser recomendável o uso de circuitos de ajuda à comutação.

Os objetivos deste capítulo são justamente os de complementar as análises do capítulo 4.

Inicialmente, é realizado um estudo detalhado dos processos envolvidos na comutação dos semicondutores do retificador multinível de 6 pulsos. A seguir, a ondulação das correntes dos indutores de balanceamento é considerada no cálculo dos

diversos parâmetros de desempenho e mostra-se como utilizar os resultados obtidos como uma ferramenta auxiliar no dimensionamento dos indutores. Finalmente, técnicas de controle são aplicadas de forma a garantir o desejado equilíbrio entre as correntes dos quatro indutores de balanceamento e também de forma a regular a tensão de saída.

## **5.2. Estudo da comutação**

### **5.2.1. Introdução**

O estudo da comutação dos semicondutores do retificador multinível de 6 pulsos deve ser dividido em dois estudos diferentes, pois o retificador proposto é composto por duas pontes P1 e P2, cujos semicondutores têm diferentes tipos de comutação.

A ponte P2 é um retificador a tiristores. O estudo da comutação de tiristores e de seus efeitos em retificadores têm sido amplamente estudados ao longo da história da EP [3, 6]. Por esta razão, tais efeitos são apresentados neste trabalho apenas de forma muito resumida.

Por outro lado, não foram encontradas referências relativas aos processos de comutação de retificadores como a ponte P1 e, por esta razão, tais processos são analisados em detalhes a seguir.

### **5.2.2. Comutação da ponte P2**

Nos retificadores a tiristores, como é o caso da ponte P2, existem problemas associados tanto à entrada em condução quanto ao bloqueio das chaves.

Nos bloqueios, os principais problemas estão associados à corrente de recuperação reversa dos tiristores, que gera perdas, picos de corrente e, principalmente, picos de tensão. Nas entradas em condução, os principais problemas são as perdas, que embora sejam menores que as dos bloqueios, são ainda elevadas.

Picos de corrente, de tensão e de potência perdida surgem, portanto, a cada comutação.

Tais picos podem não apenas exceder os limites permitidos pelos tiristores como também causar problemas de interferência eletro-magnética e de estresse dos mesmos.

Os picos de tensão são normalmente controlados com a ligação de circuitos RC série (*snubbers*), ligados em paralelo com cada tiristor [30, 31].

Os picos de corrente e de potência costumam ser controlados apenas nos retificadores de maior potência, com a utilização de indutores ligados em série com a linha ou com cada tiristor. Tais indutores podem causar mudanças importantes nas características do retificador, influenciando o funcionamento do retificador multinível de 6 pulsos como um todo. Por esta razão, tais mudanças são rapidamente revistas a seguir.

O circuito da ponte P2 com os indutores de comutação  $L_p$  e  $L_c$ , e suas formas de onda características são apresentados na Fig. 64 (item A2.3 do anexo 2).

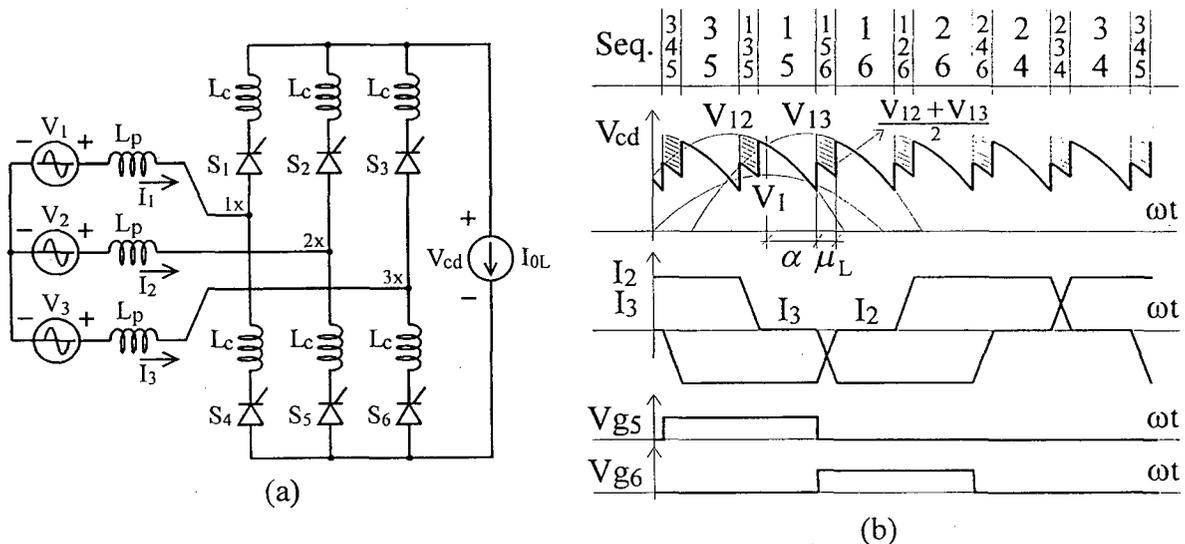


Fig. 64. (a) Ponte P2 com os indutores de comutação  $L_p$  e  $L_c$  (b) De cima para baixo: Seqüência de funcionamento (os nos da linha "Seq." indicam quais tiristores estão conduzindo a cada instante), tensão de saída  $V_{cd}$  (as áreas hachuradas indicam o efeito da comutação), correntes de linha  $I_2$  e  $I_3$ , e tensões de gatilho dos tiristores T5 e T6.

Note-se inicialmente que a corrente de saída da ponte P2 é suposta igual a  $I_{0L}$ .

Os indutores do circuito da Fig. 64(a) forçam, a cada comutação, a condução simultânea de três tiristores por um certo período de tempo. O ângulo de comutação  $\mu_L$  correspondente a este período de tempo é dado por (141).

$$\mu_L = \text{Arc cos} \left[ \cos(\alpha) - \frac{2\omega(L_c + L_p)I_{0L}}{\sqrt{2}V_L} \right] - \alpha \quad (141)$$

O valor médio da tensão de saída  $\overline{V_{cd}}$  da ponte P2 sofre uma redução tanto maior quanto maiores forem as indutâncias do circuito, de acordo com as áreas hachuradas da Fig. 64(b) e com (142).

$$\overline{V_{cd}} = \frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \cos(\alpha) - \frac{3\omega(Lc + Lp)I_{0L}}{\pi} \quad (142)$$

O dimensionamento dos indutores de comutação  $Lc$  pode ser feito a partir da máxima derivada de corrente especificada, de acordo com (143).

$$Lc \geq \frac{\sqrt{2}V_L}{2 \left| \frac{dI}{dt} \right|_{MAX}} - Lp \quad (143)$$

Adicionalmente, os indutores de comutação  $Lc$  diminuem as distorções que o retificador impõe às tensões da rede. Note-se que, durante as comutações, duas das três tensões da rede estão “em curto” e duas das três correntes de linha estão variando rapidamente (Fig. 64b). Conseqüentemente, haverá tensões sobre as indutâncias da rede  $Lp$  e as tensões de barramento (pontos 1x, 2x e 3x na Fig. 64a) sofrerão distorções [2].

### 5.2.3. Comutação da ponte P1

#### 5.2.3.1. Considerações iniciais

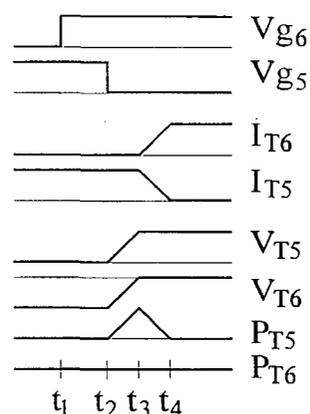
Nos retificadores a tiristores, que utilizam ângulos de disparo em atraso, as ordens de comando mais importantes são as ordens de entrada em condução. Quando um tiristor entra em condução, ele automaticamente bloqueia um outro que estava conduzindo. Na ponte P1, que utiliza ângulos de disparo em avanço, as ordens de comando mais importantes são as ordens de bloqueio. Quando um IGBT bloqueia, ele permite que outro entre em condução.

Quando uma chave da ponte P1 bloqueia, ela força a rápida diminuição da corrente da linha correspondente. As indutâncias da rede, no entanto, reagem a esta variação de corrente gerando picos de tensão que podem, inclusive, ser destrutivos.

Adicionalmente, as comutações da ponte P1 também podem causar problemas de interferência eletro-magnética e de estresse das chaves.

A Fig. 65 mostra como evoluem as grandezas de interesse durante uma comutação.

Fig. 65. Comutação da ponte P1. De cima para baixo: Tensões de comando das chaves T<sub>6</sub> e T<sub>5</sub>, correntes das chaves T<sub>6</sub> e T<sub>5</sub>, tensões sobre as chaves T<sub>5</sub> e T<sub>6</sub> e potências instantâneas dissipadas pelas chaves T<sub>5</sub> e T<sub>6</sub>.



A partir da Fig. 65 nota-se que quando  $t = t_1$ , a tensão de comando  $V_{g6}$  da chave T<sub>6</sub> sobe e, por esta razão, a chave é habilitada. No entanto, nada mais acontece. A comutação inicia realmente em  $t = t_2$ , quando a tensão de comando  $V_{g5}$  da chave T<sub>5</sub> se anula e a ordem de bloqueio é dada. O período de tempo  $\Delta t = t_2 - t_1$  é apenas um tempo de segurança, análogo ao “tempo morto” de inversores de tensão. A partir de  $t_2$ , a chave T<sub>5</sub> começa a se bloquear. Sua resistência interna aumenta e sua tensão também aumenta ( $t_2 \leq t \leq t_3$ ). Como conseqüência, a tensão sobre a chave T<sub>6</sub>, que era negativa, começa a se aproximar de zero. A chave T<sub>6</sub> só começa a entrar em condução em  $t = t_3$ , quando sua tensão torna-se nula (na verdade, levemente positiva). Só então ocorre a comutação da corrente da chave T<sub>5</sub> para a chave T<sub>6</sub>, pois neste período de tempo a corrente da segunda aumenta e a da primeira diminui ( $t_3 \leq t \leq t_4$ ). Em  $t = t_4$  a corrente da chave T<sub>6</sub> atinge seu valor de regime e a comutação termina. Note-se que a potência instantânea  $P_{S5}$  dissipada pela chave T<sub>5</sub> durante seu bloqueio ( $t_2 \leq t \leq t_4$ ) é extremamente elevada, o que caracteriza uma comutação dissipativa e traz os já citados problemas de interferência eletro-magnética e estresse dos componentes. Por outro lado, a potência instantânea  $P_{S6}$  dissipada pela chave T<sub>6</sub> durante sua entrada em condução ( $t_2 \leq t \leq t_4$ ) é praticamente nula.

A partir da análise acima conclui-se que a potência da chave que está sendo bloqueada é elevada durante a comutação porque sua tensão aumenta antes que sua corrente diminua, porque esta corrente não tem outro caminho por onde passar. E a partir desta constatação surge a idéia de ligar capacitores em paralelo com cada chave, de modo a criar um caminho alternativo para a passagem da corrente durante a comutação.

### 5.2.3.2. Os capacitores de comutação

A Fig. 66 mostra a ponte P1 com os capacitores de comutação.

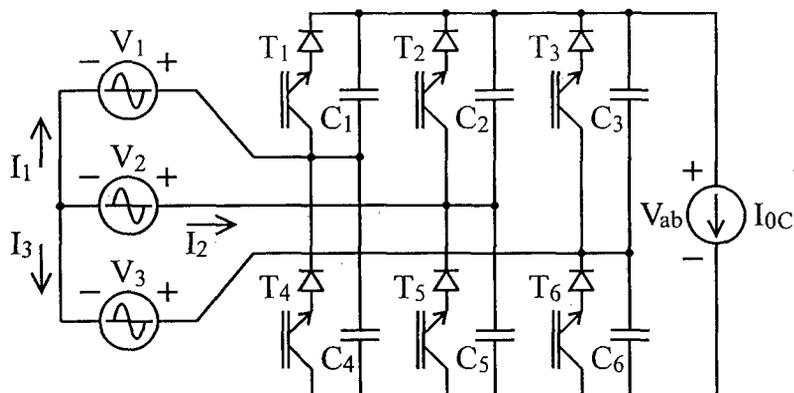


Fig. 66. Ponte P1 com capacitores de comutação.

O circuito da Fig. 66 inclui 6 capacitores  $C_1 - C_6$  que auxiliam o processo de comutação dos IGBTs  $T_1 - T_6$ . A Fig. 67 apresenta as etapas de condução que caracterizam uma comutação e dá uma boa idéia de como os capacitores atuam

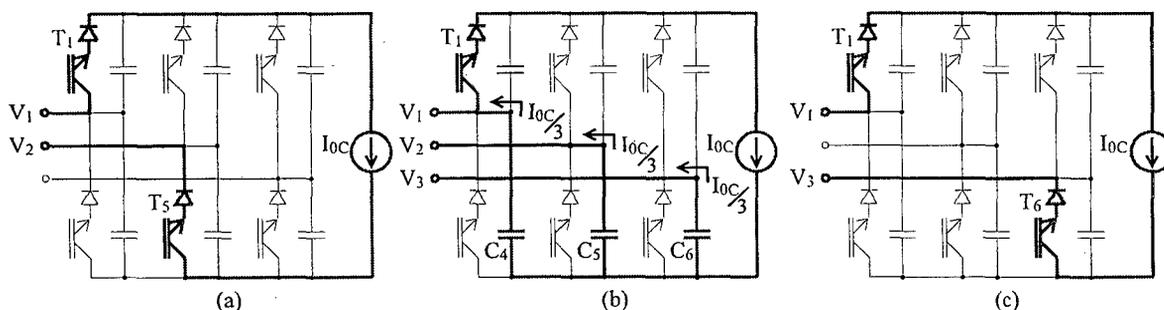
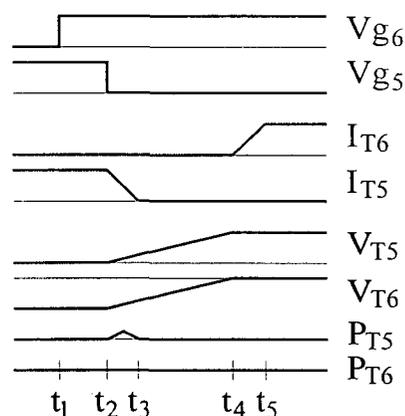


Fig. 67. Análise passo a passo de uma comutação da ponte P1.

Supondo inicialmente que as chaves  $T_1$  e  $T_5$  estavam conduzindo (Fig. 67a), e que  $T_6$  já está habilitada, a comutação inicia quando  $T_5$  é desligada. A comutação ocorre com corrente nula nas três chaves do bloco inferior ( $T_4$ ,  $T_5$  e  $T_6$ ). A corrente de carga divide-se proporcionalmente entre os capacitores  $C_4$ ,  $C_5$  e  $C_6$ . Como, na prática, tais capacitores são de igual capacitância ( $C_c$ ), a corrente de carga divide-se igualmente entre eles (Fig. 67b). Nesta etapa, as correntes das fases 2 e 3 ( $I_2$  e  $I_3$ ) valem  $-I_{0C}/3$  e a corrente da fase 1 ( $I_1$ ) vale  $2I_{0C}/3$ . Quando a tensão no capacitor  $C_6$  se anula,  $T_6$  entra em condução e a comutação termina (Fig 67c).

Um diagrama de tempos análogo ao apresentado na Fig. 65, mas referente à comutação mostrada na Fig. 67, é mostrado na Fig. 68.

Fig. 68. Comutação da ponte P1 com capacitores de comutação. De cima para baixo: Tensões de comando das chaves T6 e T5, correntes das chaves T6 e T5, tensões sobre as chaves T5 e T6 e potências instantâneas dissipadas pelas chaves T5 e T6.



A Fig. 68 mostra que os capacitores de comutação retardam o tempo de subida da tensão da chave T5 ( $t_2 \leq t \leq t_4$ ) e facilitam o seu bloqueio ( $t_2 \leq t \leq t_3$ ). A partir da Fig. 68 conclui-se que as perdas na entrada em condução da chave T5 são bem menores do que aquelas da Fig. 65, o que caracteriza uma comutação “suave” e minimiza consideravelmente os referidos problemas relativos às comutações. Note-se, adicionalmente, que tais perdas podem ser reduzidas tanto quanto se deseje, em função dos valores escolhidos para os capacitores de comutação.

O dimensionamento dos capacitores de comutação  $C_c$  pode, portanto, ser feito a partir da máxima derivada de tensão especificada, de acordo com (144).

$$C_c \geq \frac{I_{0C}}{3 \left| \frac{dV}{dt} \right|_{MAX}} \quad (144)$$

As principais conclusões deste estudo são que quando os capacitores de comutação não são utilizados, os bloqueios das chaves da ponte P1 são dissipativos (comutações “duras”) e as entradas em condução são não dissipativas (“suaves”). E quando os capacitores de comutação são utilizados, nenhuma das comutações é dissipativa.

No entanto, assim como os indutores de comutação  $L_c$  alteram o funcionamento da ponte P2, também os capacitores de comutação  $C_c$  causam mudanças no funcionamento da ponte P1. A Fig. 69 mostra como ficam as grandezas de interesse da Ponte P1 quando os capacitores de comutação  $C_c$  são utilizados (item A2.4 do anexo 2).

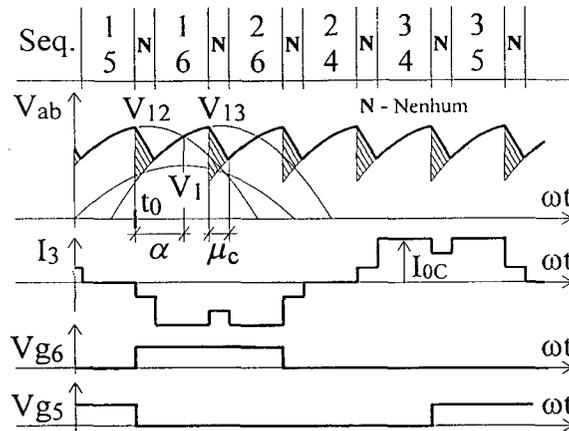


Fig. 69. Formas de onda características do retificador da Fig. 66. De cima para baixo: Seqüência de funcionamento (os nos da linha "Seq." indicam os IGBTs que estão conduzindo a cada instante), tensão de saída  $V_{ab}$  (a área hachurada indica o efeito da comutação), corrente de linha  $I_3$ , e tensões de gatilho dos IGBTs T6 e T5.

Note-se, inicialmente, que o ângulo de comutação  $\mu_c$  mostrado na Fig. 69 corresponde ao período de tempo  $t_2 \leq t \leq t_4$  da Fig. 68.

Comparando-se as Figs. 46 e 69, e observando-se especificamente que as áreas hachuradas da Fig. 69 não existem na Fig. 46, conclui-se que a utilização de capacitores de comutação causa um aumento do valor médio da tensão de saída da ponte P1. As deduções correspondentes ao equacionamento da ponte P1 podem ser encontradas no anexo III. As principais equações obtidas são, no entanto, apresentadas a seguir.

O ângulo de comutação  $\mu_c$  é dado, em radianos, por (145), e o valor médio do aumento da tensão de saída  $\overline{\Delta V_{ab}}$  é dado por (146), onde  $f(\mu, \alpha)$  é dado por (147).

$$\mu_c = \frac{\sqrt{6} \omega C_c V_L}{I_{0C}} \left[ \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \mu_c\right) \right] \approx \frac{3\sqrt{2} \omega C_c V_L}{I_{0C}} \sin(\alpha) \quad (145)$$

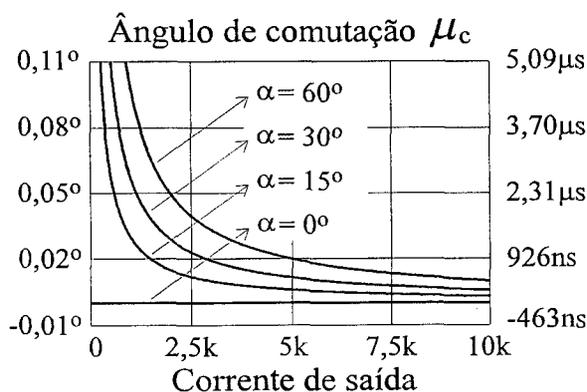
$$\overline{\Delta V_{ab}} = \frac{\sqrt{6} V_L}{\pi} f(\mu_c, \alpha) \approx \frac{3\sqrt{2}}{2} \frac{\mu_c V_L}{\pi} \sin(\alpha) \quad (146)$$

$$f(\mu, \alpha) = \left[ \frac{\mu}{2} \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{\mu}{2} \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \mu\right) + \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \mu\right) - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (147)$$

A partir de (146) conclui-se que, quando capacitores de comutação são utilizados, o valor médio da tensão de saída da ponte P1 é dado por (148).

$$\overline{V_{ab}} = \frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \cos(\alpha) + \overline{\Delta V_{ab}} \approx \frac{3\sqrt{2}V_L}{\pi} \left[ \cos(\alpha) + \frac{\mu_c}{2} \sin(\alpha) \right] \quad (148)$$

A Fig. 70 mostra o ângulo de comutação  $\mu_c$  em função da corrente normalizada de saída, para quatro diferentes ângulos de disparo  $\alpha$ . O ângulo de comutação é calculado em duas diferentes escalas: em graus e em micro segundos. No segundo caso é suposta uma frequência da rede de 60 Hz. A corrente normalizada de saída  $I_{0CN}$  é definida em (149).



$$I_{0CN} = \frac{I_{0C}}{\sqrt{6\omega CV_L}} \quad (149)$$

$$\Delta V_{abN} = \frac{\overline{\Delta V_{ab}}}{V_{0M}} \quad (150)$$

Fig. 70. Ângulo de comutação da ponte P1 em função da corrente normalizada de saída.

A partir da Fig. 70 conclui-se que o ângulo de comutação  $\mu_c$  da ponte P1 é nulo para qualquer corrente de carga quando  $\alpha = 0^\circ$  e tanto maior quanto maior for o ângulo de disparo  $\alpha$  ou menor for a corrente de carga  $I_{0C}$ .

As Figs. 71 e 72 mostram o aumento normalizado da tensão de saída  $\Delta V_{abN}$  em função da corrente normalizada de saída  $I_{0CN}$  e do ângulo de comutação  $\mu_c$ . O aumento normalizado da tensão de saída  $\Delta V_{abN}$  é definido em (150):

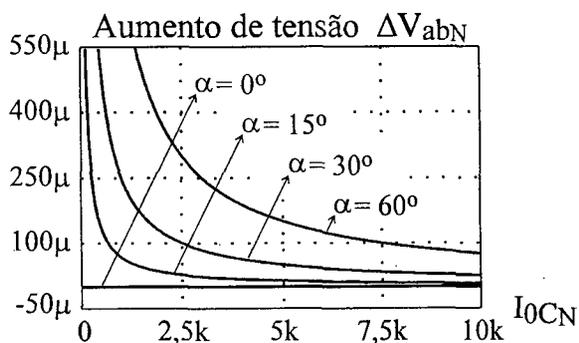


Fig. 71. Aumento normalizado da tensão de saída da ponte P1 em função da corrente normalizada de saída.

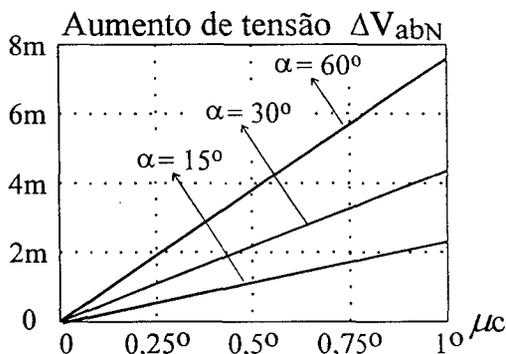


Fig. 72. Aumento normalizado da tensão de saída da ponte P1 em função do ângulo de comutação.

A partir das Figs. 71 e 72 conclui-se que o aumento da tensão de saída  $\overline{\Delta V_{ab}}$  aumenta com a diminuição da corrente de carga  $I_{0C}$  e com o aumento do ângulo de disparo  $\alpha$ , mas que é bastante reduzida na faixa usual de operação (menor que 1% para  $\alpha \leq 60^\circ$  e  $\mu c \leq 1^\circ$ ). A partir da Fig. 72 conclui-se também que a aproximação de (146) é bastante razoável, pois as curvas do gráfico são aproximadamente retas. Uma análise mais detalhada de (145) e de (146) mostra que a equação aproximada para o cálculo do ângulo de comutação  $\mu c$  tem um erro menor que 1% para  $I_{0CN} > 100$ , e que a equação aproximada para o cálculo do aumento da tensão de saída  $\overline{\Delta V_{ab}}$  tem um erro menor que 0,01% para  $I_{0CN} > 40$ , quando  $\alpha \leq 60^\circ$ .

Ainda que os capacitores de comutação  $C_c$  sejam normalmente projetados para gerar pequenos ângulos de comutação  $\mu c$ , a equação (145) é válida para qualquer valor de  $\mu c$ , inclusive para ângulos maiores que o período da rede dividido por 6. No entanto, vale ressaltar que para estes grandes ângulos ( $\mu c > 60^\circ$ ), o processo de comutação, o funcionamento do conversor como um todo e até mesmo a equação (146) serão diferentes dos aqui apresentados.

Os cálculos relativos às Figs. 70 a 72, bem como aqueles referentes aos erros das equações aproximadas são apresentados no item A4.2 do anexo 4.

### 5.2.3.3. Os picos de tensão na rede e os capacitores de desacoplamento

A Fig. 73(a) mostra a ponte P1, a rede com sua impedância equivalente ( $L_p$  e  $R_p$ ) e os capacitores de desacoplamento  $C_d$  ligados em triângulo.

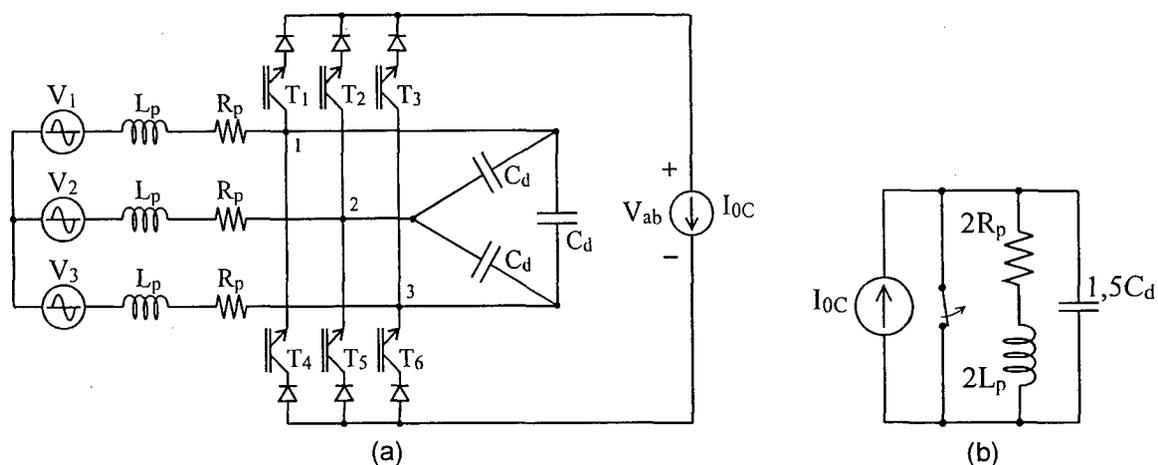


Fig. 73. (a) Ponte P1 com indutâncias e resistências da linha  $L_p$  e  $R_p$  e com capacitores de desacoplamento  $C_d$ . (b) Circuito equivalente.

A análise do circuito da Fig. 73(a) mostra que quando, p. ex., desliga-se  $T_1$  e liga-se  $T_2$ , a corrente da carga deve deixar de circular por  $V_1$  para começar a circular por  $V_2$ . Os indutores das linhas 1 e 2 atuam em série, enquanto o indutor da terceira linha não interfere na comutação, pois sua corrente permanece constante. A capacitância equivalente vista dos terminais 1 e 2 é de  $C_d$  em paralelo com  $C_d/2$ , o que resulta em  $1,5C_d$ . Supondo-se, então, que os tempos envolvidos nestas comutações são muito menores que o período da rede, de forma que as tensões da rede podem ser supostas constantes, tudo se passa como quando se abre a chave do circuito equivalente mostrado na Fig. 73(b).

O circuito RLC equivalente da Fig. 73(b) pode, teoricamente, ter uma resposta muito ou pouco amortecida, como qualquer outro circuito RLC. No entanto, no caso em questão, o mais provável é que ela seja pouco amortecida, com pólos complexos. As oscilações, então, decairão com a constante de tempo  $\tau_x$  apresentada em (151).

$$\tau_x = \frac{2L_p}{R_p} \quad (151)$$

A partir de (151) conclui-se que a constante de decaimento  $\tau_x$  não depende dos valores dos capacitores de desacoplamento  $C_d$ . Assim, nos raros casos onde  $\tau_x$  é muito grande e as oscilações permanecem por muito tempo, pode ser necessária a inclusão de pequenas resistências em série com cada um dos capacitores  $C_d$  (pois de nada adiantará aumentar ou diminuir suas capacitâncias).

Os sobrepicos das tensões de linha  $\Delta V_{Lp}$  causados pelas comutações são dados por (152).

$$\Delta V_{Lp} = I_{0C} \sqrt{\frac{2L_p}{1,5C_d}} \quad (152)$$

Considerando-se que, em geral, as resistências da rede  $R_p$  não influem muito nos sobrepicos de tensão gerados, elas não foram consideradas em (152).

O dimensionamento dos capacitores de desacoplamento  $C_d$  pode ser feito com o auxílio de (152), a partir da especificação do sobrepico máximo admitido. No entanto, como as indutâncias da rede  $L_p$  geralmente não são bem conhecidas, na prática é mais comum que (152) dê apenas um valor inicial, de referência, e que os capacitores de desacoplamento  $C_d$  sejam ajustados por experimentação.

Os capacitores de comutação  $C_c$  também têm influência direta no controle dos sobrepicos de tensão que surgem na rede devido às indutâncias da rede. A relação entre eles, no entanto, é bastante complexa e envolve a análise dos circuitos equivalentes mostrados na Fig. 74.

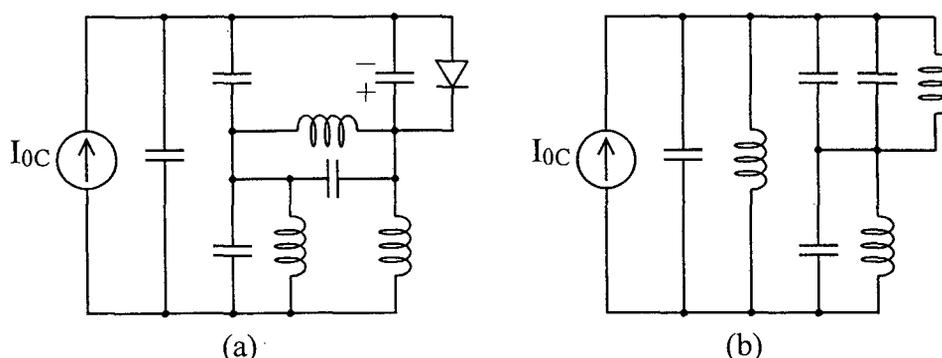


Fig. 74. Circuitos equivalentes. (a) Durante a comutação. (b) Após a comutação. Os capacitores dos circuitos valem  $C_c$  e os indutores valem, cada um,  $3L_p$ . Os sinais  $\pm$  da Fig. 74(a) indicam que o capacitor tem uma carga inicial e o diodo indica que quando a tensão do capacitor se anular, termina a etapa de operação.

A Fig. 74 mostra circuitos equivalentes similares ao mostrado na Fig. 73(b) que descrevem o comportamento da ponte P1 com indutâncias da rede  $L_p$  e com capacitores de comutação. A Fig. 74(a) mostra o circuito equivalente válido durante o período de comutação ( $t_2 \leq t \leq t_4$  na Fig. 68) e a Fig. 74(b) mostra o circuito equivalente válido após o período de comutação.

A elevada complexidade das análises dos circuitos da Fig. 74 e o pequeno benefício que estas análises trariam fizeram com que se decidisse neste trabalho não realizá-las.

Após algumas simplificações, no entanto, pode-se afirmar que, quando capacitores de comutação  $C_c$  e capacitores de desacoplamento  $C_d$  são utilizados em conjunto ou separadamente, os sobrepicos das tensões de linha  $\Delta V_{Lp}$  causados pelas comutações não ultrapassarão o valor dado por (153).

$$\Delta V_{Lp} \leq I_{0C} \sqrt{\frac{2L_p}{1,5(C_c + C_d)}} \quad (153)$$

## 5.2.4. Influência dos circuitos de ajuda à comutação

### 5.2.4.1. Introdução

Como foi visto anteriormente, a utilização de capacitores na ponte P1 e de indutores na ponte P2 altera suas tensões de saída, de acordo com (142) e (148), e suas correntes de entrada, de acordo com as Figs. 64(b) e 69.

Nos próximos itens são realizados estudos relativos a como estas variações alteram o equilíbrio entre as correntes dos indutores de balanceamento, o fator de potência, a taxa de distorção harmônica e o fator de deslocamento da conexão em paralelo das pontes P1 e P2, ou seja, do retificador multinível de 6 pulsos. Os itens A4.3 e A4.4 do anexo 4 complementam estes estudos.

De acordo com os itens 5.2.2 e 5.2.3 deste trabalho, as indutâncias da rede  $L_p$  não causam empecilhos ao funcionamento da ponte P2, mas devem ser desacopladas na ponte P1. A partir disto conclui-se que na conexão em paralelo das pontes P1 e P2, ou seja, no retificador multinível de 6 pulsos, as indutâncias da rede devem também ser desacopladas. Por esta razão, no estudo a seguir as indutâncias da rede são desconsideradas.

### 5.2.4.2. Influência das comutações no equilíbrio entre as correntes

De acordo com a análise apresentada no item 4.7 deste trabalho, os valores de regime permanente das correntes dos indutores de balanceamento dependem basicamente das tensões de saída de cada grupo de três chaves ( $V_{1eq}$ ,  $V_{2eq}$ ,  $V_{3eq}$  e  $V_{4eq}$ ) e das resistências médias de cada caminho elétrico correspondente ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  e  $R_4$ ).

Supondo-se que os ângulos de disparo de todas as chaves da ponte P1 são iguais, valendo  $\alpha_c$ , e considerando-se a influência dos capacitores de comutação nas tensões médias de saída, as tensões de saída dos grupos de três chaves da ponte P1 ( $V_{1eq}$  e  $V_{4eq}$ ) são dadas por (154), onde  $f(\mu, \alpha)$  é dado por (147).

$$\begin{aligned} \overline{V_{1eq}} = \overline{V_{4eq}} &= \frac{V_{0M} \cos(\alpha_c) + \overline{\Delta V_{ab}}}{2} \\ &= \frac{3\sqrt{2} V_L}{2\pi} \cos(\alpha_c) + \frac{\sqrt{6} V_L}{2\pi} f(\mu_c, \alpha_c) \end{aligned} \quad (154)$$

Analogamente, desprezando-se a influência das indutâncias da rede, supondo-se que os ângulos de disparo de todas as chaves da ponte P2 são iguais, valendo  $\alpha_L$ , e considerando-se a influência dos indutores de comutação nas tensões médias de saída, as tensões de saída dos grupos de três chaves da ponte P2 ( $V_{2eq}$  e  $V_{3eq}$ ) são dadas por (155).

$$\overline{V_{2eq}} = \overline{V_{3eq}} = \frac{\overline{V_{cd}}}{2} = \frac{3\sqrt{2}V_L}{4\pi} \cos(\alpha_L) - \frac{3\omega L_c I_{0L}}{2\pi} \quad (155)$$

Combinando-se as equações (145), (154) e (155) acima apresentadas com as equações (135) a (138) encontra-se um sistema de equações que permite resolver o problema do equilíbrio das correntes. Tal sistema de equações, no entanto, inclui uma equação transcendental (145) e, por esta razão, só admite solução numérica.

Para ilustrar esta solução numérica, três exemplos são apresentados a seguir. Nestes exemplos numéricos as seguintes hipóteses são feitas:

a) A frequência da rede é de  $f = 60\text{Hz}$  e o valor RMS da tensão de linha é de  $V_L = 380\text{V}$ .

b) As indutâncias e as capacitâncias de comutação  $L_c$  e  $C_c$  são calculadas de forma a limitar respectivamente os valores máximos das derivadas de corrente e de tensão, de acordo com (143) e (144). Tais derivadas são, no entanto, consideradas um tanto arbitrariamente de igual valor numérico, de acordo com (156).

$$\left| \frac{dV}{dT} \right|_{\text{MAX}} = \left| \frac{dI}{dt} \right|_{\text{MAX}} = D \quad (156)$$

Os valores de  $L_c$  e de  $C_c$  são, portanto, dados por (157).

$$\begin{cases} L_c = \frac{\sqrt{2}V_L}{2D} \approx \frac{269}{D} \\ C_c = \frac{I_{0N}}{6D} \end{cases} \quad (157)$$

Note-se que em (157)  $I_{0N}$  é o valor nominal da corrente de saída do retificador multinível de 6 pulsos e supõe-se que, na condição nominal, a corrente que circula pela

ponte PI vale  $I_{0C} = I_{0N}/2$ . Embora isto não seja necessariamente verdade, a adoção desta hipótese é perfeitamente aceitável, pois serve apenas para a escolha do valor de  $C_c$ .

c) As resistências de todos os fios do circuito são desprezadas. Isto inclui as resistências das fiações, das conexões, dos indutores de comutação  $L_c$ , dos reatores de balanceamento  $L_1 - L_4$ , etc..

d) A queda de tensão de qualquer das chaves na corrente nominal do retificador é considerada igual a 2V na condição nominal. A parcela resistiva desta queda de tensão é considerada igual a 1V. Assim, as resistências do circuito equivalente da Fig. 58 são dadas por (158), onde valem as mesmas observações feitas após (157).

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R = \frac{2}{I_{0N}} \quad (158)$$

e) Os ângulos de disparo são considerados iguais ( $\alpha_L = \alpha_C$ ).

A Fig. 75 mostra a relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes valores da corrente nominal do retificador, em função das derivadas de tensão e de corrente.

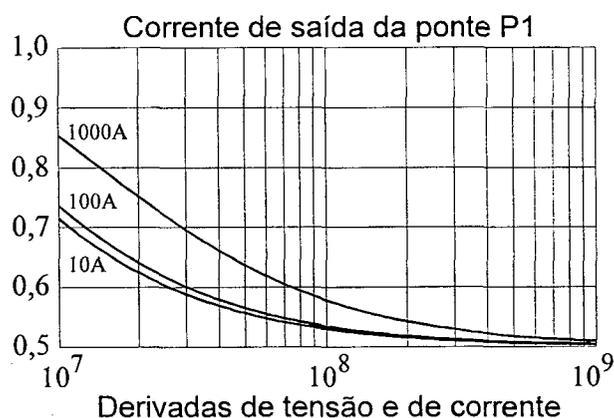


Fig. 75. Relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes valores da corrente nominal do retificador ( $I_{0N} = 10A, 100A$  e  $1000A$ ), em função das derivadas de tensão e de corrente.  $I_0 = I_{0N}$  e  $\alpha = 43,2^\circ$ .

A partir da Fig. 75 conclui-se que na condição nominal o desequilíbrio entre as correntes aumenta com o aumento da corrente nominal do retificador e com a diminuição do valor de projeto das derivadas máximas de tensão e de corrente.

A Fig. 76 mostra a relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes valores da corrente nominal do retificador, em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .

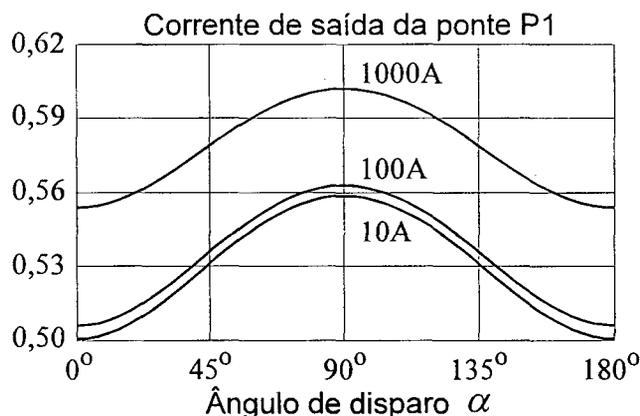


Fig. 76. Relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes valores da corrente nominal do retificador ( $I_{0N} = 10A, 100A$  e  $1000A$ ), em função do ângulo de disparo  $\alpha$ .  $I_0 = I_{0N}$  e  $D = 10^8$ .

A partir da Fig. 76 conclui-se que o desequilíbrio entre as correntes aumenta com o aumento da corrente nominal do retificador e atinge seu valor máximo para  $\alpha = 90^\circ$ , justamente quando a potência manejada pelo retificador é mínima. As funções apresentadas na Fig. 76 são muito aproximadamente proporcionais a  $-\cos(2\alpha)$ . Este resultado confirma as simplificações apresentadas em (145) e (146), pois se elas forem combinadas surgirá o termo “ $\sin^2(\alpha)$ ”, que, como se sabe, é igual a  $[1/2 - \cos(2\alpha)/2]$ .

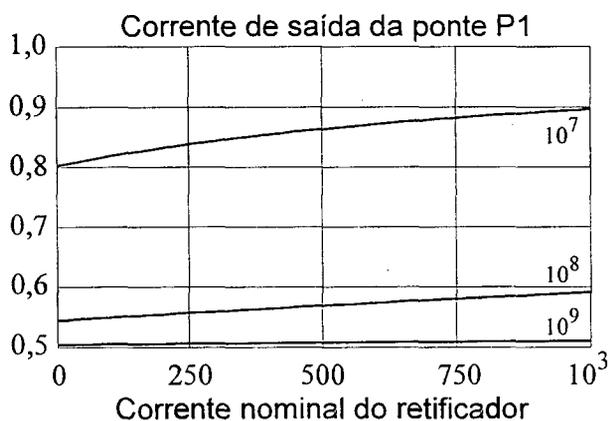


Fig. 77. Relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes valores de projeto das derivadas máximas de tensão e de corrente ( $D = 10^7, 10^8$  e  $10^9$ ), em função da corrente nominal  $I_{0N}$  do retificador.  $I_0 = I_{0N}$  e  $\alpha = 60^\circ$ .

A Fig. 77 mostra a relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes valores de projeto das derivadas máximas de tensão e de corrente, em função da corrente nominal  $I_{0N}$  do retificador.

A partir da Fig. 77 conclui-se que o desequilíbrio entre as correntes aumenta com o aumento da corrente nominal do retificador e com a diminuição do valor de projeto das derivadas máximas de tensão e de corrente. Esta é exatamente a mesma conclusão obtida a partir da Fig. 75.

As Figs. 78, 79 e 80 mostram a influência da corrente de saída  $I_0$  no equilíbrio entre as correntes.

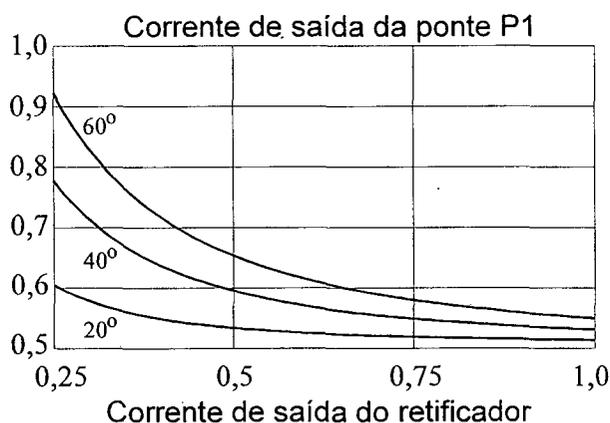


Fig. 78. Relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes ângulos de disparo ( $\alpha = 20^\circ, 40^\circ, 60^\circ$ ), em função da relação entre a corrente de saída e a corrente nominal do retificador.  $D = 10^8$  e  $I_{0N} = 100A$ .

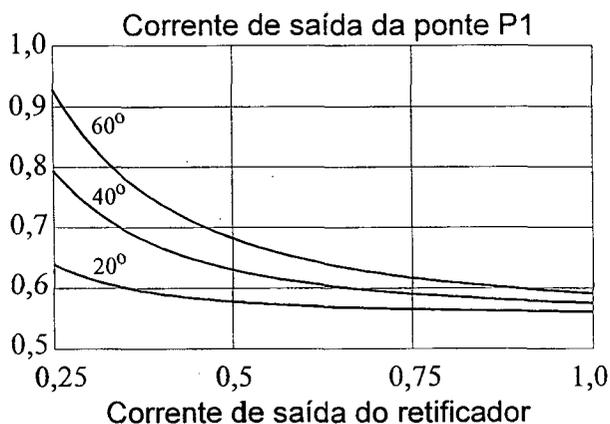


Fig. 79. Relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes ângulos de disparo ( $\alpha = 20^\circ, 40^\circ, 60^\circ$ ), em função da relação entre a corrente de saída e a corrente nominal do retificador.  $D = 10^8$  e  $I_{0N} = 1000A$ .

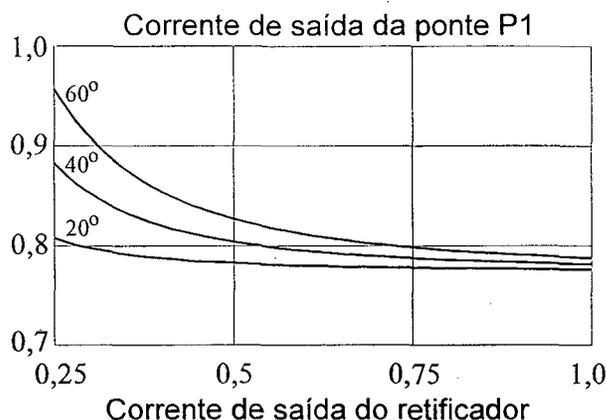


Fig. 80. Relação entre a corrente de saída da ponte P1 e a corrente de saída do retificador proposto para três diferentes ângulos de disparo ( $\alpha = 20^\circ$ ,  $40^\circ$ ,  $60^\circ$ ), em função da relação entre a corrente de saída e a corrente nominal do retificador.  $D = 10^8$  e  $I_{0N} = 10.000A$ .

A conclusão geral deste estudo é que o problema do desequilíbrio entre as correntes das pontes P1 e P2 é tanto pior (ou seja, maior) quanto menores forem as derivadas máximas permitidas de tensão e de corrente, ou seja, quanto maiores forem os capacitores e os indutores de comutação. Tanto pior quanto maior for a corrente nominal do retificador e tanto pior quanto maiores forem as variações da corrente de saída do retificador, podendo mesmo a ponte P1 assumir toda a corrente de saída.

Por esta razão, especial atenção deve ser dada ao projeto dos elementos reativos envolvidos nas comutações, principalmente nos retificadores de grande potência.

Finalmente, os resultados apresentados neste item permitem que se conclua que a operação a laço aberto do retificador multinível de 6 pulsos pode levar a desequilíbrios inaceitáveis entre as correntes dos reatores de balanceamento, ratificando a conclusão do estudo apresentado no item 4.7 deste trabalho, de que a utilização de algum tipo de sistema de controle realimentado destas correntes é recomendável.

#### 5.2.4.3. *Influência das comutações na corrente de entrada*

As formas de onda teóricas das correntes de entrada das pontes P1 e P2 foram apresentadas, respectivamente, nas Figs. 69 e 64(b), e são repetidas na Fig. 81. A Fig. 81 apresenta também os ângulos de disparo ( $\alpha_L$  e  $\alpha_C$ ), os ângulos de comutação ( $\mu_L$  e  $\mu_C$ ) e os ângulos de defasagem entre tensões e correntes.

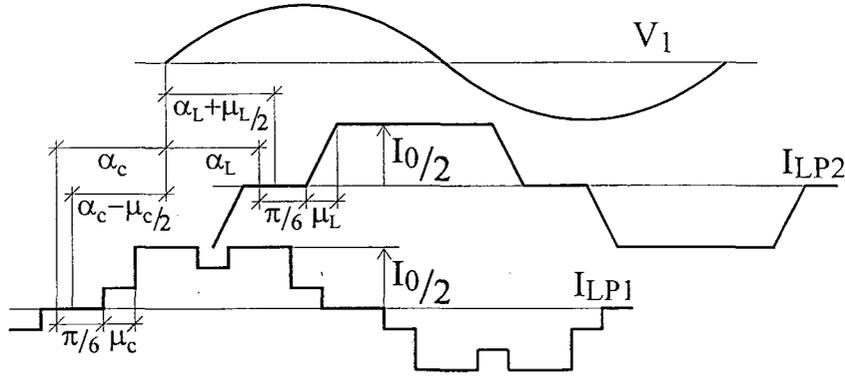


Fig. 81. Tensão de fase  $V_1$ , corrente de entrada  $I_{LP2}$  da ponte P2, corrente de entrada  $I_{LP1}$  da ponte P1 e respectivas defasagens.

A fim de simplificar a apresentação de resultados e de reduzir esta análise apenas à situação mais provável, onde sistemas de controle das correntes dos reatores estejam sendo utilizados, o estudo a seguir é realizado a partir da hipótese que há um perfeito equilíbrio entre estas correntes. Por esta razão, note-se que na Fig. 81 as pontes P1 e P2 conduzem, cada uma, exatamente a metade da corrente total de saída  $I_0$ .

A análise harmônica da corrente de entrada da ponte P2 é feita a partir da hipótese de que todos os seus trechos são linhas retas [2]. Os valores eficazes de suas componentes harmônicas  $I_{LP2(n)}$  são, então, dados por (159), (160), (161) e (162).

$$\begin{aligned}
 I_{LP2(n)} &= \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \int_0^{\pi/2} i_{LP2}(x) \operatorname{sen}(nx) dx \\
 &= \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{I_0}{2} \int_{\frac{\pi}{6} - \frac{\mu_L}{2}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{\mu_L}{2}} \left( \frac{x}{\mu_L} + \frac{1}{2} - \frac{\pi}{6\mu_L} \right) \operatorname{sen}(nx) dx + \int_{\frac{\pi}{6} + \frac{\mu_L}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{I_0}{2} \operatorname{sen}(nx) dx \\
 &= \frac{\sqrt{2}I_0}{n\pi} \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{6} + \frac{n\mu_L}{2}\right) - \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{6} - \frac{n\mu_L}{2}\right)}{n\mu_L} \\
 &= \frac{2\sqrt{2}I_0}{n^2\pi\mu_L} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\mu_L}{2}\right) \quad n = 1,5,7,11,\dots
 \end{aligned} \tag{159}$$

$$I_{LP2(1)} = \frac{I_0\sqrt{6}}{\pi\mu_L} \operatorname{sen}\left(\frac{\mu_L}{2}\right) \tag{160}$$

$$I_{LP2(5)} = \frac{I_0 \sqrt{6}}{(5)^2 \pi \mu_L} \operatorname{sen}\left(\frac{5\mu_L}{2}\right) \quad (161)$$

$$I_{LP2(7)} = \frac{I_0 \sqrt{6}}{(7)^2 \pi \mu_L} \operatorname{sen}\left(\frac{7\mu_L}{2}\right) \quad (162)$$

Analogamente, a análise harmônica da corrente de entrada da ponte P1 também foi feita a partir da hipótese de que todos os seus trechos são linhas retas. Os valores eficazes de suas componentes harmônicas  $I_{LP1(n)}$  são, então, dados por (163), (164), (165) e (166).

$$\begin{aligned} I_{LP1(n)} &= \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{I_0}{2} \left[ \int_{\frac{\pi}{6} - \frac{\mu c}{2}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{\mu c}{2}} \frac{1}{3} \operatorname{sen}(nx) dx + \int_{\frac{\pi}{6} + \frac{\mu c}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \operatorname{sen}(nx) dx - \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{\mu c}{2}} \frac{1}{3} \operatorname{sen}(nx) dx \right] \\ &= \frac{4}{n\pi\sqrt{2}} \frac{I_0}{2} \left[ \frac{2}{3} \cos\left(\frac{n\pi}{6} + \frac{n\mu c}{2}\right) + \frac{1}{3} \cos\left(\frac{n\pi}{6} - \frac{n\mu c}{2}\right) - \frac{1}{3} \cos\left(\frac{n\pi}{2} - \frac{n\mu c}{2}\right) \right] \\ &= \frac{4}{n\pi\sqrt{2}} \frac{I_0}{2} \left\{ \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cos\left(\frac{n\mu c}{2}\right) - \frac{1}{3} \operatorname{sen}\left(\frac{n\mu c}{2}\right) \left[ \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{6}\right) + \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \right\} \quad (163) \end{aligned}$$

$$n = 1, 5, 7, 11, \dots$$

$$I_{LP1(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_0}{2} \operatorname{sen}\left(\frac{\mu c}{2} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (164)$$

$$I_{LP1(5)} = \frac{2\sqrt{2}}{5\pi} \frac{I_0}{2} \operatorname{sen}\left(\frac{5\mu c}{2} + \frac{\pi}{3}\right) \quad (165)$$

$$I_{LP1(7)} = \frac{2\sqrt{2}}{7\pi} \frac{I_0}{2} \operatorname{sen}\left(\frac{7\mu c}{2} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (166)$$

A forma de onda da corrente de entrada, resultante da soma das duas formas de onda de corrente apresentadas na Fig. 81, é extremamente complexa e não será apresentada neste trabalho. Sua análise, no entanto, será feita com base na de suas componentes.

As equações (159) e (163) permitem a obtenção de funções que representam as correntes de entrada das pontes P2 e P1, de acordo com (167) e (168).

$$\begin{aligned} i_{LP2}(\omega t) &= \sqrt{2} \sum_n I_{LP2(n)} \operatorname{sen}(n\omega t) \\ &= \sum_n \frac{4I_0}{n^2 \pi \mu_L} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \operatorname{sen}\left(\frac{n\mu_L}{2}\right) \operatorname{sen}(n\omega t) \quad (167) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
i_{LP1}(\omega t) &= \sqrt{2} \sum_n I_{LP1(n)} \text{sen}(n\omega t) \\
&= \sum_n \frac{2I_0}{n\pi} \left\{ \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cos\left(\frac{n\mu_C}{2}\right) - \frac{1}{3} \text{sen}\left(\frac{n\mu_C}{2}\right) \left[ \text{sen}\left(\frac{n\pi}{6}\right) + \text{sen}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right] \right\} \text{sen}(n\omega t)
\end{aligned} \tag{168}$$

No cálculo da corrente de entrada total  $i_L(\omega t)$  a soma das funções apresentadas em (167) e (168) deve ser feita respeitando-se o ângulo de defasagem entre as harmônicas de mesma ordem, de acordo com (169).

$$\begin{aligned}
i_L(\omega t) &= i_{LP2}\left(\omega t - \alpha_L - \frac{\mu_L}{2}\right) + i_{LP1}\left(\omega t + \alpha_C - \frac{\mu_C}{2}\right) \\
&= \sqrt{2} \sum_n \left\{ I_{LP2(n)} \text{sen}\left[n\left(\omega t - \alpha_L - \frac{\mu_L}{2}\right)\right] + I_{LP1(n)} \text{sen}\left[n\left(\omega t + \alpha_C - \frac{\mu_C}{2}\right)\right] \right\}
\end{aligned} \tag{169}$$

Desta forma, os valores eficazes das componentes harmônicas da corrente de entrada total do retificador proposto  $I_{L(n)}$  são dados em módulo por (170).

$$I_{L(n)} = \sqrt{I_{LP1(n)}^2 + I_{LP2(n)}^2 + 2I_{LP1(n)}I_{LP2(n)} \cos\left[n\left(\alpha_L + \alpha_C + \frac{\mu_L - \mu_C}{2}\right)\right]} \tag{170}$$

A partir de (170) pode-se calcular o valor eficaz da corrente de entrada, de acordo com (171).

$$I_L = \sqrt{\sum_n I_{L(n)}^2} \quad n = 1, 5, 7, 11, \dots \tag{171}$$

#### 5.2.4.4. *Influência das comutações nos parâmetros de desempenho*

A influência das comutações nos parâmetros de desempenho do retificador proposto pode ser estudada a partir das equações (160), (164), (170) e (171) acima apresentadas.

Não foram encontradas simplificações algébricas importantes nos cálculos da THD da corrente de entrada e do FP do retificador, de forma que tais cálculos devem ser

realizados diretamente a partir de suas definições, de acordo com (6) e (7). O cálculo do FD, no entanto, pode ser realizado de acordo com:

$$FD = \frac{I_{LP1(1)} \cos\left(\alpha_L + \frac{\mu_L}{2}\right) + I_{LP2(1)} \cos\left(\alpha_C - \frac{\mu_C}{2}\right)}{I_{(n)L}}$$

Considerando-se a complexidade das equações encontradas decidiu-se mais uma vez neste trabalho apresentar os resultados obtidos em forma de gráficos.

Na elaboração dos gráficos apresentados a seguir valem as hipóteses (a) e (b) do item 5.2.4.2. deste trabalho. Para que as correntes manejadas pelas pontes P1 e P2 tenham o mesmo valor médio, no entanto, os ângulos de disparo  $\alpha_C$  e  $\alpha_L$  são calculados de forma a forçar que os valores médios das tensões de saída de cada uma das duas pontes sejam iguais. A Fig. 82 mostra dois exemplos de como evoluem os ângulos de comutação e de disparo de forma que as condições acima citadas sejam verificadas. Os cálculos correspondentes encontram-se no item A4.4 do anexo 4.

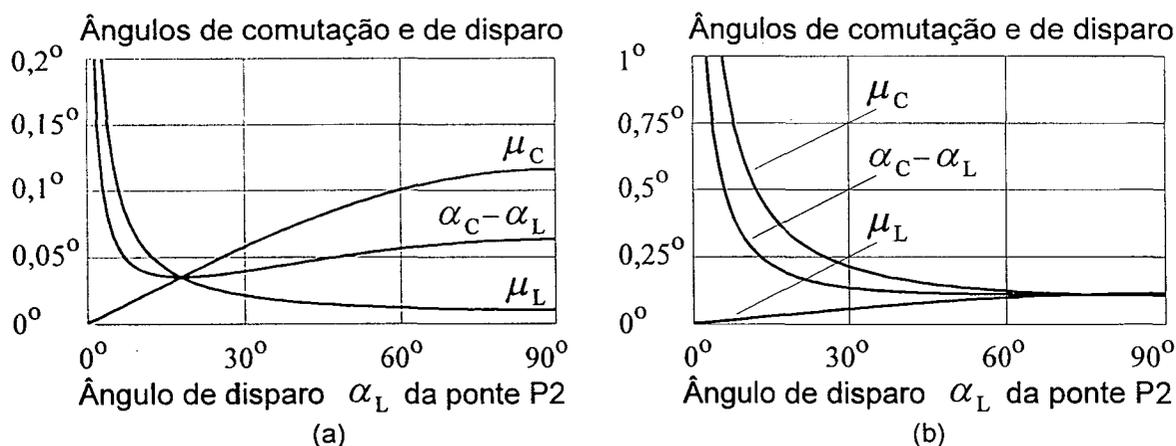


Fig. 82. Diferença entre os ângulos de disparo ( $\alpha_C - \alpha_L$ ) e ângulos de comutação ( $\mu_C$  e  $\mu_L$ ) tais que as tensões de saída das pontes P1 e P2 são iguais, em função do ângulo de disparo da ponte P2 ( $\alpha_L$ ).  $D = 10^8$ .

(a)  $I_0 = I_{0N} = 100A$ . (b)  $I_0 = I_{0N} = 1.000A$ .

Uma vez calculados os ângulos de disparo e de comutação pode-se traçar gráficos representativos dos diversos parâmetros de desempenho, de acordo com as Figs. 83, 84 e 85.

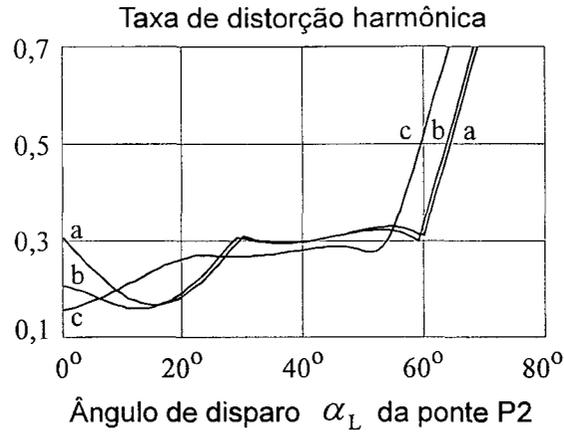


Fig. 83. Taxa de distorção harmônica da corrente de entrada do retificador proposto em função do ângulo de disparo da ponte P2 ( $\alpha_L$ ). (a)  $I_0 = I_{0N} = 10A$ ,  $D = 10^8$ . (b)  $I_0 = I_{0N} = 1.000A$ ,  $D = 10^7$ . (c)  $I_0 = I_{0N} = 100.000A$ ,  $D = 10^8$ .

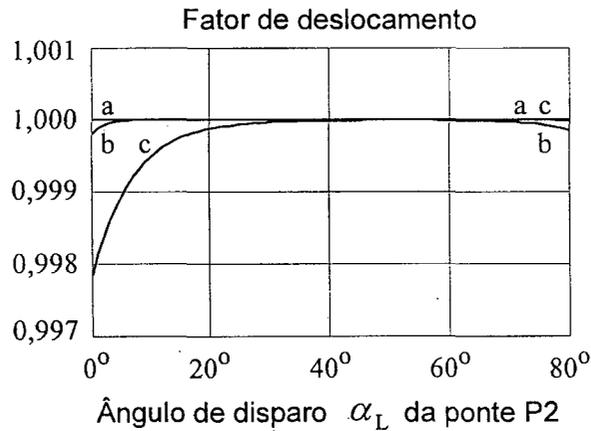


Fig. 84. Fator de deslocamento do retificador proposto em função do ângulo de disparo da ponte P2 ( $\alpha_L$ ). (a)  $I_0 = I_{0N} = 10A$ ,  $D = 10^8$ . (b)  $I_0 = I_{0N} = 1.000A$ ,  $D = 10^7$ . (c)  $I_0 = I_{0N} = 100.000A$ ,  $D = 10^8$ .

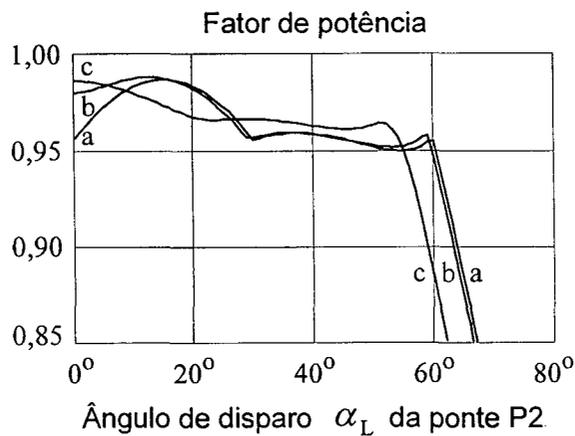


Fig. 85. Fator de potência do retificador proposto em função do ângulo de disparo da ponte P2 ( $\alpha_L$ ). (a)  $I_0 = I_{0N} = 10A$ ,  $D = 10^8$ . (b)  $I_0 = I_{0N} = 1.000A$ ,  $D = 10^7$ . (c)  $I_0 = I_{0N} = 100.000A$ ,  $D = 10^8$ .

As Figs. 83, 84 e 85 mostram, respectivamente, a THD da corrente de entrada, o FD e o FP do retificador em três diferentes situações.

Nas curvas com o índice (a), a corrente nominal do retificador é baixa e a derivada máxima adotada nos projetos dos capacitores e dos indutores de comutação pode ser considerada típica. Comparando-se as Figs. 83 e 85, respectivamente com as Figs. 54 e 55 conclui-se que os resultados obtidos considerando-se os efeitos das comutações são praticamente idênticos àqueles que não consideram tais efeitos. A partir disto conclui-se que, neste caso, os circuitos de ajuda à comutação causam variações desprezíveis nos parâmetros de desempenho considerados.

Nas curvas com o índice (b), a corrente nominal do retificador é razoável e a derivada máxima adotada nos projetos dos capacitores e dos indutores de comutação é baixa. Por esta razão, neste caso, os capacitores e indutores de comutação estão, provavelmente, superdimensionados. Ainda assim, os efeitos das comutações são relativamente pequenos. O FD permanece unitário em praticamente toda a faixa de operação e a THD diminui quando o ângulo de disparo  $\alpha_L$  da ponte P2 é menor que aproximadamente  $15^\circ$ . Por esta razão, nesta mesma faixa, o FP aumenta, ou seja, melhora.

Nas curvas com o índice (c), a corrente nominal do retificador é elevada e a derivada máxima adotada nos projetos dos capacitores e dos indutores de comutação pode, mais uma vez, ser considerada típica. O FD permanece unitário em praticamente toda a faixa de operação. A curva representativa da THD se altera, mas seus valores são equivalentes aos do caso (a) para ângulos de disparo  $\alpha_L$  da ponte P2 entre zero e aproximadamente  $55^\circ$ . Para ângulos de disparo maiores que  $55^\circ$ , no entanto, a THD piora consideravelmente. Por esta razão, o FP é equivalente enquanto  $\alpha_L < 55^\circ$ , e menor para ângulos de disparo maiores.

Com base nos resultados acima apresentados pode-se afirmar que os circuitos de ajuda à comutação do retificador multinível de 6 pulsos influenciam os parâmetros de desempenho considerados de forma relativamente inesperada. A THD da corrente de entrada e o FP podem, inclusive, melhorar. A influência aumenta nos retificadores de maior potência, mas cada caso em particular deve ser analisado.

### 5.3. Dimensionamento dos indutores de balanceamento

#### 5.3.1. Introdução

Os indutores de balanceamento representam custo, peso e volume consideráveis no retificador multinível de 6 pulsos. Por esta razão, seu dimensionamento deve proporcionar uma relação custo/benefício otimizada, o que basicamente significa utilizar o menor valor de indutância possível que ainda mantenha o retificador funcionando com a carga e os parâmetros de desempenho especificados.

O objetivo básico do estudo apresentado a seguir é, portanto, analisar a influência destes indutores no funcionamento global do retificador e simplificar o processo de dimensionamento.

Neste sentido, é realizada a análise da influência da ondulação da corrente dos indutores nas correntes de linha e nos parâmetros de desempenho e são dados alguns exemplos de dimensionamento.

Toda a teoria apresentada neste item é desenvolvida a partir das seguintes hipóteses:

- As indutâncias da rede são desprezíveis ou estão perfeitamente desacopladas.
- Os circuitos de ajuda à comutação causam influência desprezível nos parâmetros de desempenho.
- Os ângulo de disparo das pontes P1 e P2 são iguais.
- As correntes médias dos indutores de balanceamento são iguais, isto é, há um perfeito equilíbrio entre as correntes de saída das pontes P1 e P2.
- A ondulação da corrente de carga é desprezível.
- A condução dos indutores de balanceamento é contínua.
- Os indutores são lineares e estão desacoplados magneticamente.

Todo o equacionamento apresentado a seguir é desenvolvido para os indutores de balanceamento  $L_1$  e  $L_2$ . O equacionamento relativo aos indutores  $L_3$  e  $L_4$  é absolutamente análogo.

### 5.3.2. Análise da corrente de entrada

As formas de onda das correntes dos indutores de balanceamento e as condições que garantem condução contínua foram apresentadas no item 4.6 deste trabalho. A equação (127) fornece, inclusive, um primeiro valor de projeto para os indutores de balanceamento.

A corrente de entrada do retificador proposto sofre influência direta da ondulação das correntes dos indutores de balanceamento. Como, no entanto, a forma de onda da corrente de entrada depende do ângulo de disparo  $\alpha$ , a análise é diferente para cada intervalo de  $30^\circ$ , de acordo com os itens a seguir (e com o item A5.2 do anexo 5).

#### 5.3.2.1. Análise para $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$

A Fig. 86 mostra como ficam as formas de onda das correntes de entrada das pontes P1 e P2 ( $I_{LP1}$  e  $I_{LP2}$ ) e a forma de onda da corrente de entrada total do retificador proposto ( $I_L = I_{LP1} + I_{LP2}$ ), quando a ondulação das correntes dos indutores de balanceamento é considerada e quando o ângulo de disparo  $\alpha$  se encontra entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$ .

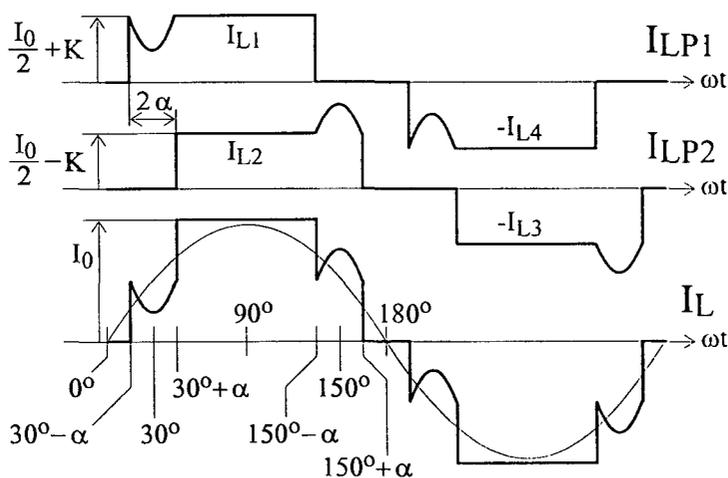


Fig. 86. Correntes de entrada das pontes P1 e P2 ( $I_{LP1}$  e  $I_{LP2}$ ) e corrente de entrada total do retificador proposto ( $I_L$ ) para  $0^\circ \leq \alpha \leq 30^\circ$ .

Analisando-se o funcionamento do retificador proposto e observando-se as Figs. 56 e 86 conclui-se que o semiciclo positivo de  $I_{LP1}$  é, na verdade, a corrente do indutor L1 ( $I_{L1}$ ). Conclui-se também que, correspondentemente, o semiciclo negativo de  $I_{LP1}$  é  $-I_{L4}$ , o semiciclo positivo de  $I_{LP2}$  é  $I_{L2}$  e o semiciclo negativo de  $I_{LP2}$  é  $-I_{L3}$ , de acordo com as indicações mostradas na Fig. 86.

O semiciclo positivo da forma de onda da corrente de entrada  $I_L$  mostrada na Fig. 86 pode ser descrito de acordo com (172). O semiciclo negativo tem equações análogas.

$$\begin{aligned}
 i_L(t) &= 0, & \text{se } 0 \leq \omega t \leq 30^\circ - \alpha \\
 &= \frac{\sqrt{2}V_L}{2\omega L} \left[ \cos \alpha - \cos(\omega t - 30^\circ) \right] + \frac{I_0}{2} + K, & \text{se } 30^\circ - \alpha < \omega t \leq 30^\circ + \alpha \\
 &= I_0, & \text{se } 30^\circ + \alpha < \omega t \leq 150^\circ - \alpha \\
 &= \frac{\sqrt{2}V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 150^\circ) - \cos \alpha \right] + \frac{I_0}{2} - K, & \text{se } 150^\circ - \alpha < \omega t \leq 150^\circ + \alpha \\
 &= 0, & \text{se } 150^\circ + \alpha < \omega t \leq 180^\circ
 \end{aligned} \quad (172)$$

### 5.3.2.2. Análise para $30^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$

A Fig. 87 mostra as formas de onda das correntes de entrada das pontes P1 e P2, bem como a forma de onda da corrente de entrada total do retificador proposto, quando o ângulo de disparo  $\alpha$  se encontra entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$ . A descrição da Fig. 87 é análoga à da Fig. 86.

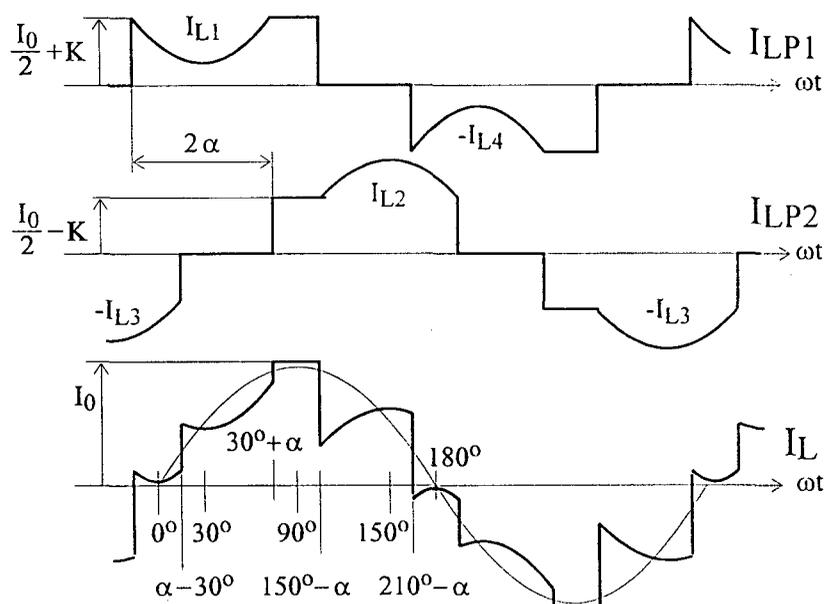


Fig. 87. Correntes de entrada das pontes P1 e P2 ( $I_{LP1}$  e  $I_{LP2}$ ) e corrente de entrada total do retificador proposto ( $I_L$ ) para  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ .

O semiciclo positivo da forma de onda da corrente de entrada  $I_L$  mostrada na Fig. 87 pode ser descrito de acordo com (173).

$$\begin{aligned}
i_L(t) &= \frac{\sqrt{2}V_L}{2\omega L} \left[ \cos\alpha - \cos(\omega t - 30^\circ) \right] + \\
&\quad + \frac{\sqrt{2}V_L}{2\omega L} \left[ \cos\alpha - \cos(\omega t + 30^\circ) \right] + 2K, \quad \text{se } 0^\circ \leq \omega t \leq \alpha - 30^\circ \\
&= \frac{\sqrt{2}V_L}{2\omega L} \left[ \cos\alpha - \cos(\omega t - 30^\circ) \right] + \frac{I_0}{2} + K, \quad \text{se } \alpha - 30^\circ < \omega t \leq 30^\circ + \alpha \\
&= I_0, \quad \text{se } 30^\circ + \alpha < \omega t \leq 150^\circ - \alpha \\
&= \frac{\sqrt{2}V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 150^\circ) - \cos\alpha \right] + \frac{I_0}{2} - K, \quad \text{se } 150^\circ - \alpha < \omega t \leq 210^\circ - \alpha \\
&= \frac{\sqrt{2}V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 150^\circ) - \cos\alpha \right] + \\
&\quad + \frac{\sqrt{2}V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 210^\circ) - \cos\alpha \right] - 2K, \quad \text{se } 210^\circ - \alpha < \omega t \leq 180^\circ
\end{aligned} \tag{173}$$

### 5.3.2.3. Análise para $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$

Analogamente aos casos anteriores, as formas de onda das correntes e a equação correspondente para  $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$  são apresentadas, respectivamente, na Fig. 88 e na equação (174).

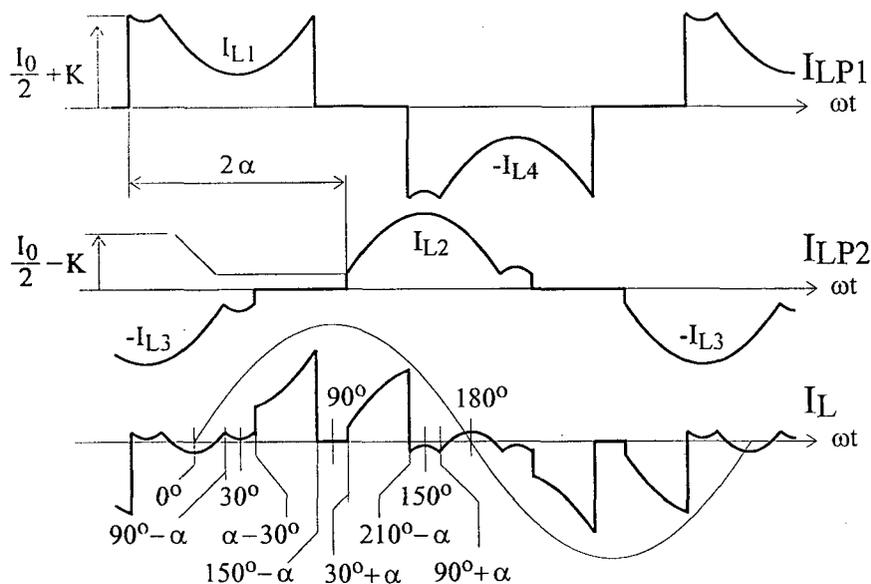


Fig. 88. Correntes de entrada das pontes P1 e P2 ( $I_{LP1}$  e  $I_{LP2}$ ) e corrente de entrada total do retificador proposto ( $I_L$ ) para  $60^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$ .

$$\begin{aligned}
i_L(t) &= \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(120^\circ - \alpha) - \cos(\omega t + 30^\circ) \right] + \\
&\quad + \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(120^\circ - \alpha) - \cos(\omega t - 30^\circ) \right] + 2K, \quad \text{se } 0^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ - \alpha \\
&= \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(120^\circ - \alpha) - \cos(\omega t - 30^\circ) \right] + \\
&\quad + \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(60^\circ - \alpha) - \cos(\omega t - 30^\circ) \right] + 2K, \quad \text{se } 90^\circ - \alpha \leq \omega t \leq \alpha - 30^\circ \\
&= \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(120^\circ - \alpha) - \cos(\omega t - 30^\circ) \right] + \frac{I_0}{2} + K, \quad \text{se } \alpha - 30^\circ < \omega t \leq 150^\circ - \alpha \\
&= 0, \quad \text{se } 150^\circ - \alpha < \omega t \leq 30^\circ + \alpha \\
&= \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 150^\circ) - \cos(120^\circ - \alpha) \right] + \frac{I_0}{2} - K, \quad \text{se } 30^\circ + \alpha < \omega t \leq 210^\circ - \alpha \\
&= \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 150^\circ) - \cos(120^\circ - \alpha) \right] + \\
&\quad + \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 150^\circ) - \cos(60^\circ - \alpha) \right] - 2K, \quad \text{se } 210^\circ - \alpha < \omega t \leq 90^\circ + \alpha \\
&= \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 150^\circ) - \cos(120^\circ - \alpha) \right] + \\
&\quad + \frac{\sqrt{2} V_L}{2\omega L} \left[ \cos(\omega t - 210^\circ) - \cos(120^\circ - \alpha) \right] - 2K, \quad \text{se } 90^\circ + \alpha < \omega t \leq 180^\circ
\end{aligned} \tag{174}$$

### 5.3.3. Influência da ondulação das correntes nos parâmetros de desempenho

#### 5.3.3.1. Introdução

As condições que fazem com que as correntes dos indutores de balanceamento sejam contínuas e as equações que, nestes casos, descrevem a corrente de entrada do retificador proposto foram apresentadas anteriormente (equações 111 a 127 e 172 a 174).

Conhecendo-se a corrente de entrada é possível calcular os diversos parâmetros de desempenho, tais como a THD da corrente de entrada, o FD e o FP.

No entanto, devido à grande complexidade das equações obtidas para a corrente de entrada (equações 172, 173 e 174), optou-se mais uma vez neste trabalho por apresentar os parâmetros de desempenho apenas como resultados gráficos, sendo que os cálculos correspondentes são apresentados no item A5.4 do anexo 5.

Convencionou-se utilizar em todos os gráficos indutores de balanceamento com valores múltiplos da indutância crítica  $L_{cr}$  e apresentar nos mesmos áreas hachuradas que indicam zonas de condução descontínua, onde não são válidas as análises realizadas.

Finalmente, é preciso observar que o tipo de carga influi nos parâmetros de desempenho. Como existem muitos tipos diferentes de carga é praticamente impossível realizar um estudo exaustivo do assunto. Por esta razão, neste trabalho optou-se por analisar o funcionamento do retificador proposto com apenas dois tipos de carga.

O primeiro (item 5.3.3.2) tenta representar uma carga variável, com forte característica indutiva, onde para qualquer tensão de saída, a corrente de carga pode variar entre zero e seu valor nominal. Para retificadores alimentando cargas deste tipo, o pior caso ocorre quase sempre na corrente nominal e, por esta razão, tais cargas são representadas por uma fonte de corrente constante, com valor igual à corrente de saída nominal.

O segundo tipo de carga analisado neste trabalho (item 5.3.3.3) é uma carga RL série fixa, que faz com que a corrente de saída atinja seu valor nominal apenas quando a tensão de saída é máxima e que, por hipótese, é suficientemente indutiva para não gerar ondulações de corrente.

### 5.3.3.2. Análise para cargas tipo fonte de corrente constante

Em todos os gráficos apresentados neste item os valores dos indutores de balanceamento estão de acordo com as equações (175) a (180) e a carga utilizada é do tipo fonte de corrente constante, de acordo com (181).

$$L_A = \frac{L_{cr}}{2} \approx 0,23 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} \quad (175)$$

$$L_B = \frac{L_{cr}}{\sqrt{2}} \approx 0,33 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} \quad (176)$$

$$L_C = L_{cr} \approx 0,46 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} \quad (177)$$

$$L_D = \sqrt{2} L_{cr} \approx 0,65 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} \quad (178)$$

$$L_E = 2 L_{cr} \approx 0,92 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} \quad (179)$$

$$L_X \approx \infty \text{ (ideal)} \quad (180)$$

$$i_0(t) = \text{constante} = I_{0N} \quad (181)$$

O valor eficaz das correntes dos indutores de balanceamento, a THD da corrente de entrada, o FD e o FP são mostrados, respectivamente, nas Figs. 89, 90, 91 e 92.

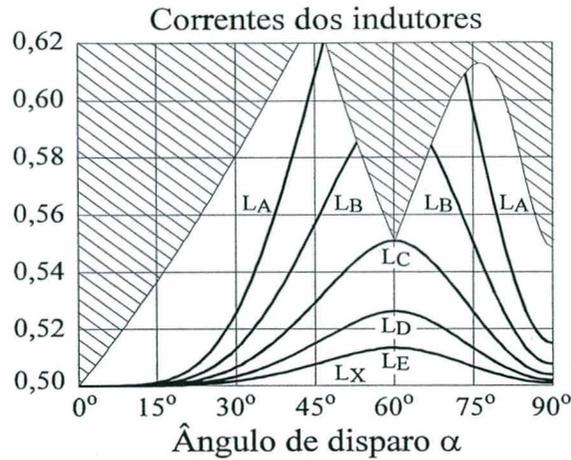


Fig. 89. Relação entre o valor eficaz das correntes dos indutores e a corrente de saída em função do ângulo de disparo e de alguns valores normalizados das indutâncias dos indutores de balanceamento. A área hachurada representa zonas de condução descontínua.

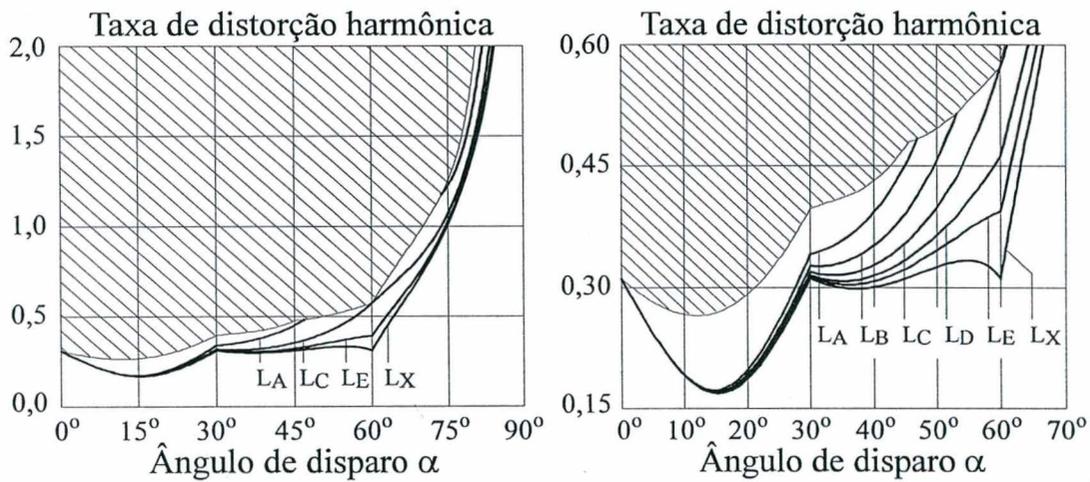


Fig. 90. Duas diferentes escalas da taxa de distorção harmônica das correntes de entrada do retificador proposto em função do ângulo de disparo e de alguns valores normalizados das indutâncias dos indutores de balanceamento. As áreas hachuradas representam zonas de condução descontínua.

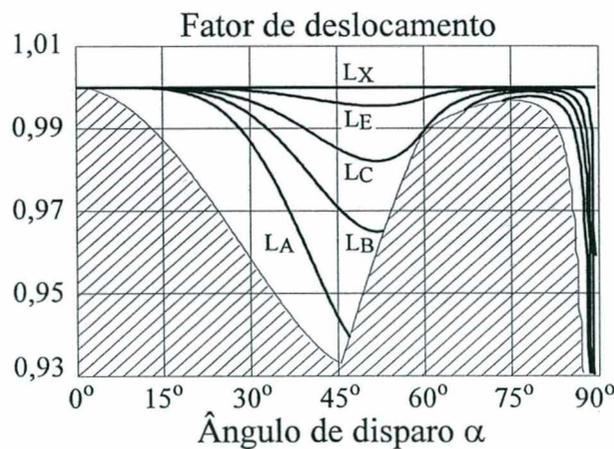


Fig. 91. Fator de deslocamento do retificador proposto em função do ângulo de disparo e de alguns valores normalizados das indutâncias dos indutores de balanceamento. A área hachurada representa zonas de condução descontínua.

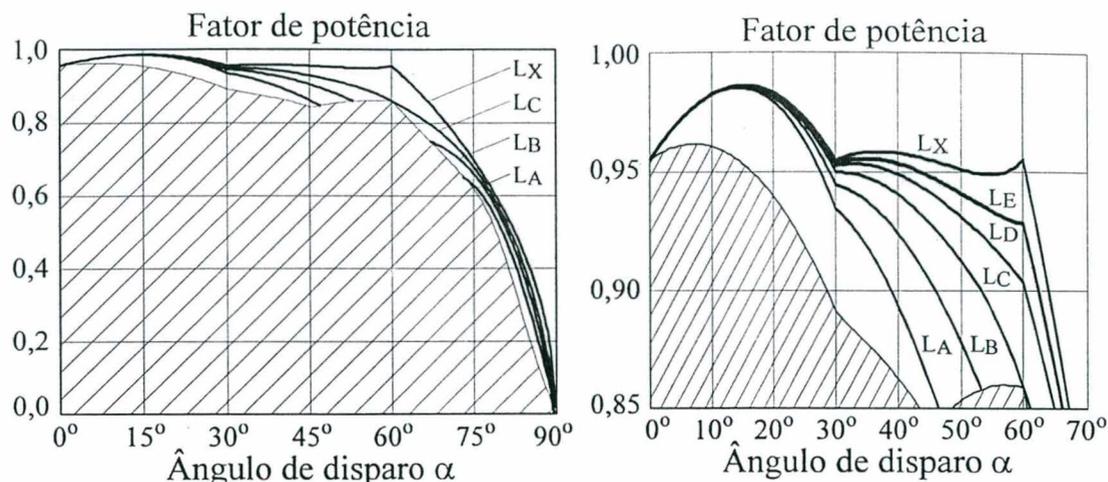


Fig. 92. Duas diferentes escalas do fator de potência do retificador proposto em função do ângulo de disparo e de alguns valores normalizados das indutâncias dos indutores de balanceamento. As áreas hachuradas representam zonas de condução descontínua.

A partir da Fig. 89 conclui-se que o pior caso ocorre quando  $\alpha = 60^\circ$  e que quando os indutores de balanceamento tem o valor da indutância crítica, o valor eficaz de suas correntes vale 0,55 vezes a corrente de saída. Isto significa que, neste caso, a ondulação das correntes dos indutores representa apenas 10% de acréscimo no valor eficaz esperado.

A partir da Fig. 90 conclui-se que a ondulação das correntes dos indutores pouco influi na taxa de distorção harmônica das correntes de entrada quando os indutores de balanceamento tem os valores de indutância considerados e o ângulo de disparo é menor que  $30^\circ$ . Entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$ , no entanto, ela piora consideravelmente (quase 85% quando os indutores de balanceamento tem o valor da indutância crítica e  $\alpha = 60^\circ$ ).

A partir da Fig. 91 conclui-se que existe um ponto de mínimo próximo de  $\alpha = 52^\circ$  e que quando os indutores de balanceamento tem o valor da indutância crítica, o fator de deslocamento do retificador proposto é maior que 0,98 para ângulos de disparo menores que aproximadamente  $88^\circ$ . Por esta razão, neste caso, a ondulação das correntes dos indutores pouco influi no valor do fator de deslocamento.

A partir da Fig. 92 conclui-se que a ondulação das correntes dos indutores pouco influi no fator de potência quando os indutores de balanceamento tem os valores de indutância considerados e o ângulo de disparo é menor que  $30^\circ$ . Entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$ , no entanto, ele piora consideravelmente. Tais variações são devidas quase que exclusivamente às variações da taxa de distorção harmônica apresentadas na Fig. 90, pois, como visto na Fig. 91, o fator de deslocamento varia pouco na faixa considerada.

### 5.3.3.3. Análise para cargas tipo RL série

Em todos os gráficos apresentados neste item a carga utilizada é do tipo RL série com valores fixos, sendo L muito grande. Por esta razão, a corrente da carga não tem ondulação e é proporcional à tensão de saída, de acordo com (182).

$$i_0(\alpha, t) = I_{0N} \cdot \cos(\alpha) \quad (182)$$

Além dos valores definidos pelas equações (175) a (180), dois outros valores para os indutores de balanceamento são utilizados nos gráficos apresentados neste item, de acordo com (183) e (184).

$$L_F = 2\sqrt{2}L_{cr} \approx 1,3 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} \quad (183)$$

$$L_G = 4L_{cr} \approx 1,84 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} \quad (184)$$

O valor eficaz das correntes dos indutores de balanceamento, a THD da corrente de entrada, o FD e o FP são mostrados, respectivamente, nas Figs. 93(a), 93(b), 94(a) e 94(b).

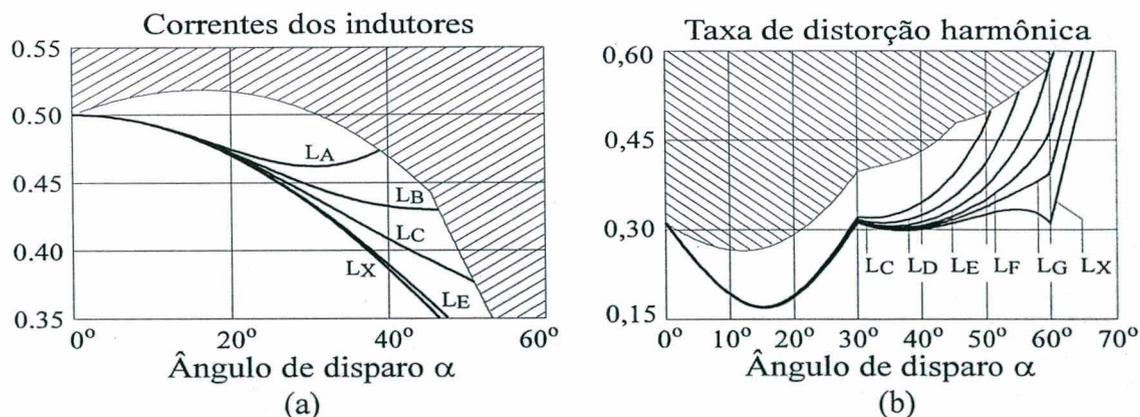


Fig. 93. (a) Relação entre o valor eficaz das correntes dos indutores e a corrente de saída e (b) taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, ambos em função do ângulo de disparo e de alguns valores normalizados das indutâncias dos indutores de balanceamento. As áreas hachuradas representam zonas de condução descontínua.

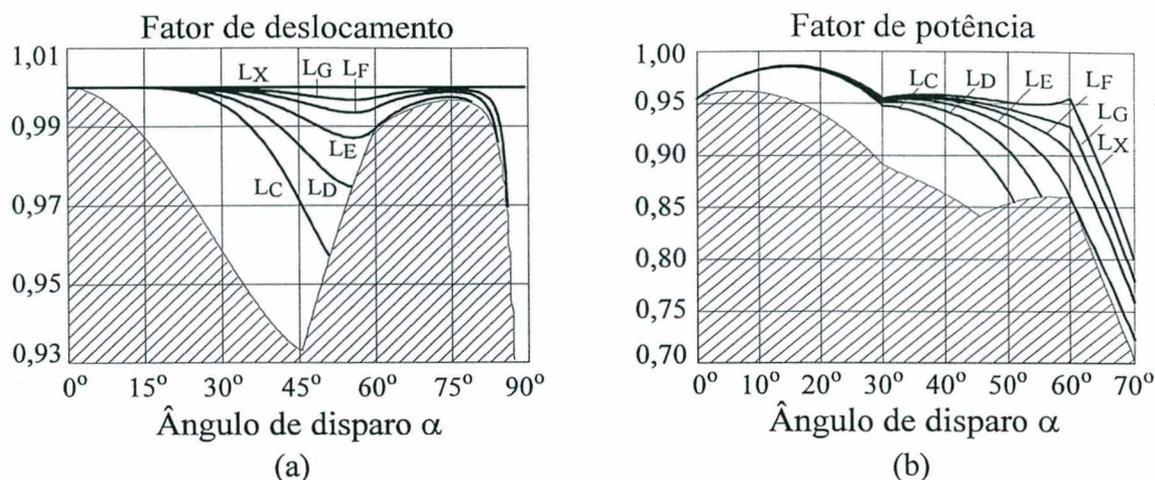


Fig. 94. (a) Fator de deslocamento e (b) fator de potência do retificador proposto, ambos em função do ângulo de disparo e de alguns valores normalizados das indutâncias dos indutores de balanceamento. As áreas hachuradas representam zonas de condução descontínua.

A partir da Fig. 93(a) conclui-se que, como já era de se esperar para o tipo de carga em questão e condução contínua, o valor eficaz das correntes dos indutores de balanceamento diminui com um aumento do ângulo de disparo. Por esta razão, o valor que deve ser adotado para efeitos de projeto é igual à metade do valor nominal da corrente de carga.

A partir da Fig. 93(b) conclui-se que, analogamente ao constatado no item 5.3.3.2, também para este tipo de carga a ondulação das correntes dos indutores pouco influi na taxa de distorção harmônica quando os indutores de balanceamento tem os valores de indutância considerados e o ângulo de disparo é menor que  $30^\circ$ . Os valores das indutâncias adotados, no entanto, são duas vezes maiores neste caso.

A partir da Fig. 94(a) conclui-se que quando os indutores de balanceamento têm o valor da indutância crítica a condução torna-se descontínua em aproximadamente  $\alpha = 52^\circ$  e que, neste ponto, o fator de deslocamento do retificador proposto está próximo de 0,96. Por outro lado, quando estes mesmos indutores têm o dobro do valor da indutância crítica o fator de deslocamento é maior que 0,985 para ângulos de disparo menores que aproximadamente  $80^\circ$ .

A partir da Fig. 94(b) conclui-se que, analogamente ao constatado no item 5.3.3.2, a ondulação das correntes dos indutores pouco influi no fator de potência quando os

indutores de balanceamento têm os valores de indutância considerados e o ângulo de disparo é menor que  $30^\circ$ .

Em linhas gerais, as curvas apresentadas para carga RL são similares às aquelas apresentadas para carga tipo fonte de corrente. Os valores das indutâncias dos indutores de balanceamento, no entanto, não são os mesmos.

#### 5.3.3.4. Exemplos de projeto

A fim de ilustrar a utilização dos gráficos apresentados anteriormente no projeto dos indutores de balanceamento, alguns exemplos de projeto são apresentados a seguir. A indutância pode ser calculada primeiramente como valor normalizado, adimensional, mas depois, o será supondo que o retificador opera com:

$$P_{0N} = 10\text{kW} \quad V_L = 380\text{V} \quad I_{0N} = 20\text{A} \quad \omega = 2\pi \cdot 60 = 377 \text{ rad/s.}$$

1º exemplo: a) Carga constante. Deseja-se que o retificador opere com condução contínua em toda a faixa de operação. b) Carga RL. Com o indutor calculado em (a) determinar até onde a condução é contínua.

Solução: De acordo com o item 4.6.3, em (a) basta utilizar a indutância crítica  $L_{cr}$ .

$$\text{Assim, } L = L_{cr} = 0,4624 \frac{380}{377 \cdot 20} = 23,3\text{mH.}$$

A Fig. 95(a) é uma cópia simplificada da Fig. 57, onde a linha em destaque mostra que, de fato, para qualquer ângulo de disparo a condução é contínua com carga constante. Com carga RL a corrente de saída diminui proporcionalmente à tensão de saída, ou seja, com  $\cos(\alpha)$ . A linha em destaque da Fig. 95(b) mostra esta variação e, através dela, conclui-se que, com carga RL, a condução será contínua até aproximadamente  $\alpha = 52^\circ$ .

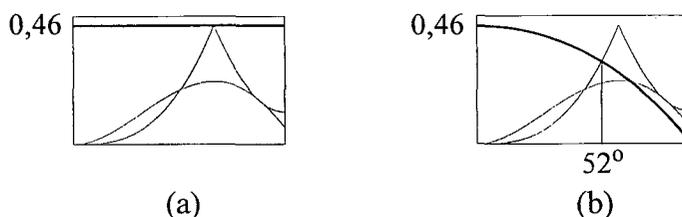


Fig. 95. 1º exemplo de projeto. (a) Carga constante. (b) Carga RL.

**2º exemplo:** Carga RL. Deseja-se que a condução seja contínua até, pelo menos,  $\alpha = 60^\circ$ .

Solução: Análoga à anterior. A linha em destaque da Fig. 96 deve tangenciar a linha de descontinuidade em  $\alpha = 60^\circ$ . Então,  $L_n \cdot \cos(60^\circ) = 0,46$  ou  $L_n = 0,92$  (valor normalizado).

$$\text{Assim, } L = 0,92 \frac{380}{377,20} = 46,6\text{mH}.$$

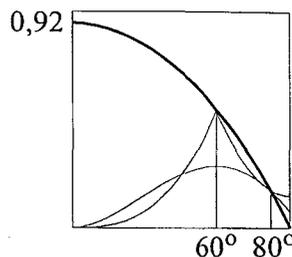


Fig. 96. 2º exemplo.

Note-se que, como consequência, a condução permanece contínua até  $\alpha \approx 80^\circ$ .

**3º exemplo:** Retificador com tensão de saída constante. Tensão da rede varia entre +10% e -20% de seu valor nominal. Deseja-se que o fator de potência seja sempre maior que 0,93.

Solução. Seja, por hipótese, a tensão de saída deste retificador regulada em  $\overline{V_0} = 1,35 \cdot 0,8 \cdot V_L$ . A fim de se manter a regulação, quando a tensão da rede atinge seu máximo, o ângulo de disparo deve satisfazer:  $1,35 \cdot 1,1 \cdot V_L \cdot \cos(\alpha) = 1,35 \cdot 0,8 \cdot V_L$ , o que implica  $\alpha = 43,3^\circ$ . A Fig. 97 é uma cópia simplificada da Fig. 92, onde as linhas em destaque mostram que as condições do problema são satisfeitas com  $L_C$ .

$$\text{Assim, } L = L_C = L_{cr} \approx 0,46 \frac{1,1V_L}{\omega I_{0N}} = 25,6\text{mH}.$$

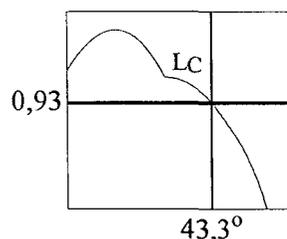


Fig. 97. 3º exemplo.

**4º exemplo:** Carga constante. Deseja-se que o retificador opere com fator de potência maior que 0,90 até, pelo menos,  $\alpha = 60^\circ$ .

Solução: Análoga à anterior. As linhas em destaque da Fig. 98 mostram que as condições do problema são satisfeitas com  $L_D$ .

$$\text{Assim, } L = L_D = \sqrt{2} \cdot L_{cr} \approx 0,65 \frac{V_L}{\omega I_{0N}} = 33\text{mH}.$$

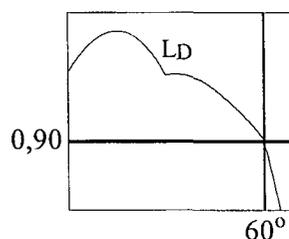


Fig. 98. 4º exemplo.

### 5.3.4. Saturação

De acordo com o estabelecido no item 5.3.1 deste trabalho, os indutores de balanceamento são supostos lineares em todo o equacionamento relativo ao seu dimensionamento.

No entanto, uma consulta ao 2º exemplo de projeto apresentado no item 5.3.3.4 permite observar que a condução dos indutores de balanceamento permaneceria contínua na faixa de maiores correntes mesmo que suas indutâncias fossem 3 ou até 4 vezes menores nesta faixa.

A linha em destaque da Fig. 99 ilustra e ratifica esta observação.

Note-se que a principal condição imposta no 2º exemplo de projeto continua satisfeita na Fig. 99, pois a linha em destaque também tangencia a linha de descontinuidade em  $\alpha = 60^\circ$ .

Note-se, adicionalmente, que, de acordo com os itens 5.3.3.2 e 5.3.3.3, os parâmetros de desempenho analisados sofrem pouca influência do valor escolhido para as indutâncias dos indutores de balanceamento quando o ângulo de disparo  $\alpha$  é pequeno.

Todas estas observações sugerem o uso de indutores cujos núcleos saturem nas altas correntes. Com núcleos saturados, o volume de ferro empregado nos indutores e, por conseqüência, o volume total dos mesmos fica bastante reduzido, sem que o desempenho global do retificador altere-se sensivelmente.

Esta é uma vantagem que pode e deve ser considerada em aplicações práticas.

Por outro lado, a saturação destes indutores causa efeitos normalmente indesejados nas perdas e no desempenho do sistema de controle do retificador proposto, e também distorções nas formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada.

O estudo destes efeitos é, portanto, fundamental na avaliação das reais possibilidades de uso da saturação; e é deixado como sugestão para trabalhos futuros.

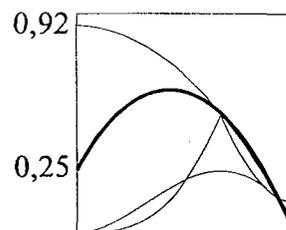


Fig. 99. Exemplo de aplicação de indutor saturado.

### 5.3.4. Acoplamento magnético

De acordo com o estabelecido no item 5.3.1 deste trabalho, os indutores de balanceamento são supostos desacoplados magneticamente em todo o equacionamento relativo ao seu dimensionamento.

No entanto, de acordo com o exposto no item 3.3.2 deste mesmo trabalho, a utilização do acoplamento magnético é vantajosa nos retificadores multinível que utilizam células de 2 estágios, como é o caso do retificador multinível de 6 pulsos.

Por esta razão, é possível e recomendável que os indutores  $L_1$  e  $L_2$  da Fig. 45 sejam enrolados sobre um mesmo núcleo, sendo o mesmo válido para os indutores  $L_3$  e  $L_4$ .

Da mesma forma que no item 3.3.2.3 deste trabalho, todo o equacionamento apresentado para o retificador multinível de 6 pulsos permanece inalterado e, portanto, válido, caso a indutância total ( $L_1 + L_2 + 2M$ ) do caso com acoplamento seja igual à indutância total ( $L_1 + L_2$ ) do caso sem acoplamento.

## 5.4. Desenvolvimento de um sistema de controle

### 5.4.1. Introdução

No item 3.3.2.1 deste trabalho mostra-se através de um exemplo que, genericamente, há problemas em se manterem estáveis as correntes dos indutores das células multinível de 2 estágios, quando estas células são utilizadas em retificadores.

No item 4.7 deste trabalho mostra-se com maior riqueza de detalhes que, especificamente no caso do retificador multinível de 6 pulsos, há problemas em se alcançar o desejado equilíbrio entre as correntes dos indutores de balanceamento.

Finalmente, no item 5.2.4.2 deste trabalho mostra-se que os problemas em se alcançar o supra citado equilíbrio aumentam quando circuitos de ajuda à comutação são utilizados.

Por estas razões, a fim de se garantir o desejado equilíbrio entre as correntes dos indutores de balanceamento, e ainda obter estabilidade e precisão no controle da tensão de saída, técnicas de controle podem e devem ser utilizadas.

O desenvolvimento destas técnicas de controle é apresentado a seguir.

Inicialmente, é feita a modelagem do retificador em questão e a seguir são propostos reguladores de tensão e de corrente de forma a serem atingidos determinados critérios pré-estabelecidos de desempenho.

#### 5.4.2. Modelagem

O circuito equivalente completo do retificador proposto foi apresentado na Fig. 58. A análise daquele circuito, realizada no item 4.7 deste trabalho, mostrou que cada uma das correntes dos quatro indutores pode assumir qualquer valor, de forma que para se garantir um perfeito equilíbrio entre todas estas quatro correntes, cada uma delas deve ser controlada independentemente.

Neste trabalho, no entanto, considerou-se que as partes “de cima” e “de baixo” de uma mesma ponte têm diferenças desprezíveis, sendo mais importantes as diferenças entre as pontes. Assim, p.ex., as resistências internas dos tiristores são consideradas muito aproximadamente iguais umas às outras, mas seus valores podem ser bem diferentes dos valores das resistências internas dos GTOs, ou dos IGBTs mais as dos diodos.

Com base nestas hipóteses, valem as aproximações de (185), (186) e (187).

$$R_1 \approx R_4 \quad (185)$$

$$R_2 \approx R_3 \quad (186)$$

$$L_1 \approx L_2 \approx L_3 \approx L_4 = L \quad (187)$$

A partir das equações (185) - (187), do circuito da Fig. 58 e do equacionamento apresentado no item 4.7 deste trabalho ou, simplesmente, “por simetria”, chega-se ao circuito da Fig. 100.

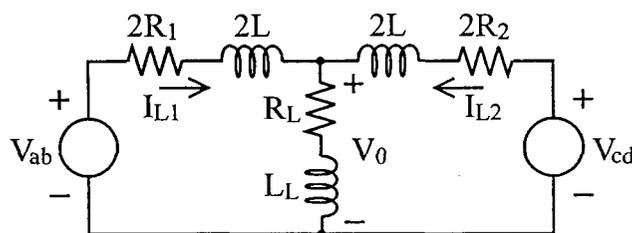


Fig. 100. Circuito equivalente simplificado do retificador proposto.

Com base no circuito da Fig. 100 conclui-se que apenas as correntes  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  podem ser controladas, sendo que as outras duas ( $I_{L3}$  e  $I_{L4}$ ) são consideradas iguais às que são controladas. A prática mostrou que tal procedimento dá bons resultados, mas caso seja desejável, toda a metodologia apresentada neste trabalho pode facilmente ser estendida ao controle independente das quatro correntes.

A Fig. 101 mostra o diagrama de blocos do sistema completo retificador / controle correspondente ao circuito da Fig. 100 e ao sistema de controle proposto.

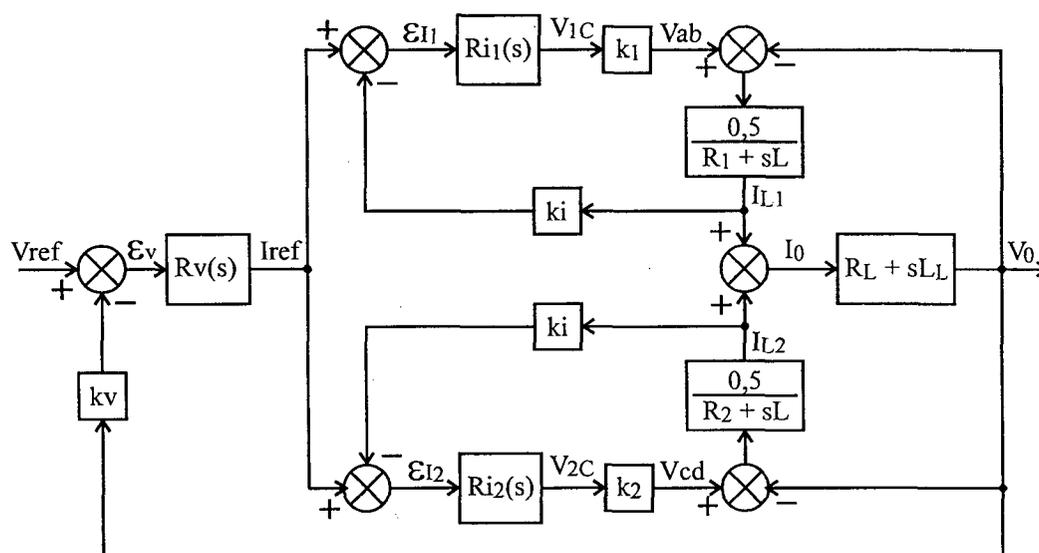


Fig. 101. Diagrama de blocos do sistema completo retificador/controle.

Na Fig. 101 aparecem os termos  $V_{ab}$ ,  $V_{cd}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $L$ ,  $R_L$ ,  $L_L$ ,  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$  e  $V_0$ , que podem ser identificados a partir da Fig. 100. Na Fig. 101 nota-se ainda a presença do regulador de tensão  $R_v(s)$ , de dois reguladores de corrente  $R_{i1}(s)$  e  $R_{i2}(s)$ , do transdutor de tensão  $k_v$  e de dois transdutores de corrente com o mesmo ganho  $k_i$ .  $\epsilon_{I1}$ ,  $\epsilon_{I2}$  e  $\epsilon_v$  são os erros de corrente e de tensão,  $V_{1C}$  e  $V_{2C}$  são as tensões de controle e  $k_1$  e  $k_2$  são aproximações lineares dos ganhos das pontes P1 e P2, definidos de acordo com (188).

$$k_1 = k_2 = \frac{V_{0M}}{V_{CM}} \quad (188)$$

Onde  $V_{0M}$  é o valor máximo da tensão de saída das pontes e  $V_{CM}$  é o valor máximo das tensões de controle das pontes, usualmente 5V ou 10V.

A análise do diagrama de blocos da Fig. 101 mostra que sua única entrada é  $V_{ref}$ , a referência de tensão.  $V_{ref}$  é comparada com um sinal proporcional à tensão de saída e o sinal diferença é aplicado ao regulador de tensão  $R_v(s)$ , cuja saída é a referência de corrente  $I_{ref}$ . As duas correntes  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  são medidas através de dois transdutores de corrente e são comparadas com a mesma  $I_{ref}$ , originando dois sinais diferença que são aplicados a dois reguladores de corrente  $R_{i1}(s)$  e  $R_{i2}(s)$ , cujas saídas são, finalmente, as tensões de controle  $V_{1C}$  e  $V_{2C}$  citadas acima.

Como as pontes P1 e P2 estão operando com corrente de saída controlada, chega-se à Fig. 102, onde se considera que os reguladores atuam de forma a forçar  $I_{L1} = I_{L2}$  e, portanto, a corrente de saída  $I_0$  é igual a duas vezes a corrente de saída da ponte P1, isto é,  $I_0 = 2I_{L1}$ .

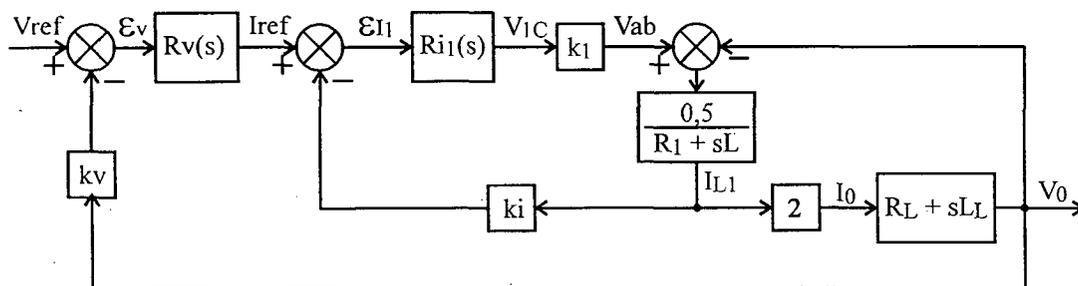


Fig. 102. Diagrama de blocos simplificado do sistema retificador/controlado, onde se considera que os reguladores de corrente atuam de forma a forçar  $I_{L1} = I_{L2}$ .

Rearranjando-se os blocos da Fig. 102 chega-se à Fig. 103, cuja disposição geral dos blocos é mais conveniente aos projetos dos reguladores.

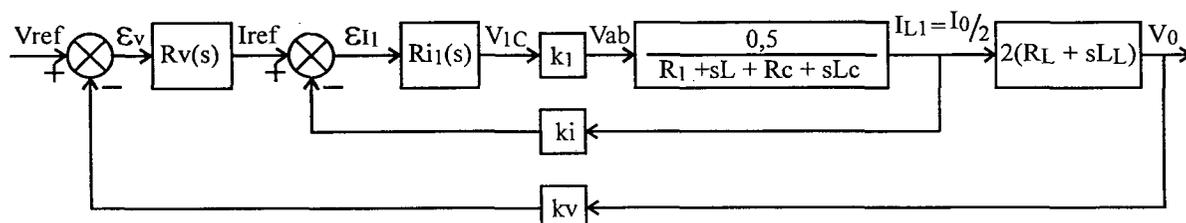


Fig. 103. Diagrama de blocos simplificado do sistema retificador/controlado utilizado nos projetos dos reguladores.

Note-se que o diagrama de blocos da Fig. 103 tem um laço interno de controle de corrente e um laço externo de controle de tensão, e que todo o equacionamento apresentado a seguir é obtido a partir dele.

### 5.4.3. Projeto

#### 5.4.3.1. Projeto dos reguladores de corrente

O projeto dos reguladores de corrente é realizado com base no laço interno de controle de corrente mostrado na Fig. 103 e nos critérios de projeto descritos a seguir. Por simplicidade, apenas o regulador de corrente da ponte P1 é analisado. O da ponte P2 é análogo.

Os critérios adotados para o projeto do regulador de corrente  $R_{i1}(s)$  foram os seguintes:

1) A fim de se obter um perfeito equilíbrio entre as correntes das duas pontes retificadoras o erro de corrente a uma excitação em degrau deve ser nulo em regime permanente.

2) De acordo com a teoria dos sistemas lineares, a fim de se obter um sistema estável com boas margens de ganho e de fase, o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta  $FTMA_{I1}$  deve cruzar o eixo do 0dB com uma inclinação de (-20dB) por década.

3) De acordo com a teoria dos sistemas chaveados, a fim de se obter um sistema estável, a  $FTMA_{I1}$  deve apresentar ganho unitário em uma frequência  $f_i$  arbitrariamente menor (usualmente quatro vezes menor) que a frequência de chaveamento  $f_s$  do conversor, que no caso do retificador em questão é de  $f_s = 360$  Hz.

Analisando-se os dois primeiros critérios conclui-se que os reguladores de corrente podem ser do tipo proporcional integral, de acordo com a Fig. 104.

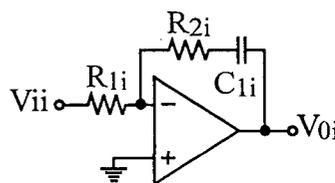


Fig. 104. Regulador de corrente.

O ganho do circuito da Fig. 104 é dado por (189).

$$\frac{V_{0i}}{V_{ii}}(s) = -R_{i1}(s) = -\frac{1 + sC_{1i}R_{2i}}{sC_{1i}R_{1i}} \quad (189)$$

A função de transferência de malha aberta  $FTMA_{I1}$  é, portanto, dada por (190).

$$\begin{aligned} FTMA_{I1}(s) &= \frac{0,5 \cdot k_1 \cdot k_i (1 + sC_{1i}R_{2i})}{sC_{1i}R_{1i}(R_{1i} + sL + R_L + sL_L)} \\ &= \frac{0,5 \cdot k_1 \cdot k_i (1 + sC_{1i}R_{2i})}{sC_{1i}R_{1i}(R_1 + R_L) \left(1 + s \frac{L + L_L}{R_1 + R_L}\right)} \end{aligned} \quad (190)$$

Uma forma simples de satisfazer o 2º critério de projeto é igualar o zero do regulador ao pólo do retificador, de acordo com (191).

$$C_{1i}R_{2i} = \frac{L + L_L}{R_1 + R_L} \quad (191)$$

Para satisfazer o 3º critério, basta ajustar o ganho do regulador de corrente de acordo com (192).

$$C_{1i}R_{1i} = \frac{0,5 \cdot k_1 \cdot k_i}{2\pi f_i (R_1 + R_L)} \quad (192)$$

O ganho do transdutor de corrente  $k_i$  deve ser dado por (193), onde  $V_{CIM}$  é o valor máximo da tensão de controle das correntes.

$$k_i = \frac{2V_{CIM}}{I_{0N}} \quad (193)$$

Combinando-se as equações (190) a (192) conclui-se que, com os critérios de projeto adotados, as funções de transferência de malha aberta ( $FTMA_{I1}$ ) e de malha fechada ( $FTMF_{I1}$ ) do laço interno de realimentação de corrente são, respectivamente, dadas por (194) e (195).

$$FTMA_{I1}(s) = \frac{2\pi f_i}{s} \quad (194)$$

$$FTMF_{I1}(s) = \frac{1}{k_i} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_i}} \quad (195)$$

A partir de (195) conclui-se que a FTMF tem um único pólo e que, por esta razão, a resposta do sistema a uma excitação em degrau terá uma única constante de tempo  $\tau_1$  associada, de acordo com (196).

$$\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_i} \quad (196)$$

#### 5.4.3.2. Projeto do regulador de tensão

Os critérios adotados para o projeto do regulador de tensão foram os seguintes:

1) A fim de se obter um ajuste preciso da tensão de saída, o erro de tensão a uma excitação em degrau deve ser nulo em regime permanente.

2) Assim como no projeto dos reguladores de corrente, a fim de se obter um sistema estável com boas margens de ganho e de fase, o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta  $FTMA_V$  deve cruzar o eixo do 0dB com uma inclinação de (-20dB) por década.

3) A fim de que a malha de regulação de corrente possa responder adequadamente às excitações provenientes da malha de regulação de tensão, a última deve ser mais lenta do que a primeira. Isto pode ser obtido fazendo-se com que a  $FTMA_V$  apresente ganho unitário em uma frequência  $f_v$  arbitrariamente menor que  $f_i$ .

Observando-se a Fig. 103 e (195) conclui-se que a função de transferência de malha aberta  $FTMA_V$  é dada por (197).

$$FTMA_V(s) = \frac{k_v \cdot R_v(s)}{k_i} \cdot \frac{2(R_L + sL_L)}{1 + \frac{s}{2\pi f_i}} = \frac{2k_v R_c R_v(s)}{k_i} \cdot \frac{1 + s \frac{L_L}{R_L}}{1 + \frac{s}{2\pi f_i}} \quad (197)$$

Uma possibilidade interessante de satisfazer os dois primeiros critérios de projeto acima apresentados é com o uso de um regulador de tensão  $R_v(s)$  com um zero e dois pólos, sendo um na origem, de acordo com a Fig. 105.

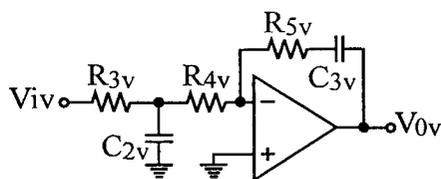


Fig. 105. Regulador de tensão.

O ganho do circuito da Fig. 105 é dado por (198) e a função de transferência de malha aberta  $FTMA_V$  é, portanto, dada por (199).

$$\frac{V_{0v}}{V_{iv}}(s) = -Rv(s) = -\frac{1 + sC_{3v}R_{5v}}{sC_{3v}(R_{3v} + R_{4v})\left(1 + sC_{2v}\frac{R_{3v}R_{4v}}{R_{3v} + R_{4v}}\right)} \quad (198)$$

$$FTMA_V(s) = \frac{2k_v \cdot R_L}{k_i} \cdot \frac{1 + s\frac{L_L}{R_L}}{1 + \frac{s}{2\pi f_i}} \cdot \frac{1 + sC_{3v}R_{5v}}{sC_{3v}(R_{3v} + R_{4v})\left(1 + sC_{2v}\frac{R_{3v}R_{4v}}{R_{3v} + R_{4v}}\right)} \quad (199)$$

Uma forma simples de satisfazer o 2º critério de projeto é fazer pólos e zeros da  $FTMA_V$  se cancelarem, de acordo com (200) e (201).

$$C_{3v}R_{5v} = \frac{1}{2\pi f_i} \quad (200)$$

$$C_{2v}\frac{R_{3v}R_{4v}}{R_{3v} + R_{4v}} = \frac{L_L}{R_L} \quad (201)$$

Para satisfazer o 3º critério, basta ajustar o ganho do regulador de acordo com (202).

$$C_{3v}(R_{3v} + R_{4v}) = \frac{k_v R_L}{\pi k_i f_v} \quad (202)$$

O ganho do transdutor de tensão  $k_v$  deve ser dado por (203), onde  $V_{CVM}$  é o valor máximo da tensão de controle da tensão de saída.

$$k_v = \frac{V_{CVM}}{V_{0M}} \quad (203)$$

Combinando-se as equações (199) a (202) conclui-se que, com os critérios de projeto adotados, as funções de transferência de malha aberta ( $FTMA_V$ ) e de malha fechada ( $FTMF_V$ ) do laço de realimentação de tensão são, respectivamente, dadas por (204) e (205).

$$FTMA_V(s) = \frac{2\pi f_v}{s} \quad (204)$$

$$FTMF_V(s) = \frac{1}{k_v} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_v}} \quad (205)$$

A partir de (205) conclui-se que a  $FTMF_V$  tem um único pólo e que, por esta razão, a resposta do sistema a uma excitação em degrau terá uma única constante de tempo  $\tau_V$  associada, de acordo com (206).

$$\tau_V = \frac{1}{2\pi f_v} \quad (206)$$

#### 5.4.4. Simulações

Com a teoria desenvolvida nos itens anteriores e com os arquivos de simulação apresentados nos itens A2.5 e A2.6 do anexo 2 foram feitas várias simulações.

O primeiro grupo de simulações realizadas utilizou o arquivo apresentado no item A2.5 do anexo 2 e teve como principais objetivos confirmar que, com o controle proposto,  $I_{L1} = I_{L2}$  mesmo em condições desfavoráveis, e que vale a simplificação apresentada na Fig. 102; e ainda testar as equações de projeto desenvolvidas. Cada simulação demorava em torno de trinta segundos e várias dezenas delas foram realizadas.

Os resultados comprovaram que, para quaisquer valores dos componentes do circuito da Fig. 100, os reguladores forçam, de fato, a igualdade das correntes  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$ . Pequenas variações nos valores dos componentes da Fig. 100 mostraram pouca influência no desempenho global do sistema, mas, uma análise metódica da sensibilidade do controle a estas variações não foi realizada. Os resultados mostraram também que, para quaisquer valores escolhidos para  $f_i$  e para  $f_v$ , os tempos de resposta são os previstos por (196) e (206), confirmando mais uma vez o equacionamento apresentado.

As simulações mostraram que, mesmo quando  $f_v > f_i$ , o sistema funciona a contento. No entanto, esta é uma condição que contraria o 3º critério de projeto apresentado no item 5.4.3.2 deste trabalho e, por esta razão, merece algumas considerações.

De fato, considerando-se a teoria dos sistemas lineares, e considerando-se que o sistema em questão é linear (o que na prática nunca é verdade),  $f_v$  e  $f_i$  não guardam qualquer relação entre si e podem assumir quaisquer valores.

O 3º critério de projeto acima citado se justifica por ser um critério geral e intuitivo, que visa evitar que o regulador de tensão sature, tirando o sistema da região linear.

No caso específico dos componentes utilizados nas simulações, os resultados mostraram que  $f_v$  pode ter valores de até aproximadamente  $10f_i$ , sem que o sistema saia da região linear quando excitado com um salto de tensão de 80% do valor nominal da tensão de saída. Nestas simulações, o sistema mostrou-se perfeitamente estável e de acordo com a teoria, indicando novas possibilidades de projeto para os valores de  $f_i$  e de  $f_v$ .

O segundo grupo de simulações utilizou o arquivo apresentado no item A2.6 do anexo 2 e teve como principal objetivo simular o circuito da forma mais aproximada possível. Os pulsos são gerados pela comparação das referências com triangulares (exatamente como em um TCA 785), os componentes têm valores comerciais, os circuitos de controle são muito aproximadamente iguais aos que pretendia-se montar no protótipo, etc. Estas simulações demoravam em torno de 3 horas cada, o que fez com que poucas delas fossem realizadas.

A Fig. 106 mostra alguns dos resultados obtidos neste segundo grupo de simulações.

Na Fig. 106, a potência nominal do retificador é de 10kW, a tensão de linha é de 380V, os indutores de balanceamento têm valor duas vezes maior que o valor da indutância crítica e as frequências de ganho unitário foram escolhidas de acordo com:

$$f_i = \frac{f_s}{6} = 60\text{Hz}$$

$$f_v = \frac{f_s}{20} = 18\text{Hz}$$

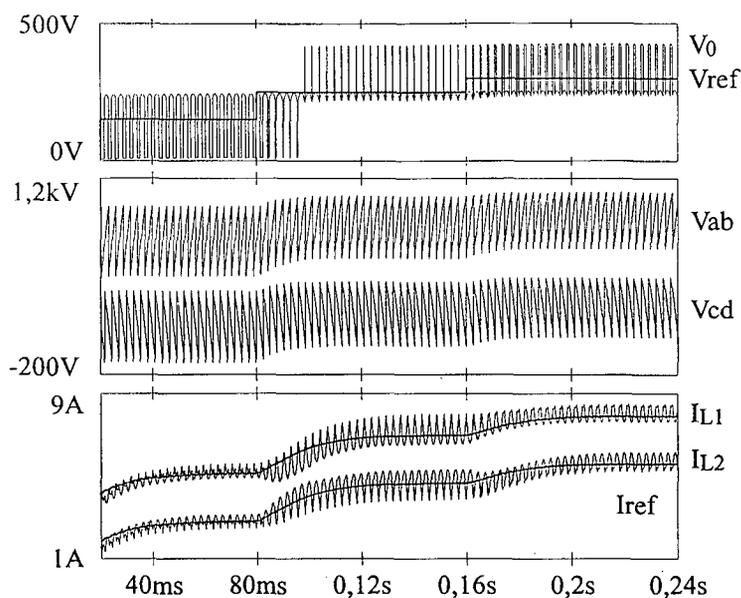


Fig. 106. Resultados de simulação do retificador multinível de 6 pulsos com tensão de saída controlada, correntes impostas e valores de acordo o item A2.6 do anexo 2.  $R_2$  foi feito propositalmente 10 vezes maior que  $R_1$  a fim de desbalancear o circuito. De cima para baixo: Tensões de saída e de referência, tensões de saída das pontes P1 e P2, correntes de saída das pontes P1 e P2 e corrente de referência. A fim de facilitar a visualização,  $V_{ab}$  e  $I_{L1}$  foram deslocadas para cima, respectivamente, 600V e 2,5A. Os níveis da referência de tensão são de 150V, 250V e 300V; os da referência de corrente são de 3A, 5A e 6A.

A análise da Fig. 106 mostra que a tensão de saída segue a referência e que as correntes de saída das pontes P1 e P2 são iguais, apesar de  $R_2$  ser propositalmente 10 vezes maior que  $R_1$ . A Fig. 106 não fornece meios simples de se verificar o tempo de resposta do laço interno de controle de corrente, pois a excitação do mesmo não é um degrau. No entanto, observando-se as curvas de tensão da Fig. 106 conclui-se que elas estabilizam em aproximadamente 40ms, o que significa uma constante de tempo  $\tau_V$  de aproximadamente 8ms. Tal valor está absolutamente dentro do esperado, considerando-se (206) e o valor escolhido de  $f_v$ .

Pelas razões acima apontadas, a análise da Fig. 106 confirma amplamente a teoria desenvolvida e, adicionalmente, mostra que o sistema de controle proposto é consideravelmente insensível à ondulação de 360Hz presente na saída do retificador (que é a única presente no circuito simulado).

#### 5.4.5. Acoplamento magnético

De acordo com os itens 3.3.2.3 e 3.3.2.4 deste trabalho, o fluxo CC dos indutores de balanceamento dos retificadores multinível com células de 2 estágios, como é o caso do retificador proposto, é nulo quando há um perfeito equilíbrio entre as correntes dos mesmos e eles estão acoplados magneticamente.

Se o fluxo CC é nulo, então o valor médio da corrente de saída gera energia armazenada nula no núcleo e, conseqüentemente, o tempo necessário para armazenar esta energia é também nulo, não importando quais sejam os valores da corrente de saída ou dos indutores de balanceamento.

Por esta razão, indutores de balanceamento acoplados magneticamente pouco influem na dinâmica do retificador multinível de 6 pulsos e, se eles forem utilizados, basta fazer  $L = 0$  em (187) e considerar esta imposição no restante do desenvolvimento apresentado.

### 5.5 Conclusão

Neste capítulo, as principais questões práticas relativas ao retificador multinível de 6 pulsos proposto no capítulo 4 deste trabalho foram analisadas.

Como a comutação da ponte P2, comandada com ângulos de disparo em atraso, está amplamente documentada na literatura técnica especializada [1 - 7], apenas alguns assuntos considerados de maior interesse foram apresentados.

Por outro lado, a comutação da ponte P1, comandada com ângulos de disparo em avanço, foi analisada em detalhes no item 5.2 deste trabalho. Foi visto que os capacitores de comutação  $C_c$  podem ser utilizados como simples e eficientes circuitos de ajuda à comutação. Equações, formas de onda, etapas de condução e gráficos foram apresentados.

Mostrou-se que a utilização de circuitos de ajuda à comutação aumenta o desequilíbrio entre as correntes das pontes P1 e P2, e que este desequilíbrio é tanto maior quanto maior for a corrente nominal do retificador, quanto maiores forem os capacitores e os indutores de comutação e quanto menor for a corrente de saída, podendo a ponte P1 assumir toda a corrente de saída quando esta cai abaixo de 25% de seu valor nominal.

Mostrou-se também que a utilização de circuitos de ajuda à comutação altera a forma de onda da corrente de entrada e, por esta razão, seu conteúdo harmônico e os demais parâmetros de desempenho foram reavaliados. Constatou-se que tanto a taxa de distorção harmônica quanto o fator de potência podem melhorar com um aumento dos efeitos da comutação, mas que cada caso em particular deve ser analisado.

No item 5.3 deste trabalho, aspectos relacionados à ondulação das correntes dos indutores de balanceamento do retificador multinível de 6 pulsos foram analisados com o objetivo fundamental de permitir o dimensionamento dos mesmos. Inicialmente, a corrente de linha foi caracterizada com equações e gráficos. Posteriormente, gráficos dos parâmetros de desempenho foram apresentados para dois diferentes tipos de carga e, basicamente, observou-se que a variação de tais parâmetros é bastante pequena para  $\alpha \leq 30^\circ$ , mas pode se tornar importante para valores maiores. Alguns exemplos de projeto foram apresentados e questões relativas à saturação e ao acoplamento magnético dos indutores de balanceamento foram introduzidas, sugerindo vantagens em sua utilização.

No item 5.4 deste trabalho foi feita inicialmente a modelagem do retificador multinível de 6 pulsos com o sistema de controle proposto, onde a tensão de saída e uma das correntes de saída de cada uma das pontes são controladas. Com base neste modelo, critérios de projeto dos reguladores foram apresentados e equações de projeto foram desenvolvidas.

Simulações exaustivas confirmaram a teoria desenvolvida e alguns resultados de simulação foram apresentados. As simulações mostraram que o sistema é consideravelmente insensível à ondulação de 360 Hz, às variações da resistência interna das pontes e ao ganho dos reguladores de corrente, que os erros de tensão e de corrente são nulos em regime permanente e que a resposta transitória do sistema às variações da referência de tensão fica sempre dentro dos valores esperados, confirmando a teoria desenvolvida.

## CAPÍTULO 6

### Protótipo do retificador multinível de 6 pulsos

#### 6.1. Introdução

Com o objetivo de confirmar as análises realizadas nos capítulos 4 e 5 deste trabalho, foi montado um protótipo do retificador multinível de 6 pulsos.

O circuito de potência completo do protótipo montado em laboratório é mostrado na Fig. 107 e um diagrama representativo da montagem realizada é mostrado na Fig. 108.

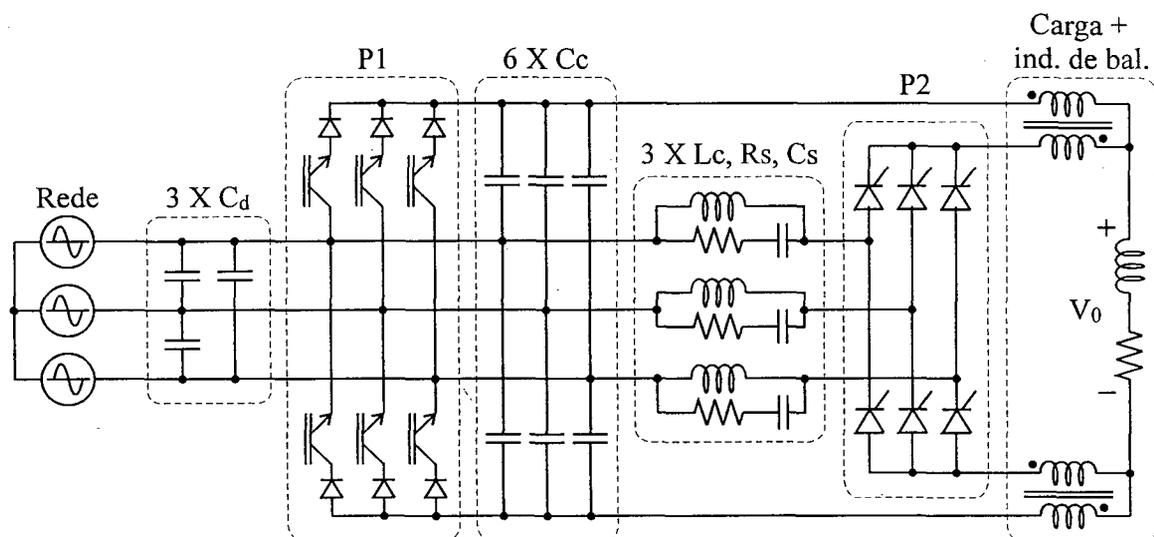


Fig. 107. Circuito de potência do protótipo montado no laboratório.

Note-se que as indutâncias da rede não estão representadas na Fig. 107, mas que três capacitores de desacoplamento  $C_d$  são utilizados, de acordo com o exposto no item 5.2.3.3 deste trabalho. A nomenclatura relativa aos semicondutores e aos indutores de balanceamento das pontes P1 e P2 é a mesma apresentada várias vezes ao longo deste trabalho e, especificamente, aparece na Fig. 45. Os circuitos de ajuda à comutação utilizados estão rigorosamente de acordo com os itens 5.2.2 e 5.2.3 deste trabalho e são compostos por seis capacitores de comutação  $C_c$  e três indutores de comutação  $L_c$ . Três circuitos RC série ( $R_s$  e  $C_s$ ) são utilizados a fim de controlar os picos de tensão que surgem nas comutações dos tiristores.

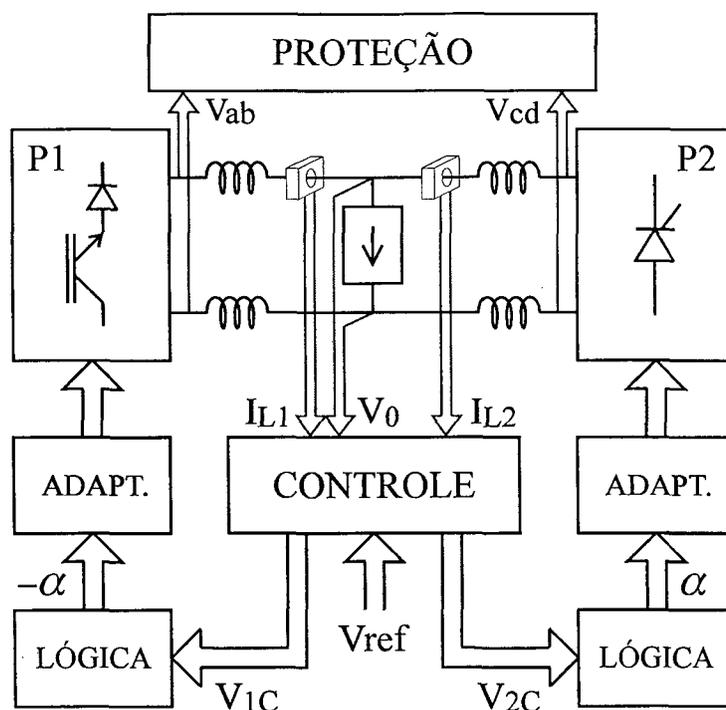


Fig. 108. Diagrama representativo da montagem realizada.

Na Fig. 108 observam-se as pontes P1 e P2 ligadas à carga através dos indutores de balanceamento, os transdutores de corrente e de tensão levando sinais proporcionais a  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$  e  $V_0$  ao sistema de controle, os blocos que geram os pulsos de gatilho dos tiristores e de comando dos IGBTs (lógica), os blocos que adaptam os níveis de tensão dos pulsos gerados aos níveis de tensão exigidos pelas chaves (adapt.) e o sistema de proteção.

Os principais objetivos deste capítulo são descrever as montagens realizadas, de acordo com as Figs. 107 e 108, e apresentar resultados.

Pretende-se mostrar que o retificador funciona, que gera multiníveis de corrente na rede e que o faz com as formas de onda e com os parâmetros de desempenho esperados.

No item 6.2 complementam-se as análises teóricas já realizadas fazendo-se um exemplo completo de projeto, onde são contemplados o dimensionamento das chaves, dos indutores de balanceamento e dos circuitos de ajuda à comutação.

No item 6.3 são estudados alguns dos riscos que surgem sob condições anormais de funcionamento e é apresentado o sistema de proteção adotado.

No item 6.4 são apresentados os circuitos que geram os pulsos de gatilho dos tiristores e de comando dos IGBTs, e os que adaptam os níveis de tensão dos pulsos

gerados aos níveis de tensão exigidos pelas chaves, correspondentemente aos blocos “lógica” e “adapt.” da Fig. 107.

No item 6.5 é projetado o sistema de controle do retificador proposto e surgem algumas importantes questões que complementam a análise teórica apresentada no item 5.4 deste trabalho.

No item 6.6 são apresentados os resultados obtidos nos ensaios de laboratório. Optou-se por agrupar a grande maioria dos resultados obtidos em um só item porque, na verdade, os resultados só começaram a surgir depois que todo o sistema estava operacional, funcionando em conjunto.

No item 6.7 são apresentadas as conclusões gerais obtidas a partir das montagens e dos ensaios realizados.

Finalmente, vale ressaltar que a montagem de um protótipo sempre envolve questões relativamente inesperadas, mesmo nos casos em que a análise teórica tenha sido feita com extremo cuidado. Neste sentido, é também objetivo deste capítulo identificar e resolver eventuais problemas, questões ou simples peculiaridades que sem a montagem talvez nem fossem conhecidos.

## 6.2. Circuito de potência

Os valores iniciais, considerados como ponto de partida para todo o projeto apresentado a seguir, são:

$$P_{0N} = 5\text{kW}$$

$$V_L = 380\text{V}$$

A partir de (10) calcula-se o valor médio máximo da tensão de saída:

$$V_{0M} \cong 1,35.380\text{V}$$

$$V_{0M} = 500\text{V}$$

A partir dos valores acima calculam-se os valores da corrente nominal de saída e da resistência de carga:

$$I_{0N} = \frac{P_{0N}}{V_{0M}} = \frac{5.000}{500} \quad R_L = \frac{V_{0M}}{I_{0N}} = \frac{500}{10}$$

$$I_{0N} = 10A$$

$$R_L = 50\Omega$$

A indutância da carga  $L_L$  foi escolhida de forma que a ondulação da corrente de carga fosse desprezível. Conseqüentemente, sua reatância na 1ª harmônica da tensão de saída deveria ser muito maior que a resistência de carga  $R_L$ . Como, de acordo com (101), a 1ª harmônica da tensão de saída do retificador proposto é de 360Hz, pode-se escrever:

$$2 \cdot \pi \cdot 360 \cdot L_L \gg 50$$

Considerando-se as disponibilidades do laboratório, foram utilizados três indutores com núcleo de ar ligados em série, totalizando:

$$L_L = 0,33H$$

O dimensionamento dos semicondutores do retificador multinível de 6 pulsos segue os mesmos critérios utilizados no dimensionamento dos tiristores da ponte totalmente controlada apresentada no item 2.3.1 deste trabalho [1 - 7], uma vez que as formas de onda de tensão e de corrente são similares. Considerando-se, então, que a corrente da carga se divide igualmente entre as pontes P1 e P2 as correntes médias dos tiristores, dos diodos e dos IGBTs serão todas iguais a  $\bar{I}_s$  e valerão, no pior caso:

$$\bar{I}_s = \frac{1}{3} \frac{I_{0N}}{2} = \frac{10}{6} = 1,7A$$

A tensão reversa máxima  $V_{RM}$  à qual tiristores, diodos e IGBTs são submetidos vale, no pior caso:

$$V_{RM} = \sqrt{2} \cdot V_L = 537V$$

Os semicondutores foram, então, escolhidos:

|           |           |           |           |
|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 6 IGBTs   | 3 diodos  | 3diodos   | 6 SCRs    |
| SKM 40 GB | SKR 45/08 | SKN 45/08 | SKT 12/08 |

Note-se que os semicondutores escolhidos suportam correntes muito maiores que as necessárias, mas foram utilizados por se encontrarem disponíveis no laboratório à época da montagem.

Os capacitores de desacoplamento  $C_d$  foram escolhidos de forma a suprimir os picos de tensão que surgiam na rede e o valor adotado foi de:

$$C_d = 4\mu\text{F}$$

Os capacitores de comutação  $C_c$  foram projetados de forma a limitar as máximas derivadas de tensão em aproximadamente  $10\text{V}/\mu\text{s}$ . A partir disto e de (144) pode-se, então, escrever:

$$C_c \approx \frac{5}{3.10} = 0,167\mu\text{F}$$

Os capacitores de comutação  $C_c$  foram, então, escolhidos:

$$C_c = 150\text{nF}$$

Os indutores de comutação  $L_c$  foram projetados de forma a limitar as máximas derivadas de corrente em aproximadamente  $10\text{A}/\mu\text{s}$ . A partir disto e de (143) pode-se, então, escrever:

$$L_c \approx \frac{\sqrt{2.380}}{2.10} = 26,9\mu\text{H}$$

Note-se que, devido ao uso dos capacitores de desacoplamento  $C_d$ , o cálculo dos indutores de comutação  $L_c$  foi feito supondo-se que  $L_p = 0$ .

Os indutores de comutação  $L_c$  foram, então, enrolados com fio esmaltado 18 AWG, cuja seção é de  $0,82\text{mm}^2$ , inicialmente em duas camadas de 10 espiras cada sobre um núcleo de ar de 3 cm de diâmetro. Posteriormente, foram retiradas algumas espiras até que:

$$L_c = 25\mu\text{H}$$

A única pequena diferença do circuito da Fig. 108 em relação ao que foi exposto nos capítulos anteriores deste trabalho diz respeito aos circuitos RC série ( $R_s$  e  $C_s$ ) ligados em paralelo com os indutores de comutação  $L_c$ . Como se sabe [30, 31], tais RC são normalmente ligados em paralelo com os tiristores (e não em paralelo com os indutores), com o objetivo de controlar os picos de tensão que surgem nas comutações. No caso em questão, no entanto, a ligação adotada é vantajosa por necessitar menor número de componentes (3 RC, ao invés de 6 RC) e gerar menores perdas globais (pois quando ligados em paralelo com os tiristores, os capacitores dos RC se carregam quando os tiristores estão desligados e se descarregam sobre os resistores quando os tiristores são ligados, o que não ocorre na ligação adotada). Do ponto de vista funcional, deve-se observar que *no circuito em questão* a ligação adotada é equivalente àquela em que os RC são ligados em paralelo com os tiristores, pois as indutâncias da rede estão desacopladas e as indutâncias das fiações são pequenas. Assim, após algumas tentativas, foram adotados os seguintes valores:

$$R_s = 22\Omega$$

$$C_s = 100\text{nF}$$

Os indutores de balanceamento foram projetados com base nos estudos teóricos apresentados no item 5.3 deste trabalho e considerou-se que a indutância crítica representa um bom compromisso entre volume, peso, etc., e desempenho. Assim, de acordo com (127):

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L_{cr} = \frac{0,46.380}{377.10} = 46\text{mH}$$

Projetar e enrolar estes indutores foram problemas relativamente simples. Foram inicialmente enrolados 4 indutores, cada um com 550 espiras de fio 17AWG, cuja seção é

de 1,04mm<sup>2</sup>, sobre núcleos tipo “E” com perna central de 6cm de largura, constituídos de chapas tipo 4HS-600 do fabricante Tessin. No entanto, ajustar o entreferro para o valor previsto de indutância, na corrente especificada (metade da corrente nominal de saída, ou seja, 5A), não foi nem tão simples nem gerou uma indutância tão linear quanto inicialmente se esperava.

Decidiu-se também testar o circuito com indutores magneticamente acoplados, uma vez que, de acordo com os itens 3.3.2.3, 3.3.2.4 e 5.3.5 deste trabalho, esta é uma opção vantajosa. Os indutores magneticamente acoplados foram também enrolados com 550 espiras de fio 17AWG sobre núcleos tipo 4HS-600, mas uma derivação central foi utilizada, de forma que cada indutor ficou com apenas 275 espiras. Como resultado, o volume total e o peso total dos indutores magneticamente acoplados ficaram reduzidos à metade, quando comparados aos dos indutores não acoplados.

A prática mostrou que, como já era esperado, os entreferros dos indutores acoplados magneticamente puderam ser feitos muito menores que os dos indutores não acoplados, resultando em indutâncias maiores e, conseqüentemente, desempenhos melhores. Por esta razão, os indutores acoplados magneticamente foram adotados como os mais convenientes e são apresentados na Fig. 107.

### 6.3. Sistemas de proteção

Os principais problemas que podem ocorrer com o retificador proposto estão relacionados ao manejo da energia armazenada nos indutores de balanceamento e nas indutâncias da carga ( $LI^2/2$ ), em situações anômalas. A condição fundamental a ser respeitada é que tais indutores precisam, obrigatoriamente, de um caminho por onde suas correntes possam circular, mesmo em caso de falhas.

A primeira questão que se coloca diz respeito às comutações dos IGBTs.

Como se sabe, tanto as ordens de entrada em condução quando as ordens de bloqueio dos IGBTs da ponte P1 são dadas pelos pulsos de gatilho correspondentes. Esta característica, associada à necessidade de haver sempre um caminho para a corrente da carga, impõe que as ordens de entrada em condução dos IGBTs sejam geradas sempre alguns microsegundos *antes* que as ordens de bloqueio, como representado pelo período de

tempo  $\Delta t = t_2 - t_1$  nas Figs. 65 e 68. Note-se que esta condição é substancialmente mais importante quando os capacitores de comutação  $C_c$  não são utilizados.

Neste sentido, os retificadores a tiristores, como a ponte P2, adaptam-se perfeitamente a cargas indutivas e não exigem cuidados adicionais, pois um tiristor só se bloqueia quando a sua corrente se extingue naturalmente.

A segunda e mais importante questão que se coloca diz respeito às falhas.

Um mau contato, a destruição de um IGBT ou de um tiristor, uma súbita interrupção no fornecimento da energia elétrica da rede, uma simples sobrecarga e a conseqüente abertura do disjuntor geral, etc. Qualquer destas e de várias outras situações poderão fazer com que as correntes dos indutores de balanceamento e da carga não tenham para onde ir e, conseqüentemente, causem picos de tensão que poderão ser perigosos e/ou destrutivos.

Para evitar danos nestas situações foram utilizados quatro circuitos de proteção idênticos ao mostrado na Fig. 109, conectados de acordo com a Fig. 110.

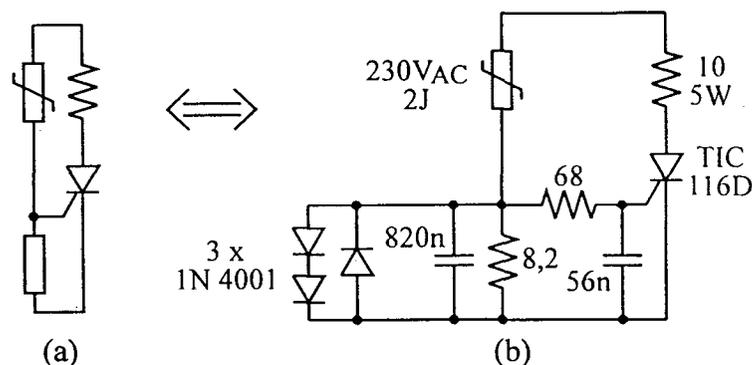


Fig. 109. Circuito de proteção. (a) Diagrama esquemático. (b) Circuito completo.

A partir da Fig. 109(b) conclui-se em primeiro lugar que o circuito de proteção proposto não precisa de alimentação própria, o que é extremamente desejável, uma vez que algumas das situações de perigo envolvem problemas no fornecimento da energia elétrica.

Adicionalmente, a análise do circuito da Fig. 109(b) mostra que o tiristor TIC 116D só entrará em condução quando a corrente do varistor de  $230V_{AC}$  superar aproximadamente 100mA. Os diodos são utilizados como grampeadores, protegendo o gatilho do tiristor; e as redes RC formadas pelos resistores de  $68\Omega$  e  $8,2\Omega$  e pelos capacitores de 820nF e 56nF servem para “endurecer” o circuito, evitando disparos falsos.

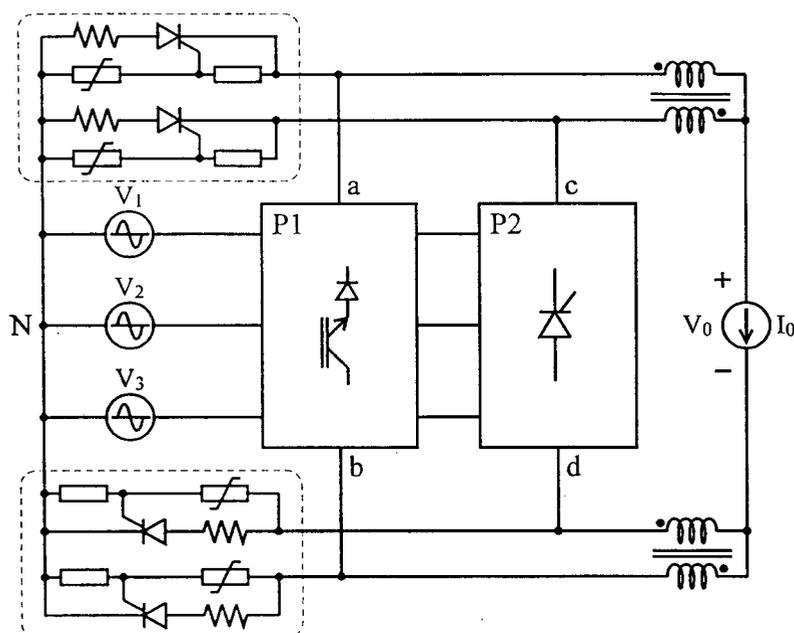


Fig. 110. Diagrama esquemático relativo aos circuitos de proteção.

A Fig. 110 mostra como os circuitos de proteção foram conectados aos terminais “a”, “b”, “c” e “d” de saída das pontes P1 e P2, gerando caminhos alternativos para a circulação das correntes dos indutores de balanceamento e também para a circulação da corrente de carga.

Note-se, inicialmente, que os circuitos de proteção nunca dispararam em condições normais de funcionamento, pois as tensões de fase são de 220V e a tensão nominal dos varistores utilizados é  $230V_{AC}$ .

Se, no entanto, a ponte P1 e/ou a ponte P2 falharem por qualquer razão, as correntes dos indutores de balanceamento circularão inicialmente pelos varistores dos circuitos de proteção e posteriormente pelos tiristores TIC 116D dos mesmos circuitos, fazendo com que a energia armazenada na carga e nos referidos indutores de balanceamento seja dissipada nos resistores de  $10\Omega$ , 5W dos circuitos de proteção.

#### 6.4. Geração dos pulsos de gatilho

Todos os pulsos de gatilho de todas as chaves das pontes P1 e P2 são gerados a partir de referências senoidais de tensão, de acordo com a Fig. 111.

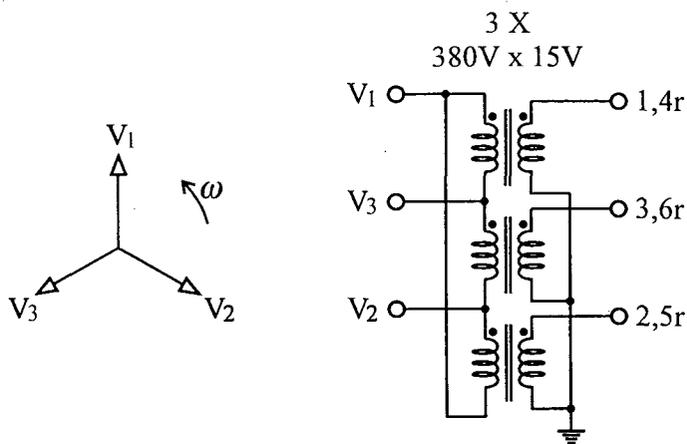


Fig. 111. Referências de tensão utilizadas na geração dos pulsos de gatilho.

Note-se que o circuito é constituído por três transformadores cujos primários são ligados em triângulo e cujos secundários são ligados em estrela. Note-se, adicionalmente, que o circuito deve funcionar com a seqüência de fases indicada pelo diagrama fasorial da Fig. 111 (seqüência direta). O terminal “1,4r” é o que gera a referência para os pulsos de gatilho dos tiristores  $S_1$  e  $S_4$ , e para os IGBTs  $T_1$  e  $T_4$ . Analogamente, os terminais “2,5r” e “3,6r” geram as demais referências.

O circuito que gera as ordens de comando dos tiristores é mostrado na Fig. 112 e dispensa maiores comentários, pois utiliza circuitos padrão com os integrados TCA 785.

O circuito que gera as ordens de comando dos IGBTs também utiliza os integrados TCA 785 e é mostrado na Fig. 113. Neste circuito, os pulsos gerados pelos TCA 785 forçam as saídas dos flip-flops 4013 (pinos 1 e 13) para o nível lógico “1”, forçando a entrada em condução dos IGBTs. Note-se que os TCA 785 só geram as ordens de entrada em condução. As ordens de bloqueio são geradas com um atraso de aproximadamente  $2\mu\text{s}$ , a partir dos próprios flip-flops, via redes RC (3k3 e 680pF).

O circuito que adapta os níveis de tensão dos pulsos gerados pelos TCA 785 da Fig. 112 aos níveis necessários pelos tiristores é mostrado na Fig. 114. Neste circuito, os pulsos gerados pelos TCA 785 são modulados em uma freqüência de aproximadamente 10kHz e transformadores de pulsos são utilizados como elementos de isolamento elétrica.

Para adaptar os níveis de tensão dos pulsos gerados pelos flip-flops da Fig. 113 aos níveis necessários pelos IGBTs foi utilizada uma placa SEMIKRON tipo SKHI 60, de acordo com a Fig. 115.

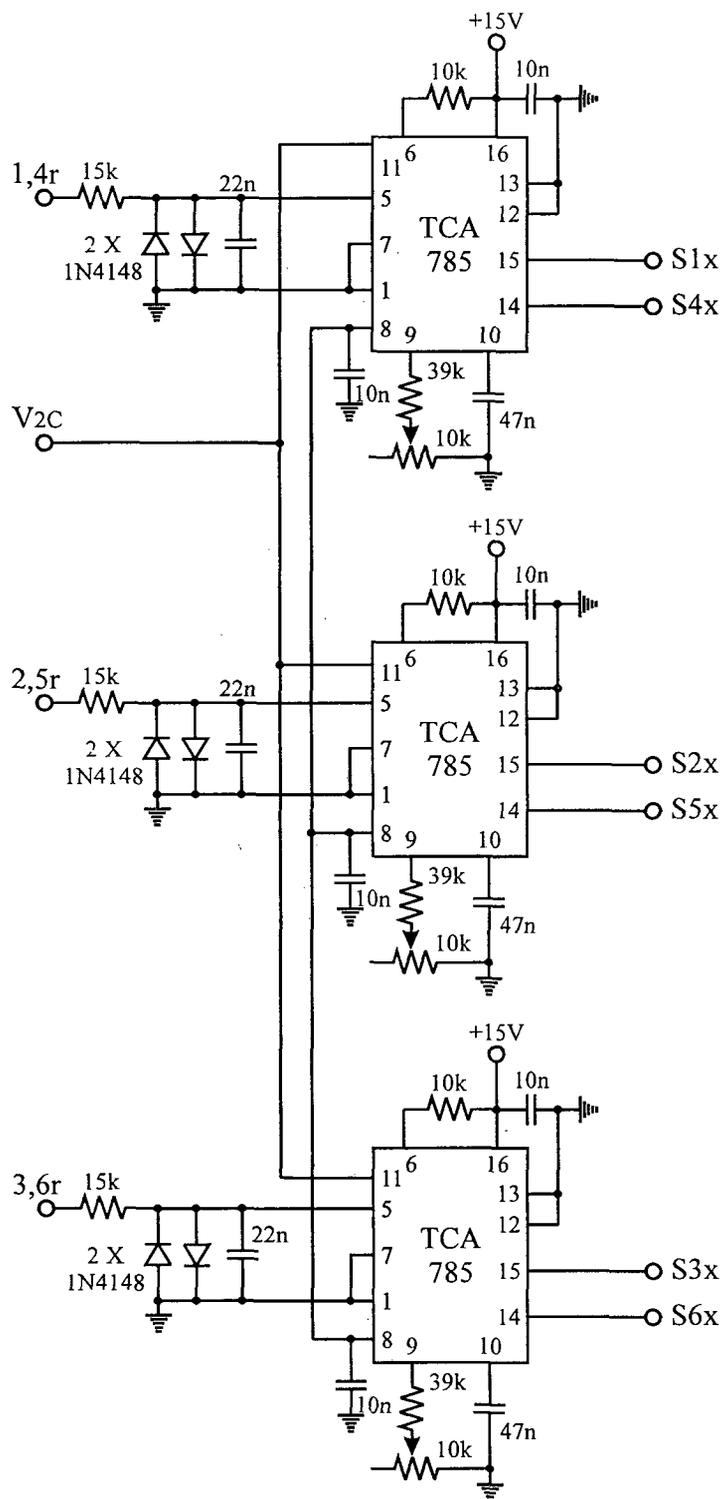


Fig. 112. Circuito que gera as ordens de comando dos tiristores.

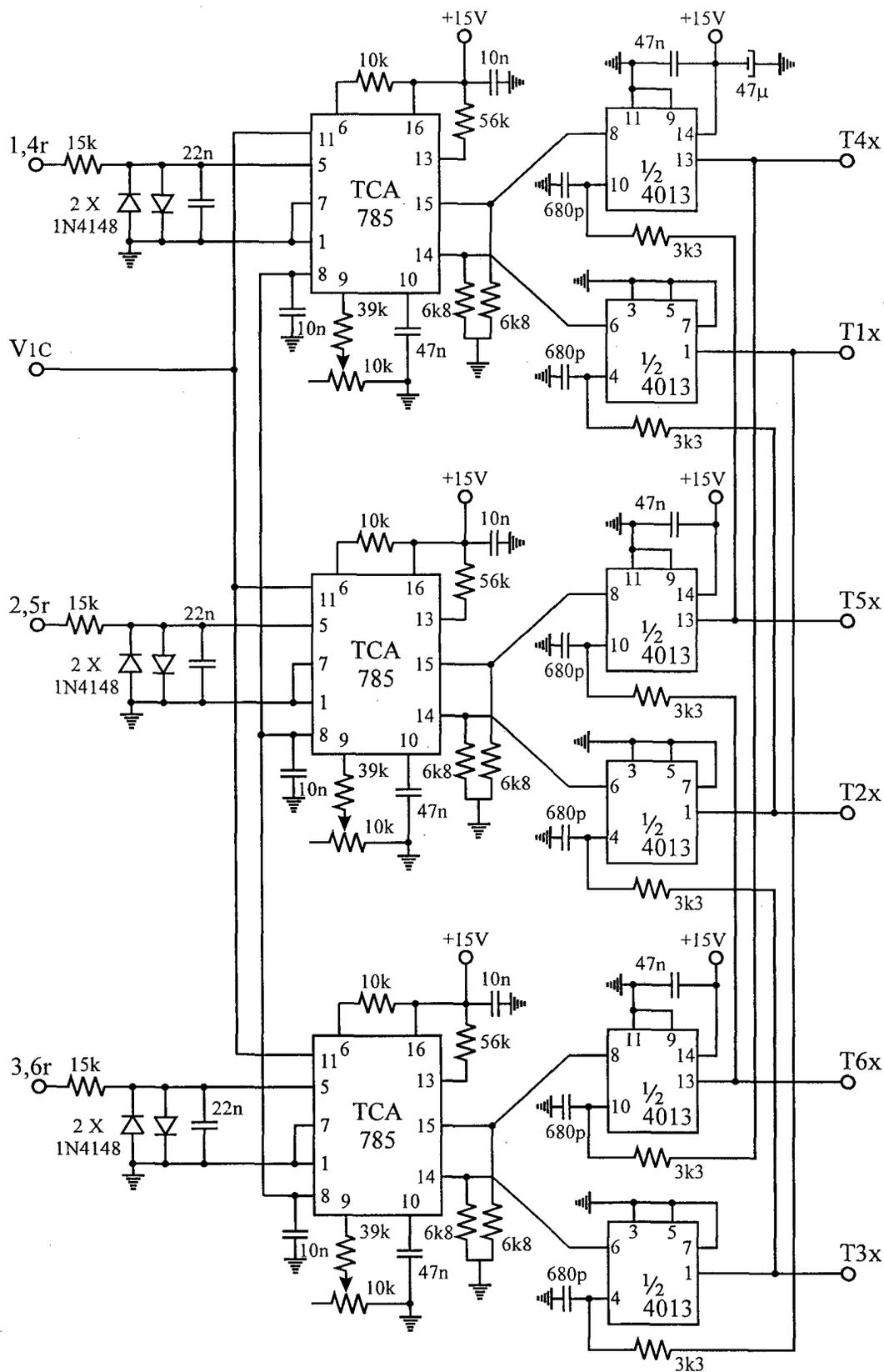


Fig. 113. Circuito que gera as ordens de comando dos IGBTs.

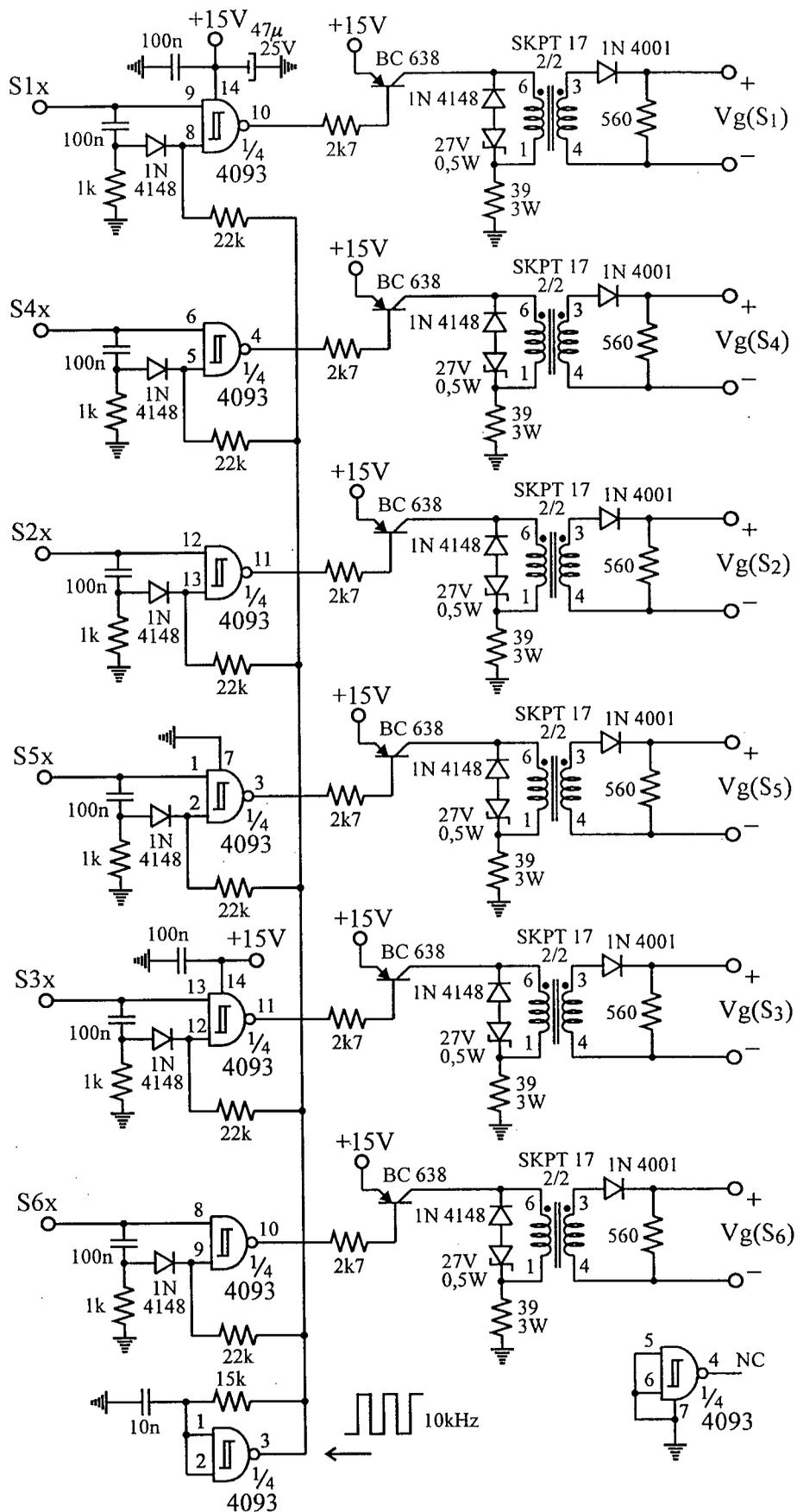


Fig. 114. Circuito que adapta os níveis de tensão dos pulsos gerados pelos TCA 785 da Fig. 112 aos níveis necessários pelos tiristores.

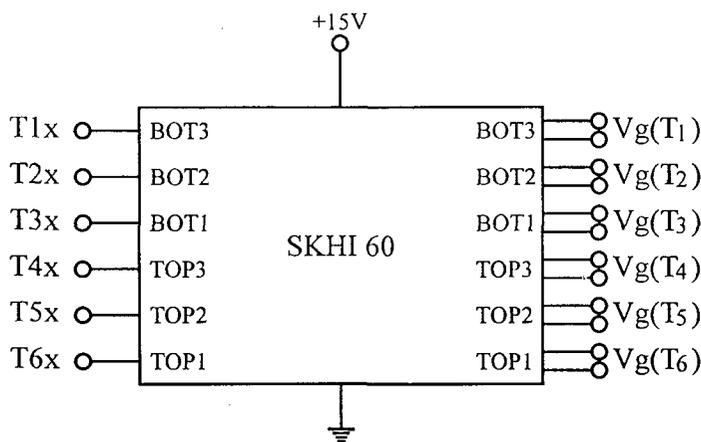


Fig. 115. Diagrama esquemático do circuito que adapta os níveis de tensão dos pulsos gerados pelos 4013 da Fig. 113 aos níveis necessários pelos IGBTs.

## 6.5. Sistema de controle

O circuito correspondente aos sistemas de controle da tensão de saída  $V_0$  e das correntes dos indutores de balanceamento  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  é mostrado na Fig. 116.

O projeto dos reguladores de tensão e de corrente segue exatamente os passos apresentados no item 5.4.3 deste trabalho.

Supondo-se que a excursão máxima da tensão de saída dos amplificadores operacionais (AOs) denominados (a1) e (b1) da Fig. 116 é de  $\pm 14V$ , e considerando-se as redes resistivas utilizadas nos circuitos dos AOs (a4) e (b4) e as amplitudes das tensões triangulares dos TCA 785, tem-se  $V_{CM} = 14V$  e, a partir de (188), o ganho das pontes P1 e P2 pode ser calculado de acordo com:

$$k_1 = k_2 = \frac{V_{0M}}{V_{CM}} = \frac{500}{14} \quad \boxed{k_1 = k_2 = 35,7}$$

Note-se que quando a tensão de saída do AO (b1) é máxima (+14V), a tensão de saída do AO (b4) aproxima-se de zero e, ao ser comparada com as tensões triangulares dos TCA 785 da Fig. 112, gera ângulos de disparo  $\alpha$  próximos de zero, o que significa tensão de saída da ponte P2 próxima da máxima (500V). Quando, por outro lado, a tensão de saída do AO (a1) é máxima (+14V), a tensão de saída do AO (a4) aproxima-se de seu valor máximo (+12V) e, ao ser comparada com as tensões triangulares dos TCA 785 da Fig. 113, gera ângulos de disparo  $\alpha$  próximos de  $180^\circ$ . No entanto, devido a uma inversão nos



comandos das chaves (note-se que na Fig. 112 é o pino 15 do TCA 785 que gera os pulsos do tiristor  $S_1$ , enquanto que na Fig. 113 é o pino 14 do TCA 785 que gera os pulsos do IGBT  $T_1$ ), este ângulo de disparo também gera tensão de saída próxima da máxima (500V) na ponte P1.

Os valores inicialmente arbitrados para o projeto dos reguladores de corrente são:

$$R_1 = R_2 = 0\Omega$$

$$k_i = 1$$

$$f_i = 5\text{Hz}$$

$$R_{1i} = 22\text{k}\Omega$$

A partir destes valores, da Fig. 104 e das equações (191) e (192) pode-se escrever:

$$C_{1i} = \frac{0,5 \cdot k_1 \cdot k_i}{R_{1i} \cdot 2\pi f_i (R_1 + R_L)} = \frac{0,5 \cdot 35,7 \cdot 1}{22000 \cdot 10 \cdot \pi \cdot 50} = 517\text{nF} \quad C_{1i} = 560\text{nF}$$

$$R_{2i} = \frac{L + L_L}{C_1 (R_1 + R_L)} = \frac{0,046 + 0,33}{560\text{n} \cdot 50} = 13,4\text{k}\Omega \quad R_{2i} = 12\text{k}\Omega$$

Note-se que no caso de se utilizarem indutores acoplados magneticamente, o cálculo de  $R_{2i}$  é levemente diferente, mas redundando no mesmo resultado final:

$$R_{2i} = \frac{L + L_L}{C_1 (R_1 + R_L)} = \frac{0 + 0,33}{560\text{n} \cdot 50} = 11,8\text{k}\Omega \quad R_{2i} = 12\text{k}\Omega$$

Considerando-se que ao nível do sistema de controle esta é a única pequena diferença entre utilizar indutores de balanceamento com ou sem acoplamento magnético, conclui-se que qualquer que seja a escolha realizada, o circuito final será o mesmo. Como, de fato, as duas possibilidades são testadas neste trabalho, esta é uma situação bastante conveniente.

Os reguladores de corrente são implementados na Fig. 116 com os AOs (a1) e (b1).

Os valores inicialmente arbitrados para o projeto do regulador de tensão são:

$$k_v = 0,02$$

$$f_v = 3\text{Hz}$$

$$R_{3v} = R_{4v} = 56\text{k}\Omega$$

A partir destes valores, da Fig. 105 e das equações (200) a (202) pode-se escrever:

$$C_{2v} = \frac{L_L}{R_L} \frac{R_{3v} + R_{4v}}{R_{3v} \cdot R_{4v}} = \frac{0,33}{50.28k} = 236nF \quad \boxed{C_{2v} = 220nF}$$

$$C_{3v} = \frac{k_v \cdot R_L}{\pi \cdot k_i \cdot f_v (R_{3v} + R_{4v})} = \frac{0,02 \cdot 50}{\pi \cdot 3(56k + 56k)} = 947nF \quad \boxed{C_{3v} = 1\mu F}$$

$$R_{5v} = \frac{1}{C \cdot 3.2 \pi \cdot f_i} = \frac{10^6}{2 \pi \cdot 5} = 31,8k\Omega \quad \boxed{R_{5v} = 33k\Omega}$$

O regulador de tensão é implementado na Fig. 116 com o AO (b3).

## 6.6. Resultados obtidos

A Fig. 117 mostra alguns dos primeiros resultados que foram obtidos com o protótipo de laboratório operando a laço aberto com ângulo de disparo  $\alpha \approx 18^\circ$  e indutores de balanceamento não acoplados magneticamente.

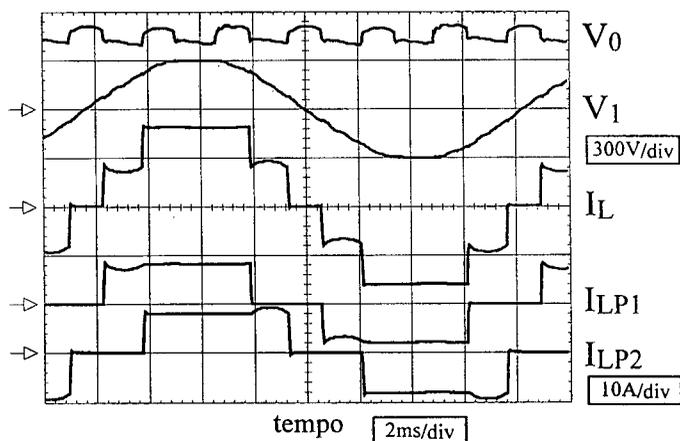


Fig. 117. Primeiros resultados experimentais obtidos com o protótipo de laboratório. De cima para baixo: Tensão de saída, tensão de fase, corrente de linha, corrente de entrada da ponte P1 e corrente de entrada da ponte P2.

Na Fig. 117 a resistência de carga é menor que a nominal e a potência dissipada na carga é da ordem de 7,5kW. O comportamento térmico dos semicondutores e respectivos dissipadores de calor foi adequado, mas os indutores de balanceamento sobreaqueceram. Este sobreaquecimento, no entanto, foi considerado normal, pois os indutores de balanceamento haviam sido projetados para uma potência de saída de apenas 5kW.

A partir da Fig. 117 conclui-se que a corrente de entrada do retificador proposto tem 5 diferentes níveis e que o fator de deslocamento é aproximadamente unitário.

Os valores medidos do fator de potência e da taxa de distorção harmônica da corrente de entrada são de  $FP = 0,98$  e  $THD = 19,2\%$ . Os valores teóricos correspondentes são de  $FP = 0,985$  e  $THD = 17,4\%$ , o que indica ótima concordância entre a teoria e a prática. A análise harmônica da corrente de linha correspondente ao ensaio da Fig. 117 é mostrada na Fig. 118.

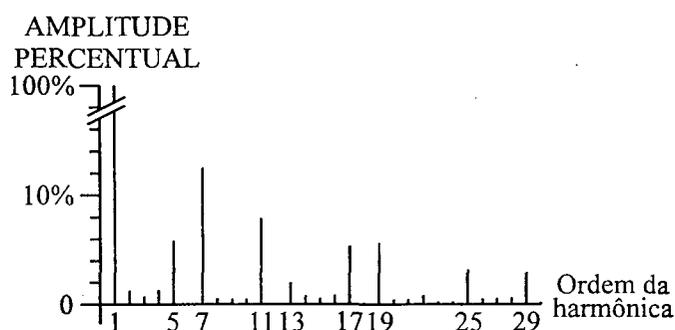


Fig.118. Análise harmônica da corrente de linha da Fig. 117.

Os resultados apresentados nas Figs. 117 e 118 serviram de grande incentivo à continuidade dos trabalhos, uma vez que confirmaram a maior parte da teoria desenvolvida.

No entanto, o sistema operando a laço aberto mostrou-se de difícil ajuste e decidiu-se que implementar o sistema de controle era, de fato, uma necessidade.

Adicionalmente, foram realizados vários ensaios com os indutores de balanceamento acoplados magneticamente e, como os resultados obtidos foram ainda melhores que os da Fig. 117, decidiu-se utilizá-los em todos os demais ensaios apresentados a seguir.

O sistema completo do retificador multinível de 6 pulsos foi, então, implementado com os valores apresentados nos itens 6.2 a 6.5 deste trabalho, com o sistema de controle e com indutores de balanceamento acoplados magneticamente.

Inicialmente, observou-se que as correntes  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  mantinham-se absolutamente iguais, mas o mesmo não ocorria com as correntes  $I_{L3}$  e  $I_{L4}$ . Este resultado era inesperado e, de certa forma, contrariava a hipótese fundamental apresentada no item 5.4.2 deste

trabalho, de que as partes “de cima” e “de baixo” de uma mesma ponte têm diferenças pouco significativas.

Após algum esforço em laboratório, no entanto, descobriu-se que o problema era causado pela influência da ondulação das correntes dos indutores de balanceamento no funcionamento dos circuitos integrados TCA 785, não sendo, portanto, conceitual.

A questão se explica pelo fato de que os TCA 785 geram os pulsos de gatilho a partir da comparação de uma tensão de referência com tensões triangulares. Note-se que estas triangulares têm frequência de  $2f$ , mas a tensão de referência, que deveria ser isenta de ondulação, apresenta componentes de  $3f$ , que se originam nos transdutores de corrente, e componentes de  $6f$ , que se originam no transdutor de tensão (tais afirmações podem ser confirmadas a partir da Fig. 56 e da equação 101).

A Fig. 119 ilustra esta questão.

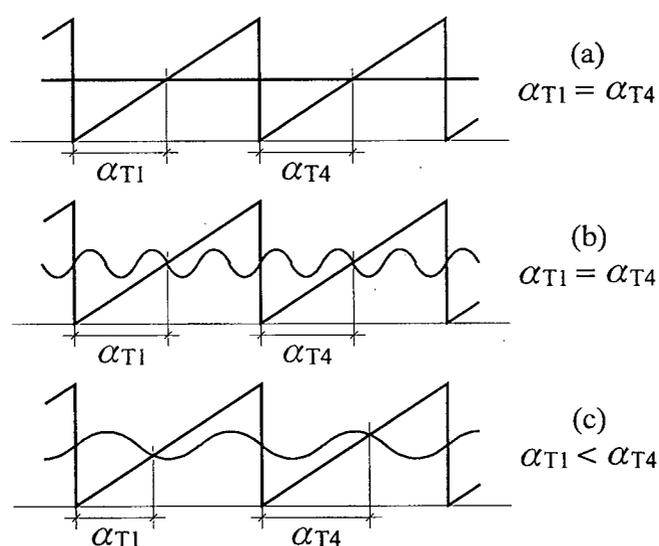


Fig. 119. Influência da ondulação da tensão de referência nos ângulos de disparo.

(a) Referência sem ondulação. (b) Referência com ondulação de 360Hz.

(c) Referência com ondulação de 180Hz.

A Fig. 119(a) mostra a situação ideal, onde a referência de tensão não tem ondulação e os ângulos de disparo das partes “de cima” e “de baixo” da ponte são iguais ( $\alpha_{T1} = \alpha_{T4}$ ). A situação representada na Fig. 119(a) ocorre normalmente em sistemas que funcionam a laço aberto (sem realimentação).

A Fig. 119(b) mostra que a ondulação de  $6f$  da referência de tensão, por ser uma frequência múltipla da frequência da triangular ( $2f$ ), não influi nos ângulos de disparo.

Assim como na Fig. 119(a), os ângulos de disparo das partes “de cima” e “de baixo” da ponte são também iguais e a ponte permanece equilibrada ( $\alpha_{T1} = \alpha_{T4}$ ). A situação apresentada na Fig. 119(b) representa a maioria dos conversores que funcionam a laço fechado (com realimentação) e utilizam o princípio da comparação com triangulares.

A Fig. 119(c) mostra que a ondulação de  $3f$  da referência de tensão, por não ser uma frequência múltipla de frequência da triangular ( $2f$ ), influi significativamente nos ângulos de disparo. Os ângulos de disparo das partes “de cima” e “de baixo” da ponte não são iguais e a ponte, por esta razão, torna-se não equilibrada ( $\alpha_{T1} \neq \alpha_{T4}$ ; no caso,  $\alpha_{T1} < \alpha_{T4}$ ). A situação apresentada na Fig. 119(c) é relativamente rara de ser encontrada e, por esta razão, mereceu ser analisada e bem compreendida.

A solução mais simples encontrada para resolver este problema foi filtrar a ondulação de  $3f$ , que, no caso, vale  $3 \cdot 60\text{Hz} = 180\text{Hz}$ . A fim de se realizar uma filtragem eficiente foram utilizados filtros com pólos em 40Hz e em 48Hz, implementados com os capacitores de 220nF, 330nF e  $1,1\mu\text{F}$  assinalados na Fig. 116.

O projeto destes filtros não foi uma tarefa simples de ser realizada, pois com eles o sistema se torna de 3º grau. Note-se que a fim fazer a mais eficiente filtragem possível, os pólos deveriam estar nas mais baixas frequências possíveis, mas a fim de que o sistema permanecesse estável e os pólos da filtragem não influíssem na resposta prevista para o sistema, os pólos deveriam estar nas mais altas frequências possíveis. A partir destas duas premissas conflitantes, decidiu-se colocar os pólos dos filtros entre  $f_i$  (5Hz) e  $3f$  (180Hz), e ajustar os valores em parte via simulações e em parte diretamente no protótipo montado.

Com a colocação destes filtros o sistema passou a operar corretamente com qualquer ângulo de disparo, sem a necessidade de qualquer ajuste adicional. A operação tornou-se simples e vários ensaios foram realizados.

A Fig. 120 mostra alguns dos resultados que foram obtidos com o protótipo de laboratório operando com três diferentes ângulos de disparo, escolhidos de forma a demonstrar os diferentes modos de funcionamento do retificador proposto. Note-se que, de acordo com os itens 4.3, 4.4 e 5.3.2 deste trabalho, as formas de onda da tensão de saída e da corrente de entrada do retificador proposto são diferentes, dependendo se o ângulo de disparo  $\alpha$  está entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$ , ou entre  $30^\circ$  e  $60^\circ$ , ou entre  $60^\circ$  e  $90^\circ$  (exatamente como confirmado pelos resultados apresentados na Fig. 120).

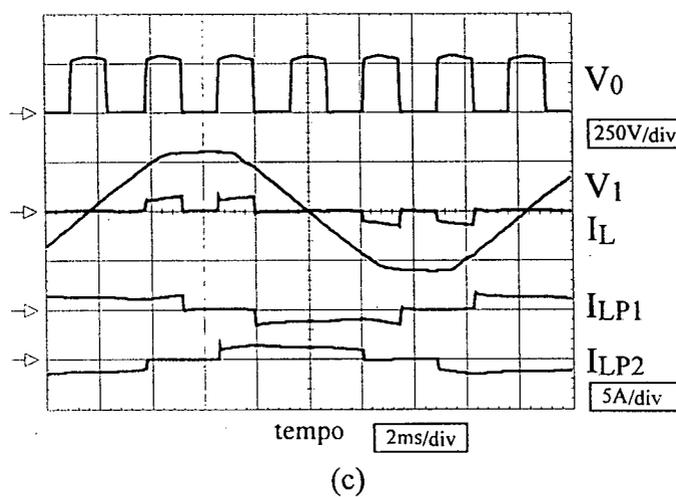
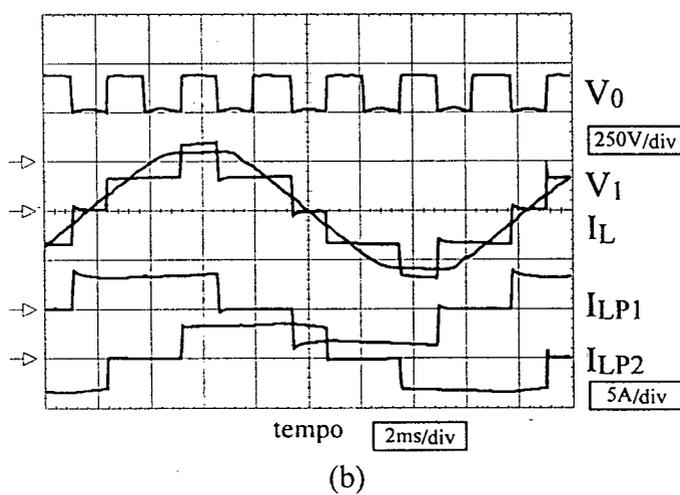
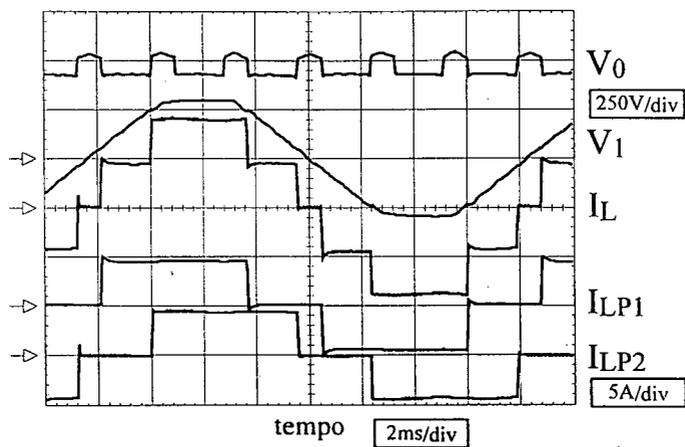


Fig. 120. Resultados experimentais obtidos com o protótipo de laboratório. Todas as três aquisições apresentam, de cima para baixo: Tensão de saída, tensão de fase, corrente de linha, corrente de entrada da ponte P1 e corrente de entrada da ponte P2.  
 (a)  $\alpha = 12^\circ$ . (b)  $\alpha = 45^\circ$ . (c)  $\alpha = 75^\circ$ .

Observando-se as formas de onda apresentadas na Fig. 120 pode-se concluir que o sistema é estável em regime permanente e que as correntes dos indutores de balanceamento estão equilibradas, pois os níveis da corrente de linha  $I_L$  têm sempre valor múltiplo de  $I_0/2$ .

Comparando-se as Figs. 120(a) e 117 pode-se concluir que a ondulação das correntes dos indutores de balanceamento é consideravelmente maior na Fig. 117. Com isto comprovam-se mais uma vez as vantagens de se utilizar o acoplamento magnético nos indutores de balanceamento, posto que tais indutores estão acoplados na Fig. 120 e não estão acoplados na Fig. 117, e que os indutores da Fig. 117, quando comparados aos da Fig. 120, têm exatamente o dobro do peso e do volume totais.

A tabela IV apresenta os resultados obtidos a partir de ensaios realizados com o protótipo funcionando em regime permanente, e os valores teóricos correspondentes, calculados a partir da hipótese de que a ondulação das correntes dos indutores de balanceamento é desprezível.

Os valores constantes na tabela IV mostram excelente concordância entre teoria e prática. Como exemplo, pode-se mostrar que o erro entre os valores medidos e os valores teóricos do FP é menor que 1% para  $0^\circ < \alpha < 30^\circ$  e menor que 2% para qualquer ângulo de disparo  $\alpha$ .

A Fig. 121 mostra resultados que evidenciam o funcionamento do sistema de controle implementado.

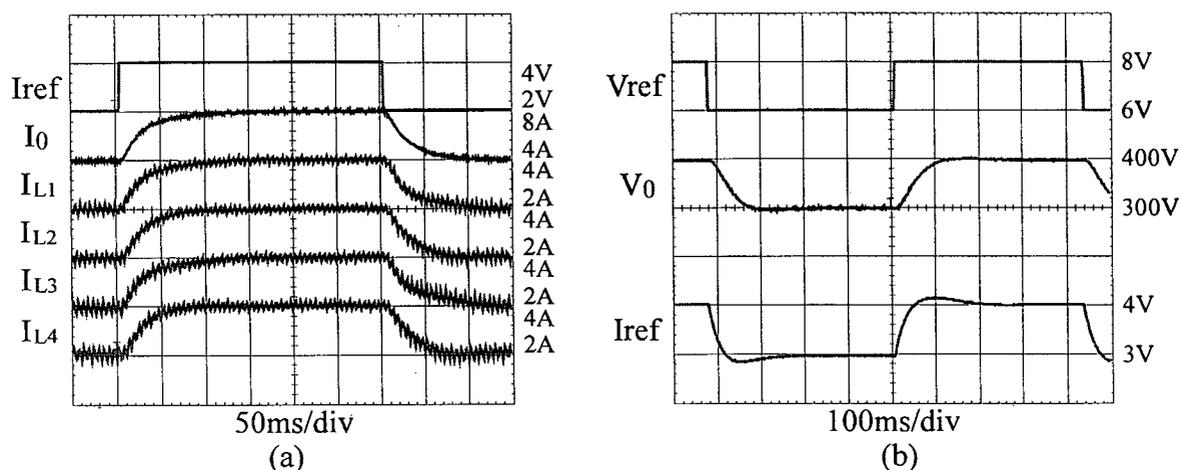


Fig. 121. Resultados experimentais que evidenciam o funcionamento do sistema de controle implementado. (a) Laço interno de controle de corrente. (b) Laço de controle de tensão.

Tabela IV - Ensaio de regime permanente.

| Valores obtidos a partir do protótipo |              |               |                   |              |       |       |       | Valores teóricos |       |       |
|---------------------------------------|--------------|---------------|-------------------|--------------|-------|-------|-------|------------------|-------|-------|
| $\alpha$<br>(graus)                   | $V_1$<br>(V) | $P_u$<br>(kW) | $I_{(1)L}$<br>(A) | $I_L$<br>(A) | FD    | FP    | THD   | FD               | FP    | THD   |
| 4,49                                  | 219,6        | 5,33          | 8,08              | 8,36         | 1,0   | 0,971 | 0,246 | 1,00             | 0,970 | 0,249 |
| 9,89                                  | 218,6        | 5,15          | 7,85              | 8,01         | 1,0   | 0,981 | 0,198 | 1,00             | 0,982 | 0,192 |
| 13,6                                  | 218,6        | 5,08          | 7,68              | 7,89         | 1,0   | 0,982 | 0,192 | 1,00             | 0,986 | 0,171 |
| 16,4                                  | 221,1        | 4,96          | 7,49              | 7,61         | 1,0   | 0,984 | 0,181 | 1,00             | 0,986 | 0,170 |
| 19,0                                  | 221,0        | 4,77          | 7,21              | 7,35         | 1,0   | 0,980 | 0,203 | 1,00             | 0,984 | 0,180 |
| 20,9                                  | 221,2        | 4,67          | 7,06              | 7,21         | 1,0   | 0,977 | 0,218 | 1,00             | 0,982 | 0,194 |
| 24,4                                  | 221,3        | 4,43          | 6,73              | 6,88         | 1,0   | 0,970 | 0,251 | 1,00             | 0,974 | 0,231 |
| 27,4                                  | 220,3        | 4,16          | 6,32              | 6,56         | 1,0   | 0,958 | 0,299 | 1,00             | 0,965 | 0,271 |
| 29,3                                  | 220,3        | 4,00          | 6,10              | 6,37         | 1,0   | 0,950 | 0,329 | 1,00             | 0,958 | 0,300 |
| 31,3                                  | 219,9        | 3,82          | 5,85              | 6,13         | 1,0   | 0,947 | 0,337 | 1,00             | 0,956 | 0,307 |
| 33,0                                  | 219,4        | 3,66          | 5,61              | 5,86         | 1,0   | 0,948 | 0,336 | 1,00             | 0,957 | 0,302 |
| 35,4                                  | 220,8        | 3,45          | 5,30              | 5,50         | 1,0   | 0,946 | 0,343 | 1,00             | 0,958 | 0,299 |
| 39,0                                  | 220,9        | 3,21          | 4,89              | 5,12         | 1,0   | 0,946 | 0,343 | 1,00             | 0,958 | 0,299 |
| 42,1                                  | 219,9        | 2,91          | 4,44              | 4,66         | 1,0   | 0,945 | 0,346 | 1,00             | 0,957 | 0,304 |
| 44,7                                  | 219,8        | 2,65          | 4,07              | 4,27         | 1,0   | 0,943 | 0,353 | 1,00             | 0,955 | 0,31  |
| 47,5                                  | 222,0        | 2,43          | 3,69              | 3,87         | 1,0   | 0,941 | 0,36  | 1,00             | 0,953 | 0,319 |
| 50,9                                  | 222,8        | 2,15          | 3,25              | 3,45         | 0,999 | 0,935 | 0,376 | 1,00             | 0,95  | 0,329 |
| 53,1                                  | 223,8        | 1,97          | 2,97              | 3,14         | 0,999 | 0,936 | 0,373 | 1,00             | 0,948 | 0,333 |
| 56,1                                  | 225,0        | 1,76          | 2,66              | 2,78         | 0,998 | 0,937 | 0,367 | 1,00             | 0,948 | 0,335 |
| 62,4                                  | 221,9        | 1,23          | 1,85              | 2,00         | 0,995 | 0,921 | 0,409 | 1,00             | 0,921 | 0,423 |
| 66,3                                  | 222,0        | 0,94          | 1,42              | 1,63         | 0,992 | 0,861 | 0,572 | 1,00             | 0,862 | 0,588 |
| 70,8                                  | 222,2        | 0,64          | 0,964             | 1,22         | 0,991 | 0,792 | 0,752 | 1,00             | 0,784 | 0,792 |
| 75,4                                  | 222,8        | 0,40          | 0,596             | 0,854        | 0,995 | 0,697 | 1,02  | 1,00             | 0,689 | 1,052 |
| 78,6                                  | 222,4        | 0,24          | 0,365             | 0,596        | 1,0   | 0,609 | 1,3   | 1,00             | 0,611 | 1,297 |
| 83,3                                  | 222,3        | 0,09          | 0,163             | 0,293        | 0,893 | 0,459 | 1,67  | 1,00             | 0,462 | 1,919 |

A Fig. 121(a) mostra o comportamento dinâmico do laço interno de controle de corrente quando a referência de corrente ( $I_{ref}$ ) é uma onda quadrada. Nota-se que as correntes dos quatro indutores de balanceamento ( $I_{L1} - I_{L4}$ ) têm os mesmos valores de regime permanente e, basicamente, o mesmo comportamento transitório, ainda que pequenas diferenças possam ser observadas nos transitórios das correntes não controladas ( $I_{L3}, I_{L4}$ ). A forma de onda da corrente de saída mostra um comportamento de sistema de 1ª ordem (apesar dos filtros utilizados) com uma constante de tempo de aproximadamente  $\tau_I = 30\text{ms}$

A Fig. 121(b) mostra o comportamento dinâmico do laço de controle de tensão quando a referência de tensão ( $V_{ref}$ ) é uma onda quadrada. Nota-se que a forma de onda da tensão de saída mostra, basicamente, um comportamento de sistema de 1ª ordem com uma constante de tempo de aproximadamente  $\tau_V = 50\text{ms}$ .

Note-se que, de acordo com (196) e (206), as constantes de tempo associadas aos laços de controle de corrente e de tensão valem, respectivamente:

$$\tau_I = \frac{1}{2\pi \cdot 5} = 31,8\text{ms} \quad \text{e} \quad \tau_V = \frac{1}{2\pi \cdot 3} = 53,1\text{ms}.$$

Note-se, finalmente, que os valores teóricos e práticos das constantes de tempo  $\tau_I$  e  $\tau_V$  mostram excelente concordância e, quando analisados em conjunto com as formas de onda obtidas, confirmam todo o estudo relativo ao sistema de controle do retificador multinível de 6 pulsos (modelagem, hipóteses simplificadoras, equacionamento e projeto).

As Figs. 122 e 123 mostram resultados relativos às comutações das chaves do retificador proposto sem a utilização dos circuitos de ajuda à comutação.

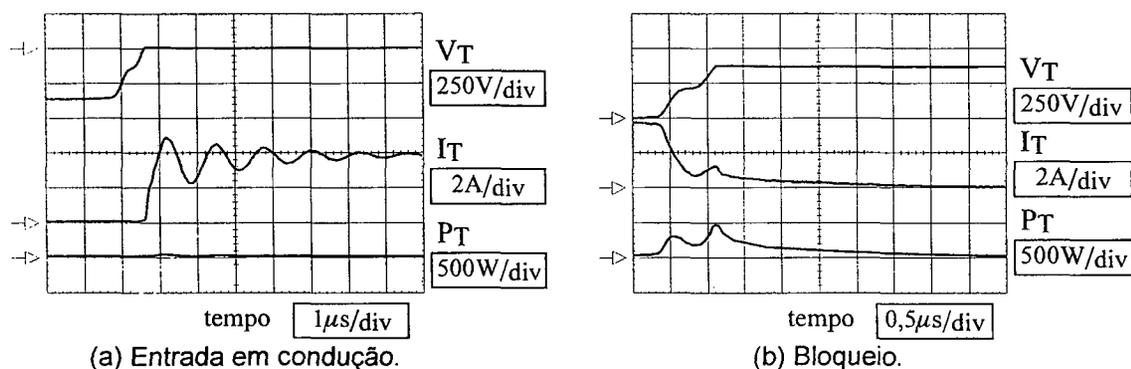
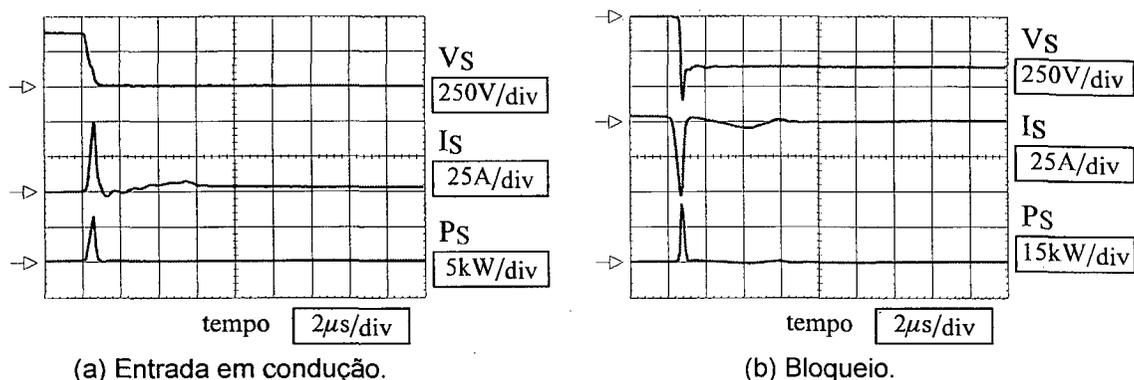


Fig. 122. Comutação da ponte P1 sem circuitos de ajuda à comutação ( $V_0 = 350\text{V}$ ).



(a) Entrada em condução.

(b) Bloqueio.

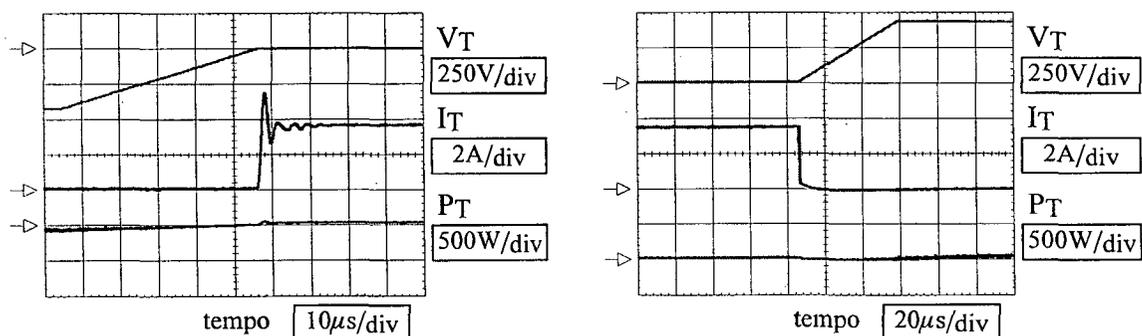
Fig. 123. Comutação da ponte P2 sem circuitos de ajuda à comutação ( $V_0 = 350V$ ).

A partir da Fig. 122 pode-se concluir que quando não são utilizados os circuitos de ajuda à comutação a entrada em condução dos IGBTs da ponte P1 é não dissipativa e o bloqueio é dissipativo. Tais resultados estão em perfeita concordância com a análise teórica apresentada junto à Fig. 65.

A partir da Fig. 123 pode-se concluir que os tiristores da ponte P2 são submetidos a elevadas potências instantâneas tanto na entrada em condução quanto no bloqueio, devido principalmente à recuperação reversa dos mesmos. No bloqueio, a derivada de corrente é da ordem de  $125A/\mu s$  e a potência instantânea máxima dissipada é da ordem de  $25kW$ .

Comparando-se as Figs. 122 e 123 pode-se concluir que os problemas associados às comutações dos tiristores são mais graves não só pelo fato de envolverem picos de potência maiores, mas também porque as elevadas derivadas de corrente podem ser destrutivas para os mesmos.

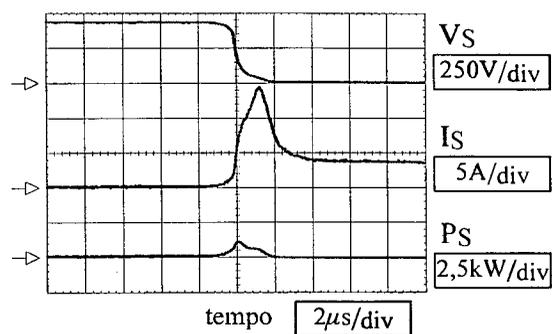
As Figs. 124, 125, 126 e 127 mostram resultados relativos às comutações das chaves do retificador proposto com a utilização dos circuitos de ajuda à comutação.



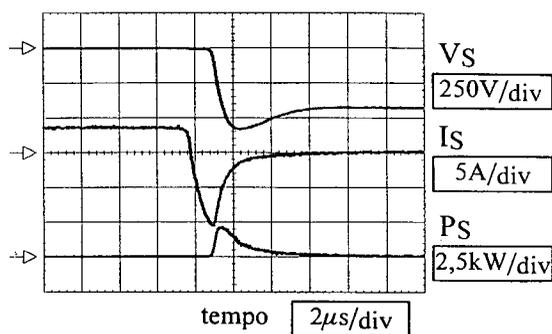
(a) Entrada em condução.

(b) Bloqueio.

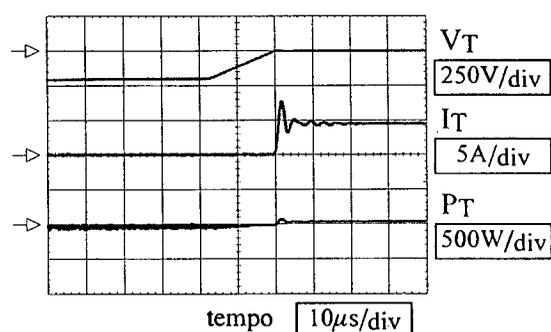
Fig. 124. Comutação da ponte P1 com circuitos de ajuda à comutação ( $V_0 = 300V$ ).



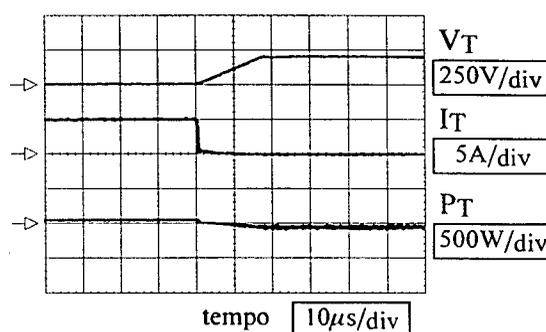
(a) Entrada em condução.



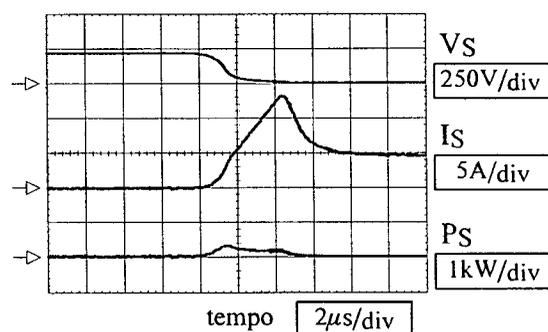
(b) Bloqueio.

Fig. 125. Comutação da ponte P2 com circuitos de ajuda à comutação ( $V_0 = 300V$ ).

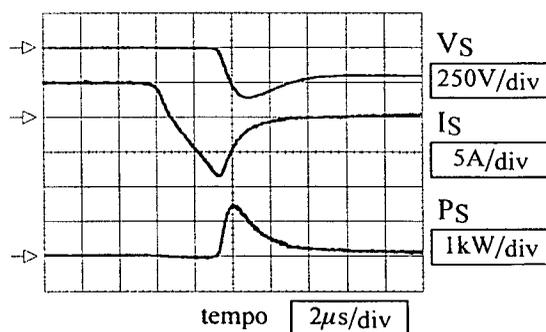
(a) Entrada em condução.



(b) Bloqueio.

Fig. 126. Comutação da ponte P1 com circuitos de ajuda à comutação ( $V_0 = 450V$ ).

(a) Entrada em condução.



(b) Bloqueio.

Fig. 127. Comutação da ponte P2 com circuitos de ajuda à comutação ( $V_0 = 450V$ ).

A partir das Figs. 124 e 126 pode-se concluir que quando são utilizados os circuitos de ajuda à comutação (capacitores  $C_c$ ) tanto a entrada em condução quanto o bloqueio dos IGBTs da ponte P1 são não dissipativos.

A partir das Figs. 125 e 127 pode-se concluir que quando são utilizados os circuitos de ajuda à comutação (indutores  $L_c$  e circuitos supressores  $R_sC_s$ ) tanto a entrada em condução quanto o bloqueio dos tiristores da ponte P2 são dissipativos. No entanto,

comparando-se as comutações apresentadas nas Figs. 125 e 127 com as da Fig. 123 pode-se concluir que os problemas foram parcialmente resolvidos, pois as potências instantâneas dissipadas nas Figs. 125 e 127 são consideravelmente menores que as da Fig. 123.

As maiores derivadas de tensão associadas às comutações dos IGBTs da ponte P1 ocorrem na Fig. 126, onde a corrente da carga é próxima da máxima e o valor medido é da ordem de  $11\text{V}/\mu\text{s}$ . Este valor é 10% maior que o adotado como valor de projeto ( $10\text{V}/\mu\text{s}$ ), mas deve-se observar que os valores dos capacitores de comutação  $C_c$  utilizados são 10% menores que os projetados ( $150\text{nF}$ , ao invés de  $167\text{nF}$ ), confirmando, desta maneira, o equacionamento realizado.

As maiores derivadas de corrente associadas às comutações dos tiristores da ponte P2 ocorrem na Fig. 125, onde a tensão aplicada sobre os indutores se aproxima da máxima e o valor medido é da ordem de  $10\text{A}/\mu\text{s}$ , precisamente de acordo com o projeto realizado.

Note-se, finalmente, que todas as medidas relativas às comutações das chaves da ponte P1, inclusive as apresentadas nas Figs. 122, 124 e 126, foram realizadas entre os terminais de saída “a” e “b” (Fig. 45) e os terminais de entrada da fonte trifásica, ou seja, incluem as quedas de tensão sobre os IGBTs e sobre os diodos.

## 6.7. Conclusão

Neste capítulo, um exemplo completo de projeto de um retificador multinível de 6 pulsos foi apresentado.

O equacionamento realizado nos capítulos 4 e 5 deste trabalho foi utilizado para o dimensionamento dos diversos componentes dos circuitos de potência e de controle, e todos os circuitos utilizados foram apresentados (circuito de potência - Fig. 107; circuitos de proteção - Figs. 109 e 110; circuito que gera as referências de tensão - Fig. 111; circuitos que geram as ordens de comando - Figs. 112 e 113; circuitos adaptadores de níveis - Figs. 114 e 115; e circuito de controle - Fig. 116).

Os ensaios realizados com o protótipo montado confirmaram de forma contundente as análises teóricas apresentadas nos capítulos 4 e 5 deste trabalho e reafirmaram o excelente desempenho global do retificador multinível de 6 pulsos.

Os ensaios cujos resultados foram apresentados na tabela IV, p. ex., apresentam excelente concordância entre valores teóricos e práticos; maior até do que a que se esperava inicialmente.

Os ensaios relativos às comutações mostraram que as comutações dos tiristores envolvem derivadas de corrente que podem ser destrutivas e potências instantâneas maiores do que as dos IGBTs. Circuitos de ajuda à comutação dos tiristores levemente diferentes dos tradicionais foram propostos e testados ( $L_c$ ,  $R_s$  e  $C_s$  da Fig. 107), e mostraram bons resultados.

Circuitos de ajuda à comutação dos IGBTs foram também propostos e testados ( $C_c$  da Fig. 107), e também mostraram bons resultados.

Os ensaios relativos ao comportamento dinâmico do retificador (Fig. 121) mostraram que tanto o laço interno de controle de corrente quanto o laço de controle de tensão têm comportamento de 1ª ordem, de acordo com a teoria desenvolvida (e apesar dos filtros utilizados). Tais ensaios confirmaram todo o estudo relativo ao sistema de controle (modelagem, hipóteses simplificadoras, equacionamento e projeto).

Finalmente, a prática mostrou mais uma vez que a utilização de indutores de balanceamento acoplados magneticamente é vantajosa, pois têm a metade do volume e do peso dos não acoplados.

## CAPÍTULO 7

### Conclusão geral

O presente trabalho abordou, basicamente, o estudo de novos tipos de retificadores controlados para médias e altas potências (acima de 2kW ou de 20kW e possivelmente abaixo de 2MW ou de 20MW), onde são utilizadas as células multinível em corrente propostas em [8], e não são utilizados transformadores de entrada.

Nos capítulos 1 e 2, foram definidos os parâmetros de importância para o estudo e foi feita uma rápida revisão dos retificadores controlados de médias e de altas potências tradicionais, e de alguns dos que utilizam técnicas de otimização do FP. Suas características de entrada e de saída foram apresentadas através de gráficos e de equações, e uma análise comparativa foi realizada.

No capítulo 3, o método de geração dos novos retificadores multinível foi proposto e muitas novas topologias foram geradas. Critérios gerais para o correto funcionamento destas novas topologias foram desenvolvidos e mostrou-se que sempre é possível trabalhar com correntes médias iguais nas chaves e com formas de corrente na entrada com a simetria e com os multiníveis desejados. Como consequência, obteve-se a possibilidade de trabalhar sempre com FD unitário, baixa THD das correntes de entrada e elevado FP.

Mostrou-se que o acoplamento magnético entre os indutores das células multinível é uma opção vantajosa nos retificadores que utilizam células de 2 estágios, mas não óbvia nos casos onde as células têm 3 ou mais estágios.

Mostrou-se que existe uma dificuldade inerente de se manterem estáveis as correntes dos indutores das células multinível e que, por esta razão, pode ser necessário o uso de algum tipo de sistema de controle realimentado.

No capítulo 4, os conceitos gerais desenvolvidos no capítulo 3 foram aplicados ao “retificador multinível de 6 pulsos”, com o objetivo de estabelecer o seu princípio de funcionamento e uma estratégia de modulação adequada.

Mostrou-se que, de fato, o novo retificador é capaz de operar com FD unitário em toda a faixa de operação e de gerar os esperados multiníveis de corrente na linha. Como

conseqüência, o retificador proposto mostrou características de elevado FP e de baixa THD das correntes de linha, principalmente na faixa considerada de maior interesse ( $\alpha \leq 60^\circ$ ). Tais características resultaram em um desempenho global muito superior ao da ponte trifásica totalmente controlada de 6 pulsos, e superior, em alguns aspectos, ao da ponte trifásica totalmente controlada de 12 pulsos.

No capítulo 5, as principais questões práticas relativas ao retificador multinível de 6 pulsos do capítulo 4 foram analisadas.

Mostrou-se que com a estratégia de modulação adotada, o estresse e os picos de potência instantânea gerados pelas comutações das chaves da ponte P1, comandada com ângulos de disparo em avanço, podem ser controlados com a utilização de simples capacitores. Um circuito de ajuda à comutação levemente diferente daquele encontrado na literatura foi proposto para a ponte P2, onde os problemas associados à recuperação reversa dos tiristores são os mais sérios.

Mostrou-se também como os circuitos de ajuda à comutação aumentam o desequilíbrio entre as correntes de saída das pontes P1 e P2, e como eles alteram a forma de onda da corrente de entrada e os diversos parâmetros de desempenho.

No item 5.3, aspectos relacionados à ondulação das correntes dos indutores de balanceamento do retificador multinível de 6 pulsos foram analisados com o objetivo fundamental de permitir o dimensionamento dos mesmos. Inicialmente, a corrente de linha foi caracterizada com equações e gráficos. Posteriormente, gráficos dos parâmetros de desempenho foram apresentados para dois diferentes tipos de carga e, basicamente, observou-se que a variação de tais parâmetros é bastante pequena para  $\alpha \leq 30^\circ$ , mas pode se tornar importante para valores maiores.

No item 5.4 foi feita, inicialmente, a modelagem do retificador multinível de 6 pulsos com o sistema de controle proposto, onde a tensão de saída e as correntes de cada uma das pontes são controladas. Com base neste modelo, critérios de projeto dos reguladores foram apresentados e equações de projeto foram desenvolvidas. Mostrou-se, basicamente, que com a utilização dos reguladores propostos, o sistema adquire grande estabilidade e as demais características de sistemas de 1ª ordem.

No capítulo 6, um exemplo completo de projeto de um retificador multinível de 6 pulsos com potência nominal de 5kW foi apresentado e o protótipo correspondente foi montado. Os ensaios realizados com o protótipo confirmaram de forma contundente as análises teóricas dos capítulos 4 e 5, e reafirmaram o excelente desempenho global do retificador multinível de 6 pulsos.

Finalmente, pode-se concluir que as excelentes características obtidas ao longo deste trabalho para os retificadores com multiníveis de corrente justificaram amplamente o seu estudo e que, em especial, o retificador multinível de 6 pulsos dos capítulos 4, 5 e 6 apresenta características que o torna apto a ser utilizado comercial e industrialmente.

A seguir são apresentadas algumas sugestões para a continuação dos trabalhos.

Com relação aos retificadores que utilizam células multinível em corrente parecem interessantes as seguintes idéias:

⇒ Aprofundar os estudos relativos às técnicas de modulação, especialmente tentando aumentar um pouco ou muito a frequência de chaveamento, de forma análoga à apresentada para o retificador tipo Buck nos itens 2.3.2.1, 2.3.2.2 e 2.3.2.3, mas com multiníveis de corrente.

⇒ Aprofundar os estudos relativos aos retificadores multinível com células de muitos estágios (5, 10, 20,...).

⇒ Aprofundar os estudos relativos à utilização de indutores saturados e acoplados magneticamente.

⇒ Estudar topologias *com* transformador de entrada, uma vez que, principalmente nas altas potências, o transformador de entrada pode já fazer parte da instalação, e que os tradicionais retificadores de 12 ou mais pulsos como os apresentados no item 2.4 têm baixo FP.

⇒ Combinar técnicas de multiníveis em corrente com multiníveis em tensão, gerando retificadores ou mesmo outros conversores de altas potências.

Com relação ao retificador multinível de 6 pulsos parecem interessantes as seguintes idéias:

⇒ Desenvolvimento de um novo sistema de comando e/ou de controle que não gerem a necessidade de utilização de filtros e, com isto, melhorem o desempenho dinâmico do retificador; talvez com a utilização de algum tipo de microprocessador (e não utilizando os TCA 785, como nas Figs. 112 e 113).

⇒ Montagem de um “cabeça de série”, otimizando o leiaute da montagem e, especificamente, o dimensionamento das chaves, dos dissipadores de calor e dos indutores de balanceamento; estudando questões relativas a custo e rendimento.

⇒ Estudo relativo ao funcionamento em condução descontínua.

⇒ Estudo relativo a um conversor dual composto por dois retificadores multinível de 6 pulsos.

## **ANEXOS**

## ANEXO 1 - A questão das normas

A IEC 61000-3-2 [32] estabelece que para equipamentos “*classe A*” (trifásicos, com tensão de fase de 220V e correntes de entrada de até 16A, isto é, com potências menores que 10,5 kVA; ou seja, apenas no início da faixa de médias potências) as máximas correntes harmônicas permitidas são:

| Nº ( <i>n</i> ) da harmônica | 2    | 3    | 4    | 5    | 6    | 7    | $8 \leq n \leq 40$ | 9    | 11   | 13   | $15 \leq n \leq 39$ |
|------------------------------|------|------|------|------|------|------|--------------------|------|------|------|---------------------|
| $I_{MAX}$ (A)                | 1,08 | 2,30 | 0,43 | 1,14 | 0,30 | 0,77 | $\frac{1,84}{n}$   | 0,40 | 0,33 | 0,21 | $\frac{2,25}{n}$    |

A IEC 61000-3-4 [33], por outro lado, estabelece que para equipamentos com correntes de entrada de mais de 16A e corrente de curto na entrada da instalação entre 33 e 120 vezes sua corrente de entrada, as máximas correntes harmônicas ímpares permitidas são:

| Nº ( <i>n</i> ) da harmônica | 3    | 5    | 7   | 9   | 11  | 13  | 15  | 17  | 19  | 21  | 23  |
|------------------------------|------|------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| $I_{MAX}$ (A)                | 21,6 | 10,7 | 7,2 | 3,8 | 3,1 | 2,0 | 0,7 | 1,2 | 1,1 | 0,3 | 0,9 |

A tabela 10.3 da IEEE 519 [34] estabelece que para consumidores com tensão de alimentação menor que 69 kV e corrente de curto da entrada da instalação entre 100 e 1000 vezes sua corrente de entrada, as máximas correntes harmônicas de ordem ímpar permitidas são:

| Nº ( <i>n</i> ) da harmônica | $n < 11$ | $11 \leq n < 17$ | $17 \leq n < 23$ | $23 \leq n < 35$ | $35 \leq n$ |
|------------------------------|----------|------------------|------------------|------------------|-------------|
| $I_{MAX}$ (%)                | 12       | 5,5              | 5,0              | 2,0              | 1,0         |

Para harmônicas de ordem par, os limites são 25% menores.

Com base nas tabelas acima conclui-se que o máximo conteúdo harmônico que pode ser gerado por retificadores de médias e de altas potências ainda não está uniformemente definido nas normas internacionais.

A IEEE-519 parece ter uma idéia básica mais adequada, pois tenta limitar as harmônicas de corrente de um consumidor (e não de um equipamento único, como um retificador), de forma que elas não causem excessiva distorção na tensão de barramento da alimentação (e, portanto, não prejudiquem outros consumidores). A IEC 61000-3-2, no entanto, é muito mais fácil de ser aplicada, pois não envolve a impedância da linha e outras características do sistema de distribuição.

## ANEXO 2 - Circuitos de simulação numérica

### A2.1. Introdução

Todas as simulações apresentadas neste anexo foram realizadas com auxílio do programa de simulação PSpice 7.1 [10 - 12].

Os programas listados a seguir referem-se ao retificador multinível de 12 pulsos apresentado e estudado nos capítulos 4 e 5 deste trabalho.

O caractere “\*” (asterísco) aparece no início de algumas linhas para indicar comentários ou comandos que são utilizados apenas em algumas simulações, criando condições de funcionamento ou de convergência específicas.

### A2.2. Retificador multinível de 12 pulsos

retificador de 12 pulsos

\*definicoes iniciais

```
.param k=21600 ;360*60, converte graus em segundos
.param a=29 ;angulo de disparo
.param t={1/60} ;periodo da rede
.param l=.3 ;ind. de balanc.
.param il=10 ;il inicial
.param io=20 ;corrente de carga
```

\*comandos

```
v1ga 1ga 0 pulse(0 5 {(30-a-1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})
v2ga 2ga 0 pulse(0 5 {(150-a-1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})
v3ga 3ga 0 pulse(0 5 {(-90-a-1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})
v4ga 4ga 0 pulse(0 5 {(210-a-1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})
v5ga 5ga 0 pulse(0 5 {(-30-a-1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})
v6ga 6ga 0 pulse(0 5 {(90-a-1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})
v1gb 1gb 0 pulse(0 5 {(30+a)/k} 1n 1n 5.56m {t})
v2gb 2gb 0 pulse(0 5 {(a-210)/k} 1n 1n 5.56m {t})
v3gb 3gb 0 pulse(0 5 {(a-90)/k} 1n 1n 5.56m {t})
v4gb 4gb 0 pulse(0 5 {(a-150)/k} 1n 1n 5.56m {t})
v5gb 5gb 0 pulse(0 5 {(a-30)/k} 1n 1n 5.56m {t})
v6gb 6gb 0 pulse(0 5 {(a-270)/k} 1n 1n 5.56m {t})
```

\*modelos, etc.

```
.model d d(vj=.5 rs=.1)
.model s vswitch (ron=.05 roff=100k von=4 voff=1)
*.model s1 vswitch (ron=1.8 roff=100k von=4 voff=1)
.probe
.tran .1m 33.3333333m 16.66666667m .03m uic
```

```

*.tran 1m 2 0 .2m uic
*.four 360,v(4,5)
.options reltol=.01 itl5=0

```

```

*parte de potencia

```

```

v1 1 0 sin(0 127 60 0 0 0)
v2 2 0 sin(0 127 60 0 0 -120)
v3 3 0 sin(0 127 60 0 0 120)

```

```

**ponte 1

```

```

d1a 1a 4a d
d2a 2a 4a d
d3a 3a 4a d
d4a 5a a1 d
d5a 5a a2 d
d6a 5a a3 d

```

```

s1a 1 1a 1ga 0 s
s2a 2 2a 2ga 0 s
s3a 3 3a 3ga 0 s
s4a a1 1 4ga 0 s
s5a a2 2 5ga 0 s
s6a a3 3 6ga 0 s
*s6a a3 3 6ga 0 s1

```

```

**ponte 2

```

```

d1b 1b 4b d
d2b 2b 4b d
d3b 3b 4b d
d4b 5b b1 d
d5b 5b b2 d
d6b 5b b3 d
s1b 1 1b 1gb 0 s
s2b 2 2b 2gb 0 s
s3b 3 3b 3gb 0 s
s4b b1 1 4gb 0 s
s5b b2 2 5gb 0 s
s6b b3 3 6gb 0 s

```

```

**carga

```

```

l1a 4a 4 {l} ic={il}
l1b 4b 4 {l} ic={io-il}
l2a 5 5a {l} ic={il}
l2b 5 5b {l} ic={io-il}
i 4 5 {io}
*r1 4 5x 80
*ll 5x 5 .1

```

```

*resistores auxiliares

```

```

*ri 5 4 10000k
r1ag 1ga 0 1
r2ag 2ga 0 1
r3ag 3ga 0 1
r4ag 4ga 0 1
r5ag 5ga 0 1
r6ag 6ga 0 1
r1bg 1gb 0 1
r2bg 2gb 0 1
r3bg 3gb 0 1
r4bg 4gb 0 1
r5bg 5gb 0 1
r6bg 6gb 0 1
.end

```

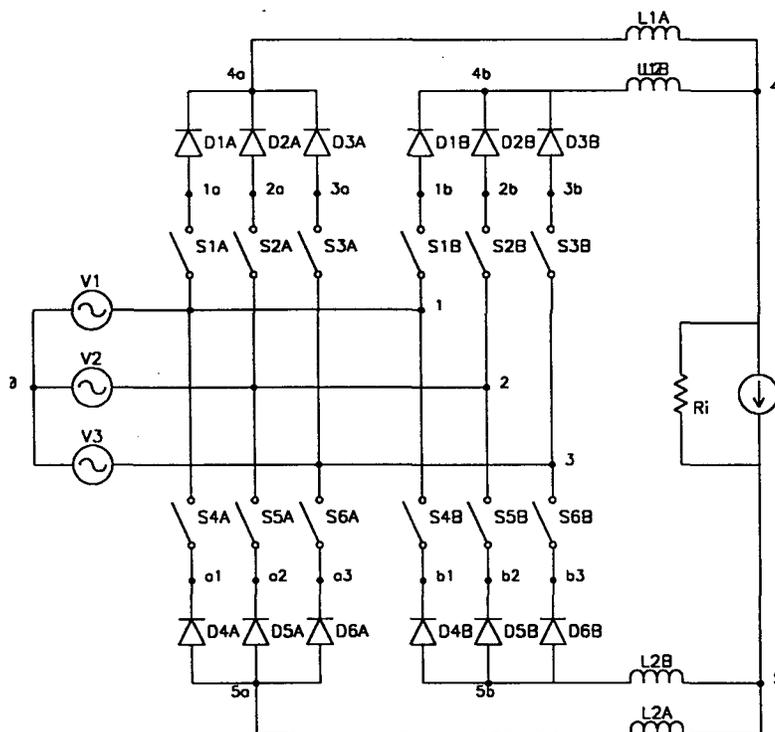


Fig. A2.1. Circuito simulado do retificador multinível de 12 pulsos.

### A2.3. Comutação da ponte P2 (ângulo de disparo em atraso)

comutacao do retificador 3f em atraso

.param k=21600 ;360\*60, converte graus em segundos

.param a=49 ;angulo de disparo

.param t={1/60} ;periodo da rede

\*comandos.

v1gb 1gb 1b pulse(0 5 {(30+a)/k} 100n 100n 6.4m {t})

v2gb 2gb 2b pulse(0 5 {(a-210)/k} 100n 100n 6.4m {t})

v3gb 3gb 3b pulse(0 5 {(a-90)/k} 100n 100n 6.4m {t})

v4gb 4gb 1 pulse(0 5 {(a-150)/k} 100n 100n 6.4m {t})

v5gb 5gb 2 pulse(0 5 {(a-30)/k} 100n 100n 6.4m {t})

v6gb 6gb 3 pulse(0 5 {(a-270)/k} 100n 100n 6.4m {t})

\*subcircuito SCR

.subckt scr 1 2 3

.model smod vswitch (ron=.05 roff=100k von=.5 voff=0)

.model dmod d(vj=.5 rs=.05)

f1 2 6 poly(2) vx vy 0 1 10

s1 1 5 6 2 smod

rg 3 4 1

vx 4 2 0

vy 5 7 dc 0

dt 7 2 dmod

rx 7 2 100k

ry 1 2 100k

rt 6 2 .21

ct 6 2 10u ic=0

.ends scr

\*parte de potencia

v1 1 0 sin(0 310 60 0 0 0)

v2 2 0 sin(0 310 60 0 0 -120)

v3 3 0 sin(0 310 60 0 0 120)

\*modelos, etc.

.model d d(vj=.5 rs=.1)

.model s vswitch (ron=.05 roff=100k von=4 voff=1)

\*.options itl4=100 vntol=10m abstol=10m reltol=.01 itl5=0

.tran .001m 100m .01m .001m uic

.options reltol=.01 itl5=0

.probe

.end

\*ponte

xscr1 1 1b 1gb scr

xscr2 2 2b 2gb scr

xscr3 3 3b 3gb scr

xscr4 b1 1 4gb scr

xscr5 b2 2 5gb scr

xscr6 b3 3 6gb scr

l1 1b 4 .01 ic=0

l2 2b 4 .01 ic=0

l3 3b 4 .01 ic=10

l4 5 b1 .01 ic=0

l5 5 b2 .01 ic=10

l6 5 b3 .01 ic=0

i 4 5 10

rx1 4 0 100k

rx2 5 0 100k

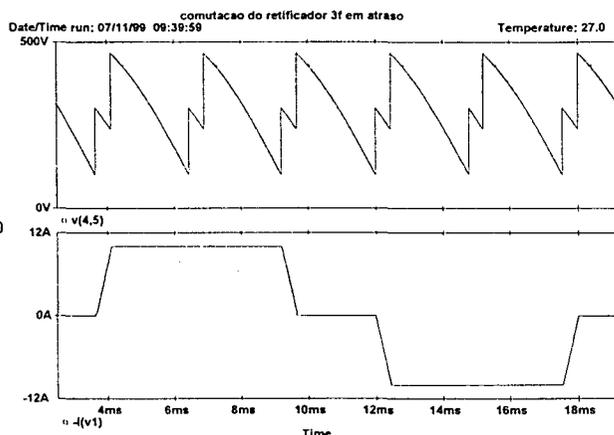
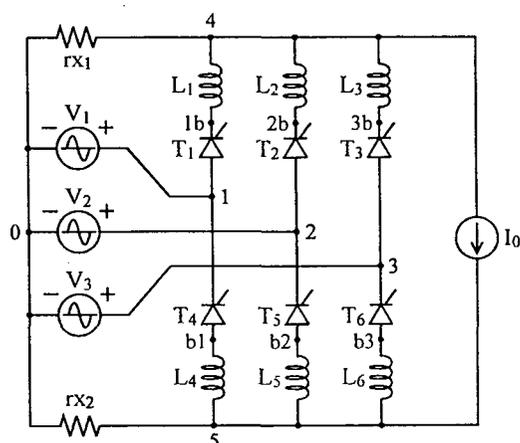


Fig. A2.2. Circuito elétrico utilizado e exemplo de resultados obtidos nas simulações referentes à comutação da ponte P2. Note-se que os tiristores são, na verdade, sub-circuitos (xscr) definidos de acordo com a listagem acima.

#### A2.4. Comutação da ponte P1 (ângulo de disparo em avanço)

comutacao do retificador 3f em avanço

\*definicoes iniciais

.param k=21600 ;360\*60, converte graus em segundos

.param a=80 ;angulo de disparo

.param t={1/60} ;periodo da rede

\*parte de potencia

v1 1 0 sin(0 310 60 0 0 0)

v2 2 0 sin(0 310 60 0 0 -120)

v3 3 0 sin(0 310 60 0 0 120)

\*ponte

d1 1a 4 d s1 1 1a 1ga 0 s c1 1 4 10u

d2 2a 4 d s2 2 2a 2ga 0 s c2 2 4 10u

d3 3a 4 d s3 3 3a 3ga 0 s c3 3 4 10u

d4 5 a1 d s4 a1 1 4ga 0 s c4 1 5 10u

d5 5 a2 d s5 a2 2 5ga 0 s c5 2 5 10u

d6 5 a3 d s6 a3 3 6ga 0 s c6 3 5 10u

i 4 5 100

\*comandos, etc.

\*ri 5 4 10000k

r1ag 1ga 0 1

r2ag 2ga 0 1

r3ag 3ga 0 1

r4ag 4ga 0 1

r5ag 5ga 0 1

r6ag 6ga 0 1

v1ga 1ga 0 pulse(0 5 {(30-a-.1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})

v2ga 2ga 0 pulse(0 5 {(150-a-.1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})

v3ga 3ga 0 pulse(0 5 {(-90-a-.1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})

v4ga 4ga 0 pulse(0 5 {(210-a-.1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})

v5ga 5ga 0 pulse(0 5 {(-30-a-.1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})

v6ga 6ga 0 pulse(0 5 {(90-a-.1)/k} 1n 1n 5.560185m {t})

\*modelos, etc.

.model d d(vj=.5 rs=.01)

.model s vswitch (ron=.01 roff=100k von=4 voff=1)

.probe

.tran .003m 22m 5m .003m uic

\*.four 360,v(4,5)

.options reltol=.01 itl5=0

.end

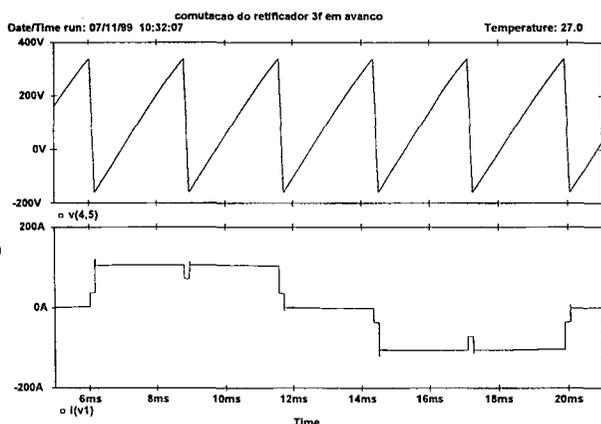
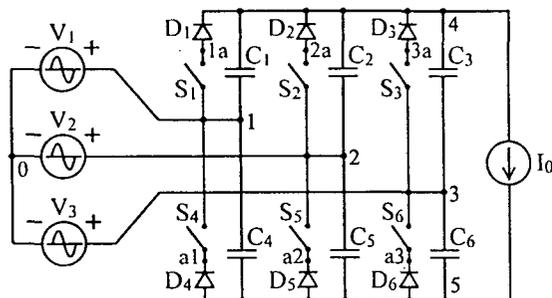


Fig.A2.3. Circuito elétrico utilizado e exemplo de resultados obtidos nas simulações referentes à comutação da ponte P1.

A2.5 - Sistema de controle do retificador de 12 pulsos / valores médios

\* A simulacao pode ser linear (ev1, e1a e e1b sendo do tipo ganho) ou incluir a saturacao \*dos operacionais (ev1, e1a e e1b tipo table). As fontes de potencia (ea e eb) sao do tipo ganho, nao incluem, portanto, ondulacao (geram apenas o valor medio). vi e utilizada para as medidas da resposta dos regs. de corrente.

\*potencia

```
ea 1a 0 0 8a 60
da 1a 2a d
va 2a 3a 0
ra 3a 4a .1
la 4a 1c .1
rc 1c 2c 25
lc 2c 0 28.25m
lb 4b 1c .05
rb 3b 4b 10
vb 2b 3b 0
db 1b 2b d
eb 1b 0 0 8b 50
```

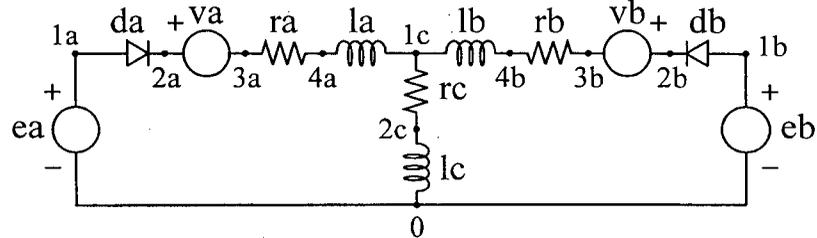


Fig. A2.4. Circuito de potencia.

\*reg. de tensao

```
ev 1v 0 1c 0 .02
vref 1v 2v pulse (0 8 .02 10n 10n .15 .2)
r1v 2v 3v 330
r2v 3v 4v 330
c1v 3v 0 6.848u
ev1 6v 0 table {v(0,4v)}=(-.1m,-10)(.1m,10)
*ev1 6v 0 0 4v 100k
r3v 4v 5v 198
c2v 5v 6v 13.4u
```

\*modelos

```
.model d d(vj=.5 rs=.1)
.probe
.tran .1m .2 0 .1m uic
.options itl5=0
*.options reltol=.01 itl5=0
.end
```

\*regs de corrente

```
ha 6v 5a va 1
r1a 5a 6a 370
e1a 8a 0 table {v(0,6a)}=(-.1m,-10)(.1m,10)
*e1a 8a 0 0 6a 1000k
r2a 6a 7a 554.6
ca 7a 8a 5.633u
hb 6v 5b vb 1
r1b 5b 6b 470
e1b 8b 0 table {v(0,6b)}=(-.1m,-10)(.1m,10)
*e1b 8b 0 0 6b 1000k
r2b 6b 7b 377.4
cb 7b 8b 4.703u
*vi 6 0 pulse(0 1 .02 10n 10n .1 .15)
```

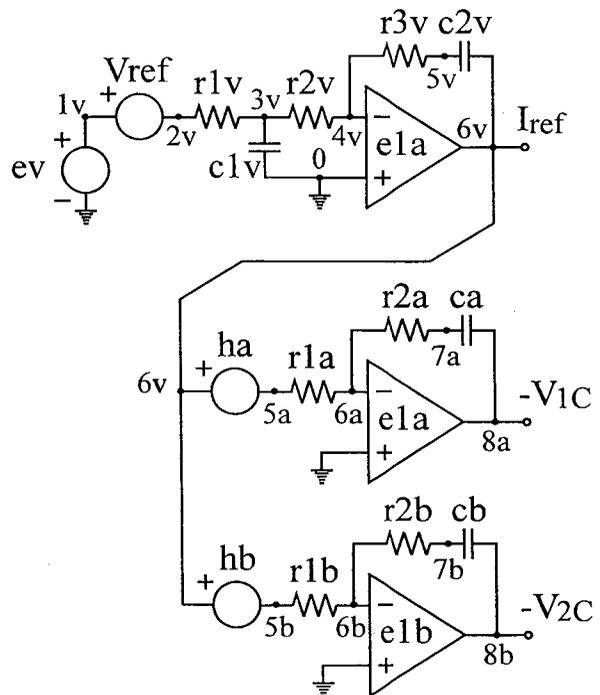


Fig. A2.5. Circuito de controle.

## A2.6 - Circuito completo do conjunto retificador/controlado

\* A simulacao inclui todos os detalhes lembrados. Os pulsos sao gerados pela comparacao  
 \* das referencias com triangulares, os componentes tem valores comerciais, os circuitos de  
 \* controle sao muito aproximadamente iguais aos que estao sendo montados, etc. As  
 \* fontes de potencia (est1, est2, esi1 e esi2) sao geradas a partir do conceito de funcoes de  
 \* chaveamento. As bibliotecas digitais devem estar no mesmo diretorio do arquivo  
 \* executavel do PSpice. Muitos dos problemas de convergencia foram resolvidos  
 \* simplesmente alterando-se os ganhos dos comparadores e1, e2 e e3 do subckt.

\*circuito de potencia

```
dt 8t 7t d
vt 7t 6t 0
r6t 6t 5t .5
l5t 5t 4 100m
di 8i 7i d
vi 7i 6i 0
r6i 6i 5i 5
l5i 5i 4 100m
rl 4 5 25
ll 5 0 325m
rlx 4 0 100k
```

\*fontes de potencia

```
v1 1 0 sin(0 310 60 0 0 0)      r1 1 0 1
v2 2 0 sin(0 310 60 0 0 -120)   r2 2 0 1
v3 3 0 sin(0 310 60 0 0 120)    r3 3 0 1
```

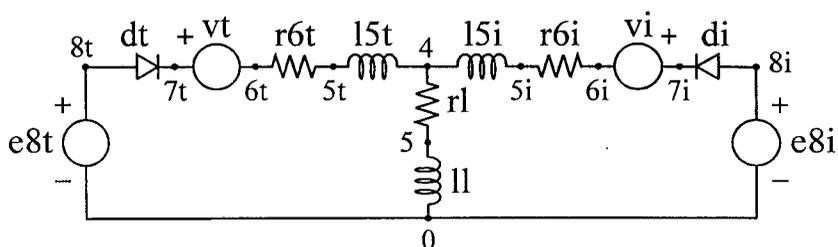


Fig. A2.6. Circuito de potência.

\*triangulares de referencia

\*\*grupo superior

```
vt1 t1 0 pulse(0 10 1.3888888888m 8.32m 10u 3.33u 16.6666666666m)
vt2 t2 0 pulse(0 10 6.9444444444m 8.32m 10u 3.33u 16.6666666666m)
vt3 t3 0 pulse(0 10 12.5m 8.32m 10u 3.33u 16.6666666666m)
```

\*\*grupo inferior

```
vt4 t4 0 pulse(0 10 9.7222222222m 8.32m 10u 3.33u 16.6666666666m)
vt5 t5 0 pulse(0 10 15.2777777777m 8.32m 10u 3.33u 16.6666666666m)
vt6 t6 0 pulse(0 10 4.1666666666m 8.32m 10u 3.33u 16.6666666666m)
```

\*geracao dos pulsos de comando da ponte de tiristores

```
xpt1 t1 t2 t3 1rt 1cht 2cht 3cht pulsos
```

```
xpt2 t4 t5 t6 1rt 4cht 5cht 6cht pulsos
```

\*tensao de saida vt(s) da ponte de tiristores

```
est1 8t stx value={v(1cht)*v(1)+v(2cht)*v(2)+v(3cht)*v(3)}
```

```
est2 0 stx value={v(4cht)*v(1)+v(5cht)*v(2)+v(6cht)*v(3)}
```

\*geracao dos pulsos de comando da ponte de IGBTs

```
xpi1 t1 t2 t3 1ri 1chi 2chi 3chi pulsos
```

```
xpi2 t4 t5 t6 1ri 4chi 5chi 6chi pulsos
```

\*tensão de saida vt(s) da ponte de IGBTs

```
esi1 six 8i value={v(1chi)*v(1)+v(2chi)*v(2)+v(3chi)*v(3)}
```

```
esi2 six 0 value={v(4chi)*v(1)+v(5chi)*v(2)+v(6chi)*v(3)}
```

\*reg de tensao

```
vref 0 8a pulse(3 5 80m 30u 30u 80m 240m)
```

```
vref2 8a 8 pulse(0 3 160m 30u 30u 80m 240m)
```

```
r6 8 6 22k
```

```
r4 4 6 1100k
```



```

*derivadores
ce1 e1 ec1 1u
ce2 e2 ec2 1u
ce3 e3 ec3 1u
re1 ec1 0 100
re2 ec2 0 100
re3 ec3 0 100

*clamps (deixam passar apenas a parte positiva dos pulsos)
de1 ec1 ed1 d
de2 ec2 ed2 d
de3 ec3 ed3 d
rd1 ed1 0 10k
rd2 ed2 0 10k
rd3 ed3 0 10k

*digital
x1 ed1 ed2 3x1 4x1 5x1 6x1 cd4013a params:io_level=2
*set reset ck d q qbarra
x2 ed2 ed3 3x2 4x2 5x2 6x2 cd4013a params:io_level=2
x3 ed3 ed1 3x3 4x3 5x3 6x3 cd4013a params:io_level=2
r3x1 3x1 0 10k
r3x2 3x2 0 10k
r3x3 3x3 0 10k
r4x1 4x1 0 10k
r4x2 4x2 0 10k
r4x3 4x3 0 10k
r5x1 5x1 0 10k
r5x2 5x2 0 10k
r5x3 5x3 0 10k

*funcoes de chaveamento (0 e 1)
ech1 ch1 0 table {v(5x1)}=(5,0)(10,1)
rch1 ch1 0 1
ech2 ch2 0 table {v(5x2)}=(5,0)(10,1)
rch2 ch2 0 1
ech3 ch3 0 table {v(5x3)}=(5,0)(10,1)
rch3 ch3 0 1
.ends pulsos

*modelos, etc.
.model d d(vj=.5 rs=.1)
*.model s vswitch (ron=.05 roff=100k von=4 voff=1)
.lib dig_5.lib
.lib digital.lib
.tran 1m 320m 0 1m uic
*.options reltol=.05 itl5=0 abstol=1m vntol=1m itl4=50 itl2=50 itl1=50
.options reltol=.05 itl5=0
.probe v(4) v(5) v(8t) v(6t) v(5t) v(6i) v(5i) v(8i) v(7) v(12) v(1rt) v(1ri) v(18) v(26) v(6) v(13)
v(21)
+ v(1chi) v(2chi) v(3chi) v(4chi) v(5chi) v(6chi) v(1cht) v(2cht) v(3cht) v(4cht) v(5cht)
+ v(6cht) v(8) v(15) v(23)
.end

```

## ANEXO 3 - Dedução das equações relativas à comutação da ponte P1

### A3.1. Considerações iniciais

A demonstração apresentada a seguir refere-se à comutação de  $T_5$  para  $T_6$  cujas etapas são descritas com o auxílio da Fig. 67 e cujas formas de onda características são apresentadas na Fig. 69.

As tensões de fase são, portanto, definidas de acordo com (A3.1), (A3.2) e (A3.3).

$$v_1(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \sin(\omega t) \quad (\text{A3.1})$$

$$v_2(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A3.2})$$

$$v_3(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A3.3})$$

Considerando-se que a comutação em questão é a primeira que aparece na Fig. 69 e admitindo-se que ela inicia em  $t = t_0$  pode-se afirmar que o ângulo de disparo da ponte P1 é dado por (A3.4).

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \omega t_0 \quad (\text{A3.4})$$

A comutação ocorre enquanto  $t_0 \leq t \leq t_0 + \mu c / \omega$ . Durante este período,  $C_6$  se descarrega. Quando  $V_{C6}(t)$  se anula,  $T_6$  entra em condução e a comutação termina. Matematicamente, esta condição é expressa por (A3.5).

$$v_{C6}(\omega t_0 + \mu c) = 0 \quad (\text{A3.5})$$

Durante a comutação vale o circuito equivalente mostrado na Fig. A3.1.

Note-se inicialmente que os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  não aparecem na Fig. A3.1.  $C_1$  porque está em paralelo com  $T_1$ , que está conduzindo;  $C_2$  e  $C_3$  porque estão em paralelo, respectivamente, com as fontes de tensão  $V_{12}$  e  $V_{13}$ .

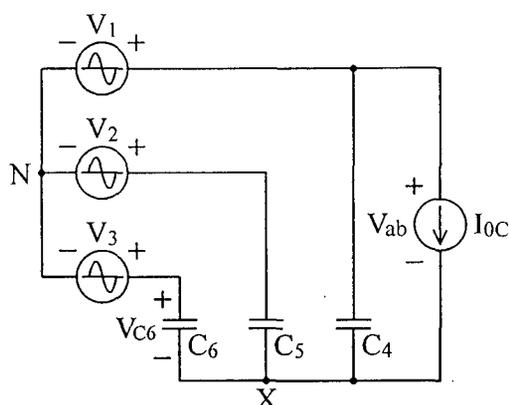


Fig. A3.1. Circuito equivalente da ponte P1 durante a comutação.

### A3.2. Equacionamento

Todo o equacionamento apresentado a seguir é realizado supondo-se que a corrente de carga  $I_{0C}$  é constante e que os capacitores de comutação são iguais, de acordo com (A3.6).

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = C_c \quad (\text{A3.6})$$

Aplicando-se o teorema da superposição ao circuito da Fig. A3.1 obtém-se os dois circuitos apresentados na Fig. A3.2.

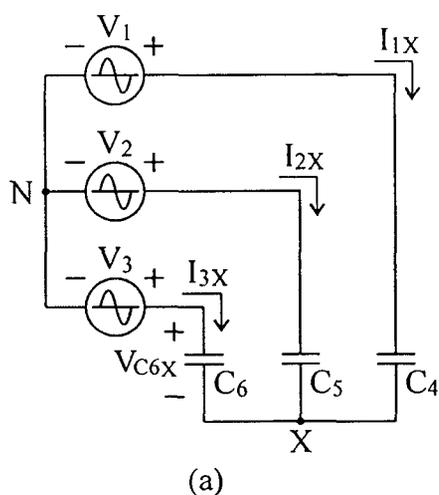
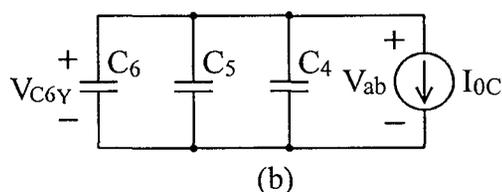


Fig. A3.2. (a) e (b) Circuitos resultantes da aplicação do teorema da superposição ao circuito da Fig. A3.1.



A partir da Fig. A3.2(b) conclui-se que a influência da corrente de carga  $I_{0C}$  na descarga de  $C_6$  é dada por (A3.7).

$$v_{C6Y}(t) = -\frac{I_{0C}}{3C_c}(t - t_0) \quad (\text{A3.7})$$

A partir da Fig. A3.2(a) pode-se escrever (A3.8), (A3.9) e (A3.10).

$$i_{1X}(t) = Cc \frac{d}{dt} (v_1(t) + v_{NX}(t)) \quad (\text{A3.8})$$

$$i_{2X}(t) = Cc \frac{d}{dt} (v_2(t) + v_{NX}(t)) \quad (\text{A3.9})$$

$$i_{3X}(t) = Cc \frac{d}{dt} (v_3(t) + v_{NX}(t)) \quad (\text{A3.10})$$

Observando-se o nó X da Fig. A3.2(a) conclui-se que a soma das três correntes acima equacionadas é nula. Considerando-se que as três tensões de fase formam um sistema trifásico equilibrado, conclui-se que sua soma também é nula. Somando-se, então, (A3.8), (A3.9) e (A3.10), conclui-se que a tensão  $v_{NX}(t)$  é constante durante a comutação, de acordo com (A3.11).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{1X}(t) + i_{2X}(t) + i_{3X}(t) = Cc \left[ \frac{d}{dt} (v_1(t) + v_2(t) + v_3(t)) + 3 \frac{d}{dt} v_{NX}(t) \right] \Rightarrow \\ \Rightarrow 3Cc \frac{d}{dt} v_{NX}(t) = 0 \Rightarrow v_{NX}(t) = \text{cte} \end{array} \right. \quad (\text{A3.11})$$

O valor que a tensão  $v_{NX}(t)$  assume durante a comutação pode ser encontrado observando-se que até o instante  $t = t_0^-$ , a chave T5 conduzia e, portanto,  $v_{NX}(t) = -v_2(t)$ . Em  $t = t_0^+$ , a comutação já começou, mas a tensão sobre  $C_5$  ainda não mudou. Por esta razão, a tensão  $v_{NX}(t)$  é constante e igual a  $v_{NX}(t_0)$  durante a comutação, de acordo com (A3.12).

$$v_{NX}(t) = \text{cte} = v_{NX}(t_0) = -v_2(t_0) = -\sqrt{\frac{2}{3}} V_L \sin\left(\omega t_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A3.12})$$

A descarga do capacitor  $C_6$  na Fig. A3.2(a) dá-se, então, de acordo com (A3.13).

$$\begin{aligned} v_{C6X}(t) &= v_3(t) + v_{NX}(t) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \sin\left(\omega t_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{A3.13})$$

A evolução da tensão sobre o capacitor C6 durante a comutação pode, então, ser calculada, de acordo com (A3.14).

$$\begin{aligned} v_{C6}(t) &= v_{C6X}(t) + v_{C6Y}(t) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \sin\left(\omega t_0 - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{I_{0C}}{3C_c} (t - t_0) \end{aligned} \quad (A3.14)$$

Substituindo-se (A3.4) em (A3.14) e fazendo-se  $v_{C6}(t) = 0$ , de acordo com o estabelecido em (A3.5), chega-se à (A3.15).

$$\sqrt{\frac{2}{3}} V_L \left[ \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha + \mu c + \frac{2\pi}{3}\right) - \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \right] - \frac{I_{0C}}{3C_c} \frac{\mu c}{\omega} = 0 \quad (A3.15)$$

A partir de (A3.15) pode-se, finalmente, escrever a equação (145), repetida por conveniência em (A3.16).

$$\mu c = \frac{\sqrt{6} \omega C_c V_L}{I_{0C}} \left[ \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \mu c\right) \right] \quad (\text{em rad}) \quad (A3.16)$$

A equação acima é uma equação transcendental, sem solução analítica. Por esta razão, (145) apresenta também uma solução aproximada. Esta solução aproximada, por sua vez, se origina da aproximação apresentada em (A3.17), que é válida quando  $\mu c$  é pequeno.

$$\sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \mu c\right) \approx \sqrt{3} \sin(\alpha) \quad (A3.17)$$

Substituindo-se (A3.17) em (A3.16) resulta na aproximação apresentada em (145), repetida por conveniência em (A3.18).

$$\mu c \approx \frac{3\sqrt{2} \omega C_c V_L}{I_{0C}} \sin(\alpha) \quad (A3.18)$$

Consultando-se mais uma vez a Fig. A3.1 conclui-se que durante a comutação ( $t_0 \leq t \leq t_0 + \mu/\omega$ ), a tensão de saída  $V_{ab}$  é dada por (A3.19).

$$v_{ab}(t) = v_{13}(t) + v_{C6}(t) \quad (\text{A3.19})$$

Consultando-se agora a Fig. 69 conclui-se que durante a comutação objeto desta análise (de T5 para T6), o aumento da tensão de saída  $\Delta v_{ab}(t)$  é dado por (A3.20).

$$\begin{aligned} \Delta v_{ab}(t) &= v_{ab}(t) - v_{13}(t) \\ &= v_{C6}(t) \end{aligned} \quad (\text{A3.20})$$

O valor médio do aumento da tensão de saída  $\overline{\Delta V_{ab}}$  da ponte P1 é dado, então, por (A3.21).

$$\begin{aligned} \overline{\Delta V_{ab}} &= \frac{3}{\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + \mu c} \Delta v_{ab}(t) d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \alpha}^{\frac{\pi}{2} - \alpha + \mu c} v_{C6}(t) d\omega t \\ &= \frac{3}{\pi} \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \left[ -\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \omega t \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{2} - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \right] - \frac{I_{0C}}{3\omega Cc} \left[ \frac{(\omega t)^2}{2} - \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \omega t \right] \right\}_{\frac{\pi}{2} - \alpha}^{\frac{\pi}{2} - \alpha + \mu c} \quad (\text{A3.21}) \\ &= \frac{3}{\pi} \left\{ \sqrt{\frac{2}{3}} V_L \left[ \cos\left(\frac{7\pi}{6} - \alpha\right) - \cos\left(\frac{7\pi}{6} - \alpha + \mu c\right) + \mu c \text{sen}\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] - \frac{I_{0C}}{3\omega Cc} \mu c^2 \right\} \end{aligned}$$

A equação (A3.21) fornece o valor desejado do aumento médio da tensão de saída da ponte P1 devido aos efeitos da comutação, mas sua forma ainda não é idêntica à de (146). No entanto, para se chegar à (146) basta realizar uma transformação trigonométrica envolvendo os termos em cosseno, substituir  $I_{0C}\mu c$  por seu valor correspondente obtido de (A3.16) e simplificar o resultado obtido.

A aproximação de (146) é apresentada no texto deste trabalho apenas porque equações simples e não tão exatas muitas vezes têm mais valor em engenharia do que complexas equações absolutamente exatas, e seu cálculo se baseia em calcular as áreas hachuradas da Fig. 69 supondo-as triangulares, de acordo com (A3.22).

$$\begin{aligned} \overline{\Delta V_{ab}} &= \frac{3}{\pi} (\text{uma das áreas hachuradas da Fig.69}) \\ &\approx \frac{3}{\pi} [v_{12}(\omega t_0) - v_{13}(\omega t_0)] \frac{\mu c}{2} \\ &= \frac{3}{\pi} \frac{\mu c}{2} v_{32} \left( \frac{\pi}{2} - \alpha \right) \end{aligned} \quad (\text{A3.22})$$

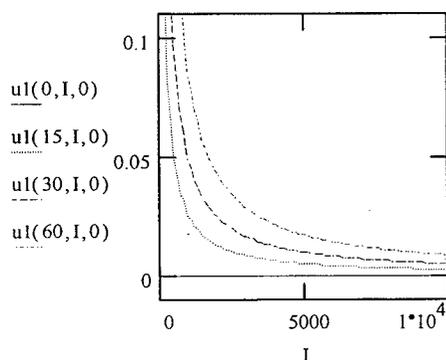
## ANEXO 4 - Cálculos relativos à comutação

### A4.1. Introdução

Todos os cálculos referentes às comutações das pontes P1 e P2 foram feitos com o auxílio do software Math Cad 7 [9], de acordo com o exposto a seguir.

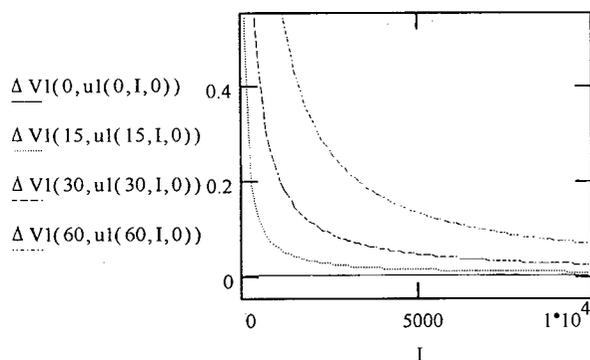
### A4.2. Comutação da ponte P1

$$u1(a,I,u) := \text{root} \left[ \frac{u \cdot \pi}{180} - \frac{1}{I} \cdot \left( \sin \left( \frac{a \cdot \pi}{180} + \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left( \frac{a-u}{180} \cdot \pi - \frac{\pi}{6} \right) \right), u \right] \quad I := 10, 110.. 10000$$

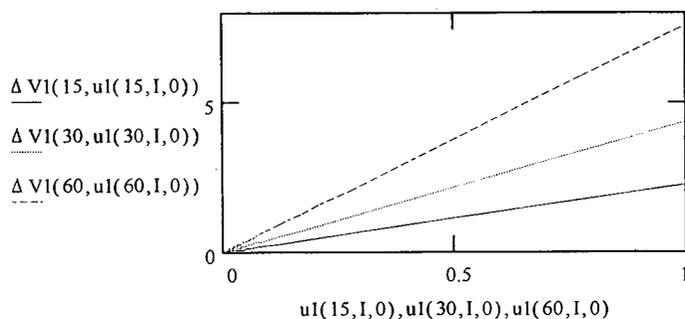


A função  $u1(a,I,u)$  usa a função  $\text{root}$  do Mathcad para resolver numericamente a eq. transcendental e calcular o ângulo de comutação da ponte P1.  $u:=0$  dá o valor inicial e  $I$  é a corrente normalizada de saída

$$\Delta V1(a,u) := \frac{1000}{\sqrt{3}} \cdot \left[ \frac{u \cdot \pi}{360} \cdot \left( \sin \left( \frac{a \cdot \pi}{180} + \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left( \frac{a-u}{180} \cdot \pi - \frac{\pi}{6} \right) \right) + \cos \left( \frac{a-u}{180} \cdot \pi - \frac{\pi}{6} \right) - \cos \left( \frac{a \cdot \pi}{180} + \frac{\pi}{6} \right) \right]$$



A função  $\Delta V1(a,u)$  calcula o aumento de tensão normalizado (dividido por  $V0_{\text{max}}$ ) devido à comutação multiplicado por 1000 (por questões de escala). Note-se que o ângulo de comutação é novamente calculado com a função  $f1$ . Note-se ainda que tanto o ângulo de comutação quanto o de disparo estão em graus.



$$u_{ap}(a, I) := \frac{\sqrt{3}}{I} \cdot \frac{180}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{a \cdot \pi}{180}\right)$$

As duas funções  $u_{ap}(a, I)$  e  $\Delta V_{ap}(a, u)$  definidas ao lado são as aproximações correspondentes às funções exatas  $u_1$  e  $\Delta V_1$  apresentadas anteriormente.

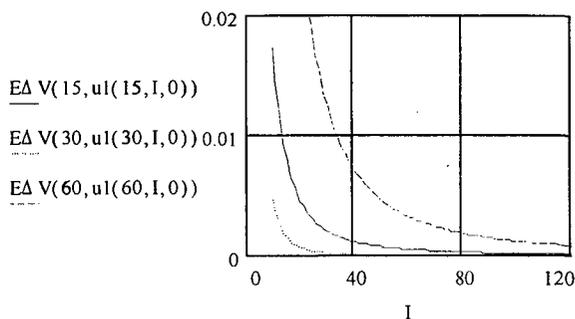
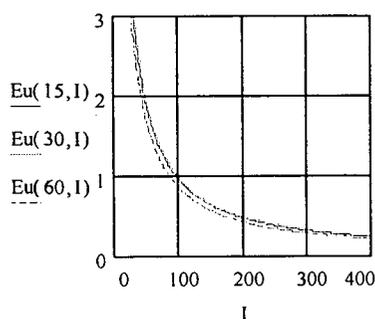
$$\Delta V_{ap}(a, u) := \frac{100 \cdot \pi \cdot u}{36} \cdot \sin\left(\frac{a \cdot \pi}{180}\right)$$

$$Eu(a, I) := \left| \frac{u_1(a, I, 0) - u_{ap}(a, I)}{u_{ap}(a, I)} \right| \cdot 100$$

As duas funções  $Eu(a, u)$  e  $E\Delta V(a, u)$  definidas ao lado calculam o erro percentual das funções aproximadas  $u_{ap}$  e  $\Delta V_{ap}$  em relação às exatas  $u_1$  e  $\Delta V_1$ . Os gráficos abaixo mostram alguns valores calculados do erro percentual.

$$E\Delta V(a, u) := \left| \frac{\Delta V_1(a, u) - \Delta V_{ap}(a, u)}{\Delta V_{ap}(a, u)} \right| \cdot 100$$

$$I := 10..400$$



### A4.3. Influência das comutações no equilíbrio entre as correntes

$$w := 2 \cdot \pi \cdot 60 \quad u := 0$$

$$V_p := 310 \quad V_L := V_p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}}$$

Definições iniciais:  $w = 2\pi f$ ,

$V_p$  é o valor de pico da tensão de fase, utilizado nas simulações,

$V_L$  é o valor RMS da tensão de linha, utilizado no equacionamento.

$$f_{aux}(a, u) := \frac{u}{2} \cdot \left( \sin\left(a + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(a - u - \frac{\pi}{6}\right) \right) + \cos\left(a - u - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(a - \frac{\pi}{6}\right)$$

$f_{aux}$  auxilia no cálculo da tensão de saída da ponte P1.

$$L(D) := \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot D}$$

$$C(D, I_n) := \frac{I_n}{6 \cdot D}$$

Os valores de  $L(d)$  e  $C(d, I_n)$  são calculados de forma a garantirem que as derivadas de corrente e de tensão nas chaves não ultrapassem o valor "D".  $I_n$  é o valor nominal da corrente de saída e  $C(d, I_n)$  supõe que  $I_c = I_n/2$ .

$$R(I_n) := \frac{2}{I_n}$$

As resistências das chaves  $R(I)$  são definidas supondo uma queda média de 1V por semiconductor.

$$\text{Given} \quad u = \frac{\sqrt{6} \cdot V_L \cdot w \cdot C(D, I_n)}{I_c} \cdot \left( \sin\left(a + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(a - u - \frac{\pi}{6}\right) \right)$$

$$I_c = \frac{\frac{3 \cdot w \cdot L(D)}{\pi} \cdot (I - I_c) + \frac{\sqrt{6} \cdot V_L}{\pi} \cdot f_{aux}(a, u)}{4 \cdot R(I_n)} + \frac{I}{2}$$

$$I_c < I \quad I_c > \frac{999I}{2} \quad T(I_c, D, a, I, I_n) := \text{find}(u, I_c)$$

A função "given...find" do Math CAD é utilizada para resolver o sistema transcendental de equações e definir a função  $T(I_c, D, a, I, I_n)$ . O valor inicial para  $u$  é sempre zero (definido acima) e o valor inicial para  $I_c$  é definido como parâmetro de  $T$ , de acordo com a corrente de saída  $I$ . Os ângulos  $a$  e  $u$  são dados em radianos por segundos.

$$I_n := 100 \quad a := 50 \cdot \frac{\pi}{180} \quad I := 50 \quad I_c := \frac{I}{2}$$

$$D := 100 \cdot 10^6$$

$$T(I_c, D, a, I, I_n) = \begin{pmatrix} 0.002 \\ 31.297 \end{pmatrix} \quad R(I_n) = 2 \cdot 10^{-2}$$

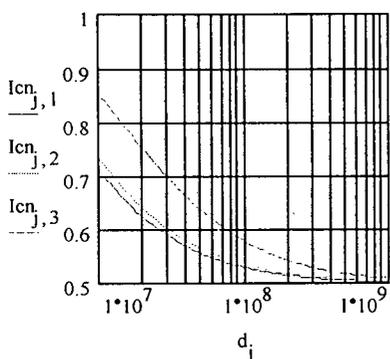
$$L(D) = 2.68 \cdot 10^{-6} \quad C(D, I_n) = 1.67 \cdot 10^{-7}$$

Exemplo de cálculo:

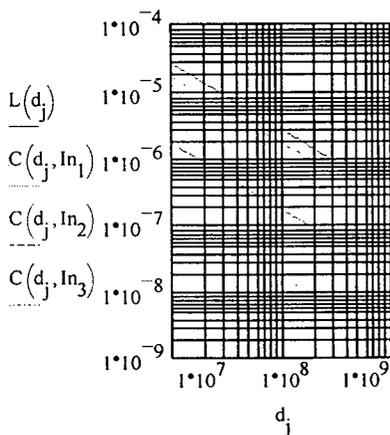
Para quaisquer valores do ângulo de disparo "a", das derivadas de tensão e de corrente "D", e das correntes nominal e de saída "In" e "I" a função T calcula o ângulo de comutação (em rad/s) e a corrente de saída do retificador capacitivo. Os valores de R, L e C estão também disponíveis

Cálculos em série p/ gráficos:  $j := 0..100$   $d_j := 10^{7 + \frac{j}{50}}$   $a := 43.2 \cdot \frac{\pi}{180}$

$$k := 1..3 \quad I_{n_k} := 10^k \quad I_k := I_{n_k} \cdot I \quad I_{c_k} := \frac{I_k}{2} \quad \begin{pmatrix} u_{j,k} \\ i_{c_{j,k}} \end{pmatrix} := T(I_{c_k}, d_j, a, I_k, I_{n_k}) \quad I_{cn_{j,k}} := \frac{i_{c_{j,k}}}{I_k}$$



O gráfico ao lado mostra a corrente normalizada da ponte P1 em função das derivadas "D" para 3 valores de "In" (10, 100 e 1000A). O ângulo de disparo "a" é fixo e vale 43,2 graus. A corrente de saída pode ser fixa em qualquer valor (no caso,  $I = I_n$ ).



O gráfico ao lado mostra os valores dos indutores e dos capacitores utilizados em cada situação do gráfico anterior. Interessante notar que os valores dos indutores não dependem da corrente nominal do retificador.

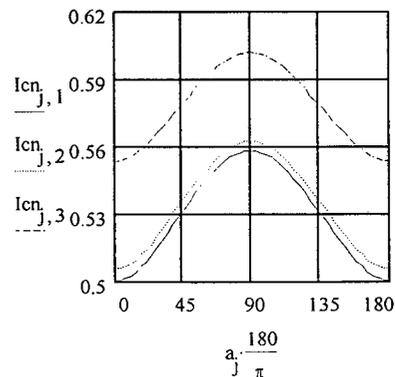
$$j := 0..50 \quad a_j := \frac{3.6 \pi}{180} \cdot j \quad I_k := I_{n_k} \cdot I$$

$$D_j := 10^8 \quad \begin{pmatrix} u_{j,k} \\ i_{c_{j,k}} \end{pmatrix} := T(I_{c_k}, D, a_j, I_k, I_{n_k}) \quad I_{cn_{j,k}} := \frac{i_{c_{j,k}}}{I_k} \quad I_{c_k} := \frac{I_k}{2}$$

O gráfico ao lado mostra a corrente normalizada da ponte P1 em função do ângulo de disparo "a" para 3 valores de "I" (10, 100 e 1000A). O valor máximo de D é fixo e vale 100V/us ou 100A/us e os valores calculados para Lc e Cc são também mostrados ao lado. A corrente de saída pode ser fixa em qualquer valor (no caso,  $I = I_n$ )

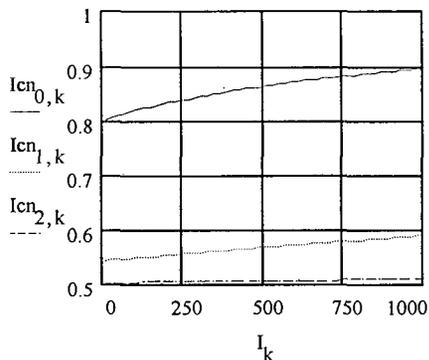
$$L(D) = 2.68 \cdot 10^{-6}$$

|                      |                |
|----------------------|----------------|
| $C(D, I_k)$          | $I_k$          |
| $1.67 \cdot 10^{-8}$ | $1 \cdot 10$   |
| $1.67 \cdot 10^{-7}$ | $1 \cdot 10^2$ |
| $1.67 \cdot 10^{-6}$ | $1 \cdot 10^3$ |



$$k := 0..50 \quad I_{n_k} := 10 + k \cdot 20 \quad I_k := I_{n_k} \cdot 1$$

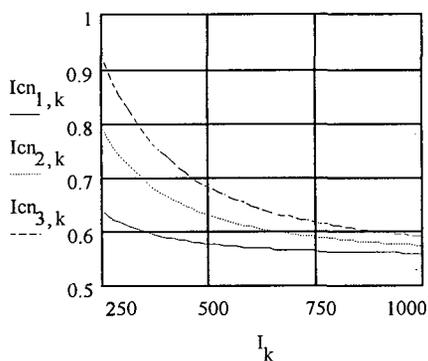
$$a := 60 \cdot \frac{\pi}{180} \quad j := 0..2 \quad d_j := 10^{7+j} \quad I_{c_k} := \frac{I_k}{2} \quad \begin{pmatrix} u_{j,k} \\ ic_{j,k} \end{pmatrix} := T(I_{c_k}, d_j, a, I_k, I_{n_k}) \quad I_{cn_{j,k}} := \frac{ic_{j,k}}{I_k}$$



O gráfico ao lado mostra a corrente normalizada da ponte P1 em função da corrente nominal "In" para 3 valores de "D" (10/us, 100/us e 1k/us). O ângulo de disparo "a" é fixo e vale 60 graus. A corrente de saída é sempre igual à nominal (I = In)

$$k := 0..50 \quad I_n := 1000 \quad I_k := k \cdot 15 + 250$$

$$d := 10^8 \quad j := 1..3 \quad a_j := 20 \cdot \frac{\pi}{180} \cdot j \quad I_{c_k} := \frac{I_k}{2} \quad \begin{pmatrix} u_{j,k} \\ ic_{j,k} \end{pmatrix} := T(I_{c_k}, d, a_j, I_k, I_n) \quad I_{cn_{j,k}} := \frac{ic_{j,k}}{I_k}$$



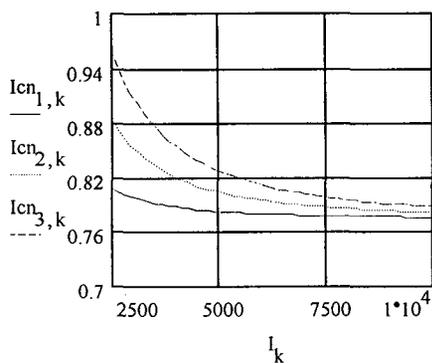
O gráfico ao lado mostra a corrente normalizada da ponte P1 em função da corrente de saída "I" para 3 valores de "a" (20, 40 e 60 graus). In = 1000 e d = 100/us.

$$L(d) = 2.685 \cdot 10^{-6}$$

$$C(d, I_n) = 1.667 \cdot 10^{-6}$$

$$k := 0..50 \quad I_n := 10000 \quad I_k := k \cdot 150 + 2500$$

$$d := 10^8 \quad j := 1..3 \quad a_j := 20 \cdot \frac{\pi}{180} \cdot j \quad I_{c_k} := \frac{I_k}{2} \quad \begin{pmatrix} u_{j,k} \\ ic_{j,k} \end{pmatrix} := T(I_{c_k}, d, a_j, I_k, I_n) \quad I_{cn_{j,k}} := \frac{ic_{j,k}}{I_k}$$



O gráfico ao lado mostra a corrente normalizada da ponte P1 em função da corrente de saída "I" para 3 valores de "a" (20, 40 e 60 graus). In = 10000 e d = 100/us.

$$L(d) = 2.685 \cdot 10^{-6}$$

$$C(d, I_n) = 1.667 \cdot 10^{-5}$$

#### A4.4. Influência das comutações nos parâmetros de desempenho

$$V_{0M} := \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi} \quad U_c := 0$$

$V_{0M}$  é o valor máximo da tensão de saída.

$$U_i(ai, D, I) := \arccos \left( \cos(ai) - \frac{w \cdot L(D) \cdot I}{\sqrt{2} \cdot V_L} \right) - ai$$

O ângulo de comutação da ponte P2 é calculado diretamente como fç. de  $ai$ ,  $D$  e  $I$  (supondo que apenas  $I/2$  circula em cada ponte).

$$V_{0i}(D, ai, I) := \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_L}{\pi} \cdot \cos(ai) - \frac{3 \cdot w \cdot L(D) \cdot I}{2 \cdot \pi}$$

$V_{0i}$  é a tensão de saída da ponte P2 supondo-se que ele maneja metade da corrente de saída  $I$ .

$$V_{0c}(ac, uc) := \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_L}{\pi} \cdot \cos(ac) + \frac{\sqrt{6} \cdot V_L}{\pi} \cdot \text{faux}(ac, uc) \quad V_{0c} \text{ é a tensão de saída da ponte P1.}$$

Given 
$$U_c = \frac{2 \cdot \sqrt{6} \cdot w \cdot C(d, I) \cdot V_L}{I} \cdot \left( \sin \left( Ac + \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left( Ac - U_c - \frac{\pi}{6} \right) \right)$$
 A fç. "Given...find" calcula  $ac$  e  $uc$  de forma que as duas pontes gerem a mesma tensão de saída.

$V_{0i}(d, ai, I) - V_{0c}(Ac, U_c) = 0$  Com isto,  $I$  se divide igualmente entre elas. O valor inicial para  $U_c$  é sempre zero (definido acima) e o valor inicial para  $Ac$  é definido como parâmetro de  $G$ . Devido à forma como se definiu  $C(D, I_n)$ , a corrente de saída é sempre igual à nominal.

$G(d, ai, I, Ac) := \text{find}(Ac, U_c)$

$$D := 100000 \quad L(D) = 2.689 \cdot 10^{-3}$$

$$I := 100 \quad C(D, I) = 1.667 \cdot 10^{-4} \quad ai := 70 \cdot \frac{\pi}{180}$$

Exemplo de cálculo:

Define-se  $D$  e  $I = I_n$  e calculam-se inicialmente os valores de  $L$  e de  $C$ . Define-se  $ai$  e calculam-se os valores de  $ui$ ,  $ac$  e  $uc$  que garantem que as tensões médias de saída das pontes P1 e P2 sejam iguais.

$$\begin{pmatrix} ac \\ uc \end{pmatrix} := G(D, ai, I, ai) \quad \begin{array}{l} 57.3 \cdot ac = 108.406 \\ 57.3 \cdot uc = 62.646 \end{array}$$

$$ui := U_i(ai, D, I) \quad 57.3 \cdot ui = 11.17$$

$$V_{0i}(D, ai, I) - V_{0c}(ac, uc) = 0$$

Acima apenas um teste de convergência da fç. "given...find"

Conhecendo-se os ângulos de comutação e de disparo das pontes P1 e P2 podem-se calcular os valores RMS das correntes de entrada e de suas harmônicas, e os diversos parâmetros de desempenho, de acordo com o exposto abaixo:

$$I_c(n, u) := \frac{\sqrt{2}}{n \cdot \pi} \cdot \left[ \cos \left( \frac{n \cdot \pi}{6} \right) \cdot \cos \left( \frac{n \cdot u}{2} \right) - \sin \left( \frac{n \cdot u}{2} \right) \cdot \left( \sin \left( \frac{n \cdot \pi}{6} \right) + \sin \left( \frac{n \cdot \pi}{2} \right) \right) \right] \cdot \frac{1}{3}$$

$$I_i(n, u) := \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{n^2 \cdot \pi \cdot u} \cdot \cos \left( \frac{n \cdot \pi}{6} \right) \cdot \sin \left( \frac{n \cdot u}{2} \right)$$

$I_c(n, u)$  e  $I_i(n, u)$  são funções que calculam os valores eficazes das harmônicas  $n$  das correntes de entrada das pontes P1 e P2 (sempre supondo que cada um conduz  $I/2$ ) divididos por  $I$  (normalizados).

$i_c(n, u) := I_c(2 \cdot n - 1, u)$  As funções  $i_c$  e  $i_i$  são apenas funções auxiliares, mas  $i_1(ac, uc, ai, ui)$  é a função que calcula o valor eficaz da 1ª harmônica da corrente de linha.

$i_i(n, u) := I_i(2 \cdot n - 1, u)$

$$i_1(ac, uc, ai, ui) := \sqrt{i_i(1, ui)^2 + i_c(1, uc)^2 + 2 \cdot i_i(1, ui) \cdot i_c(1, uc) \cdot \cos \left( ac + ai + \frac{ui - uc}{2} \right)}$$

A função  $ef(ac,uc,ai,ui)$  abaixo representada calcula o valor eficaz da corrente de linha como o somatório dos quadrados dos valores eficazes das harmônicas. Note-se que quando  $n = 2, 5, 8, \dots$ , são desnecessariamente calculadas as harmônicas de ordem 3, 9, 15, etc., mas o resultado é sempre zero. Note-se, adicionalmente, que o somatório vai de 1 a 100 e que, por esta razão, a última harmônica considerada é a de número 199, o que garante ótima precisão nos cálculos.

$$ef(ac, uc, ai, ui) := \sqrt{\sum_{n=1}^{100} \left[ ii(n, ui)^2 + ic(n, uc)^2 + 2 \cdot ii(n, ui) \cdot ic(n, uc) \cdot \cos \left[ (2 \cdot n - 1) \cdot \left( ac + ai + \frac{ui - uc}{2} \right) \right] \right]}$$

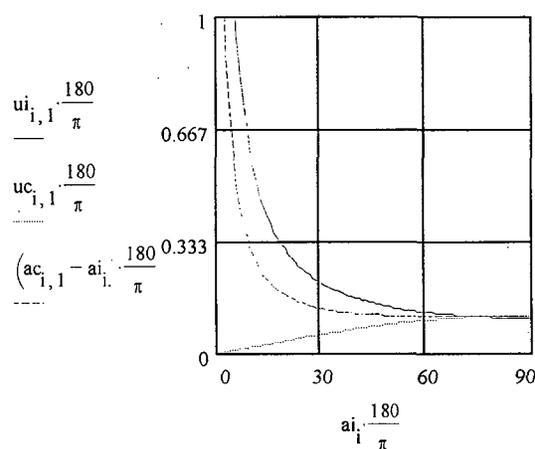
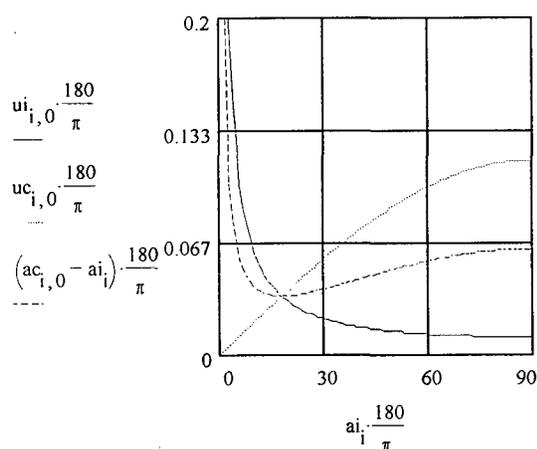
$$fd(ac, uc, ai, ui) := \frac{ii(1, ui) \cdot \cos \left( ai + \frac{ui}{2} \right) + ic(1, uc) \cdot \cos \left( ac - \frac{uc}{2} \right)}{iI(ac, uc, ai, ui)}$$

As funções ao lado e abaixo calculam o FD e a THD da corrente de entrada.

$$thd(ac, uc, ai, ui) := \sqrt{\left( \frac{ef(ac, uc, ai, ui)}{iI(ac, uc, ai, ui)} \right)^2 - 1}$$

Cálculos em série p/ apresentação de gráficos:  $i := 0..90$   $ai_i := \frac{i \cdot \pi}{180} + .001$   $D := 10^8$   $j := 0..1$

$$I_j := 10^{2+j} \quad ui_{i,j} := Ui(ai_i, D, I_j) \quad \begin{pmatrix} ac_{i,j} \\ uc_{i,j} \end{pmatrix} := G(D, ai_i, I_j, ai_i)$$



Os gráficos acima mostram como variam os ângulos de comutação  $uc$  e  $ui$ , e a variação entre os ângulos de disparo  $ac-ai$  das pontes P1 e P2, em função do ângulo de disparo  $ai$  da ponte P2.

$$j := 0..2 \quad I_j := 10^{1+2j} \quad D_j := 10^{7.5+.5 \cdot (-1)^j} \quad ui_{i,j} := Ui(ai_i, D_j, I_j) \quad \begin{pmatrix} ac_{i,j} \\ uc_{i,j} \end{pmatrix} := G(D_j, ai_i, I_j, ai_i)$$

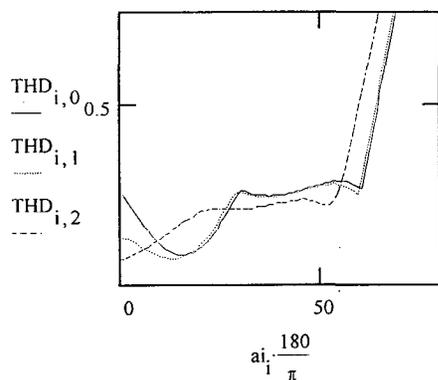
$$II_{i,j} := iI(ac_{i,j}, uc_{i,j}, ai_i, ui_{i,j}) \quad IRMS_{i,j} := ef(ac_{i,j}, uc_{i,j}, ai_i, ui_{i,j})$$

$$FD_{i,j} := fd(ac_{i,j}, uc_{i,j}, ai_i, ui_{i,j})$$

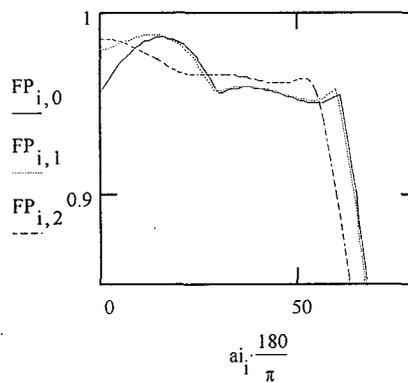
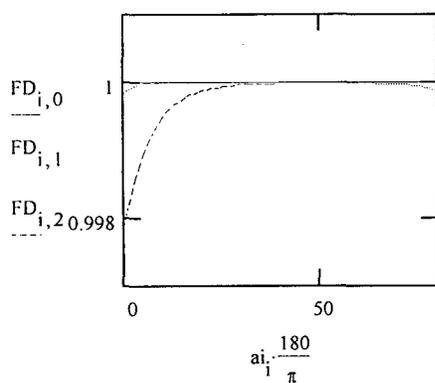
$$THD_{i,j} := \sqrt{\left( \frac{IRMS_{i,j}}{II_{i,j}} \right)^2 - 1}$$

$$FP_{i,j} = \frac{FD_{i,j}}{\sqrt{1 + (THD_{i,j})^2}}$$

A equação ao lado calcula o fator de potência. O uso de matrizes (com os índices  $i$  e  $j$ ) foi preferido ao de funções porque com matrizes o cálculo do valor eficaz (que é feito com o somatório de 100 itens e demora tempo considerável) é realizado apenas uma vez, ao contrário do que seria se fossem utilizadas funções.



Os gráficos ao lado e abaixo correspondem às Figs. 83 a 85 e são obtidos com o equacionamento acima. Importante notar que quando  $j = 0$  (curvas com traços cheios) os efeitos das comutações quase não se notam e as curvas se aproximam das ideais



## ANEXO 5 - Cálculos relativos aos indutores de balanceamento

### A5.1. Introdução

Todos os cálculos referentes à influência dos indutores de balanceamento nos diversos parâmetros de desempenho foram feitos com o auxílio do software Math Cad 7 [9], de acordo com o exposto a seguir.

### A5.2. Caracterização da corrente de entrada

Definições iniciais:  $VL := 380$   $w := 377$   $l0 := 20$

Cálculo do k:

$$k1(a, L) := \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot VL}{2 \cdot \pi \cdot w \cdot L} \cdot \left( \sin\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) - \frac{\pi}{180} \cdot a \cdot \cos\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) \right)$$

$$k2(a, L) := \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot VL}{2 \cdot \pi \cdot w \cdot L} \cdot \left[ \left( 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot \pi}{6} \right) \cdot \sin\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) + \left( \frac{\pi}{2} - a \cdot \frac{\pi}{180} \right) \cdot \cos\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) \right]$$

$$k(a, L) := \text{if}(a < 60, k1(a, L), k2(a, L))$$

Função auxiliar:  $f(x, y, z, t, L) := \frac{\sqrt{2} \cdot VL}{2 \cdot w \cdot L} \cdot \left[ \cos\left[(x - y) \cdot \frac{\pi}{180}\right] - \cos\left[(z - t) \cdot \frac{\pi}{180}\right] \right]$

Corrente de entrada  $p/0 < a < 30$ :

$$IL1(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq 30 + a) \cdot (wt > 30 - a), f(a, 0, wt, 30, L) + \frac{l0}{2} + k(a, L), 0\right)$$

$$IL2(wt, a) := \text{if}\left((wt \leq 150 - a) \cdot (wt > 30 + a), l0, 0\right)$$

$$IL3(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq 150 + a) \cdot (wt > 150 - a), f(wt, 150, a, 0, L) + \frac{l0}{2} - k(a, L), 0\right)$$

$$IL30(wt, a, L) := IL1(wt, a, L) + IL2(wt, a) + IL3(wt, a, L)$$

Corrente de entrada  $p/30 < a < 60$ :

$$IL4(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq a - 30), f(a, 0, wt, 30, L) + f(a, 0, wt, -30, L) + 2 \cdot k(a, L), 0\right)$$

$$IL5(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq 30 + a) \cdot (wt > a - 30), f(a, 0, wt, 30, L) + \frac{l0}{2} + k(a, L), 0\right)$$

$$IL6(wt, a) := \text{if}\left((wt \leq 150 - a) \cdot (wt > 30 + a), l0, 0\right)$$

$$IL7(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq 210 - a) \cdot (wt > 150 - a), f(wt, 150, a, 0, L) + \frac{l0}{2} - k(a, L), 0\right)$$

$$IL8(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq 180) \cdot (wt > 210 - a), f(wt, 150, a, 0, L) + f(wt, 210, a, 0, L) - 2 \cdot k(a, L), 0\right)$$

$$IL60(wt, a, L) := IL4(wt, a, L) + IL5(wt, a, L) + IL6(wt, a) + IL7(wt, a, L) + IL8(wt, a, L)$$

Corrente de entrada  $p/60 < a < 90$ :

$$IL9(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq 90 - a), f(120, a, wt, -30, L) + f(120, a, wt, 30, L) + 2 \cdot k(a, L), 0\right)$$

$$IL10(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq a - 30) \cdot (wt > 90 - a), f(120, a, wt, 30, L) + f(60, a, wt, 30, L) + 2 \cdot k(a, L), 0\right)$$

$$IL11(wt, a, L) := \text{if}\left((wt \leq 150 - a) \cdot (wt > a - 30), f(120, a, wt, 30, L) + \frac{l0}{2} + k(a, L), 0\right)$$

$$IL13(wt, a, L) := \text{if} \left[ (wt \leq 210 - a) \cdot (wt > a + 30), f(wt, 150, a, 120, L) + \frac{I0}{2} - k(a, L), 0 \right]$$

$$IL14(wt, a, L) := \text{if} (wt \leq a + 90) \cdot (wt > 210 - a), f(wt, 150, a, 120, L) + f(wt, 150, a, 60, L) - 2 \cdot k(a, L), 0$$

$$IL15(wt, a, L) := \text{if} (wt \leq 180) \cdot (wt > a + 90), f(wt, 150, 120, a, L) + f(wt, 210, 120, a, L) - 2 \cdot k(a, L), 0$$

$$IL90(wt, a, L) := IL9(wt, a, L) + IL10(wt, a, L) + IL11(wt, a, L) + IL13(wt, a, L) + IL14(wt, a, L) + IL15(wt, a, L)$$

Corrente de entrada para qualquer a:

$$ILx(wt, a, L) := \text{if} (a < 30), IL30(wt, a, L), 0$$

$$ILy(wt, a, L) := \text{if} (a \leq 60) \cdot (a \geq 30), IL60(wt, a, L), 0$$

$$ILz(wt, a, L) := \text{if} (a > 60), IL90(wt, a, L), 0$$

$$IL(wt, a, L) := ILx(wt, a, L) + ILy(wt, a, L) + ILz(wt, a, L)$$

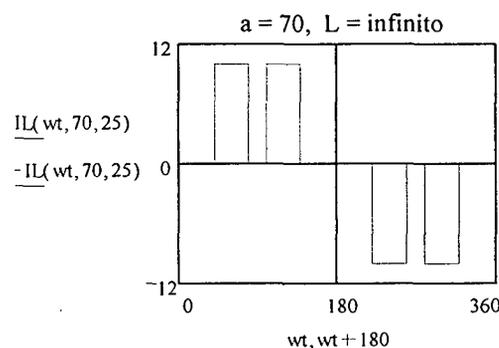
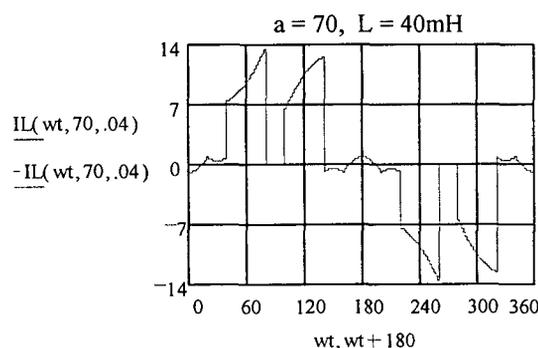
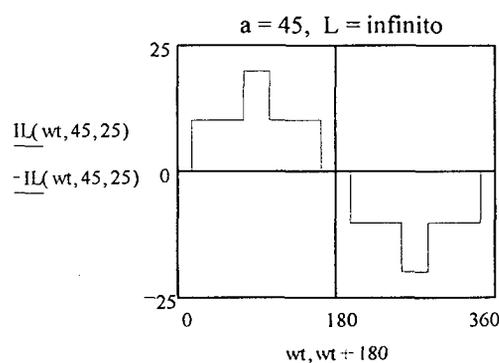
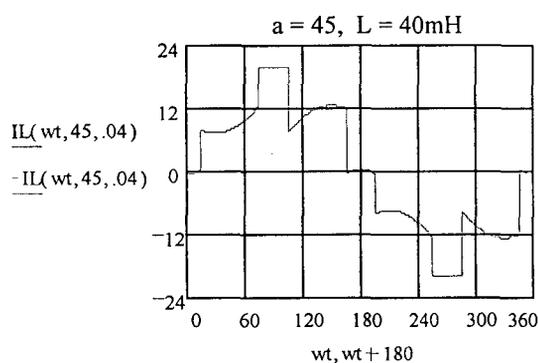
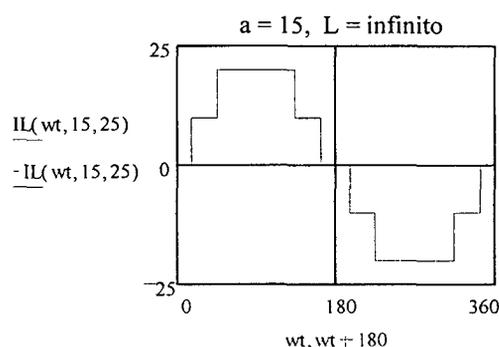
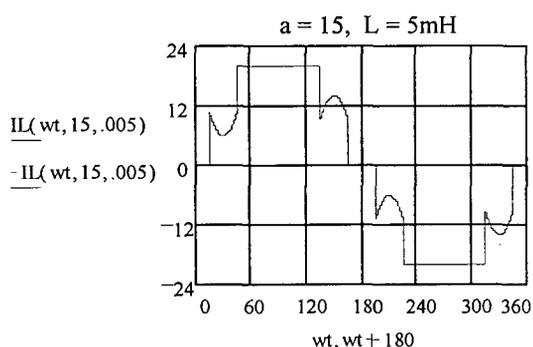
A função IL(wt,a,L) apresentada ao lado calcula o valor da corrente de entrada em qualquer ponto do semiciclo superior de IL, devido ao uso repetido da função "if" do MathCad. Abaixo encontram-se alguns exemplos de gráficos.

Traçando gráficos...

wt := 0, .. 180

Ex. de cálculo:

$$IL(36, 40, .015) = 4.044$$



### A5.3. Cálculos teóricos de valores médio e eficaz das correntes dos indutores de balanceamento

Valores iniciais:  $I_0$ ,  $V_L$  e  $w$  definidos no item A5.2;  $L$  definido ao lado:  $L := .0125$

$0 < a < 60$ :

Integral que define o quadrado do valor eficaz da função cosseno.

$$\frac{3}{2\pi} \cdot \int_{-a}^a \left[ \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot w \cdot L} \cdot (\cos(x) - \cos(a)) \right]^2 dx$$

$f60(a) := \frac{3}{4\pi} \cdot \left( \frac{V_L}{w \cdot L} \right)^2 \cdot (a - 3 \cdot \sin(a) \cdot \cos(a) + 2 \cdot a \cdot \cos(a)^2)$   $f60(a)$  é o quadrado do valor eficaz da fç cosseno, resultado da integral acima.

$K60(a) := \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_L}{2\pi \cdot w \cdot L} \cdot (\sin(a) - a \cdot \cos(a))$   $Iac60(a) := \sqrt{f60(a) - K60(a)^2}$   $I60(a) := \sqrt{Iac60(a)^2 + \left(\frac{I_0}{2}\right)^2}$

$K60(a)$  é o valor médio da fç cosseno.  $Iac60(a)$  é o valor eficaz da fç cosseno SEM sua componente DC.  $I60(a)$  é o valor eficaz procurado da corrente do reator.  $I62(a)$  é encontrada resolvendo-se  $I60(a)$ .

$$I62(a) := \sqrt{\frac{3}{4\pi^2} \cdot \left( \frac{V_L}{w \cdot L} \right)^2 \cdot [(2 \cdot a \cdot \pi - 3 \cdot a^2 - 3) + (6 \cdot a - 1.5 \cdot \pi) \cdot \sin(2 \cdot a) + (\pi \cdot a - 3 \cdot a^2 + 3) \cdot \cos(2 \cdot a)] + \left(\frac{I_0}{2}\right)^2}$$

$60 < a < 90$  Integral que define o quadrado do valor eficaz da função cosseno (abaixo).

$$\frac{3}{\pi} \cdot \left[ \int_0^{\frac{2\pi}{3} - a} \left[ \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot w \cdot L} \cdot (\cos(x) - \cos(a - \frac{2\pi}{3})) \right]^2 dx + \int_0^{a - \frac{\pi}{3}} \left[ \frac{\sqrt{2} \cdot V_L}{2 \cdot w \cdot L} \cdot (\cos(x) - \cos(a - \frac{\pi}{3})) \right]^2 dx \right]$$

$f90(a) := \frac{3}{2\pi} \cdot \left( \frac{V_L}{w \cdot L} \right)^2 \cdot \left[ \frac{\pi}{3} + \cos(2 \cdot a) \cdot \left( \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{4} - \frac{\pi}{12} \right) - \sin(2 \cdot a) \cdot \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left( \frac{\pi}{2} - a \right) \right] \right]$   $f90(a)$  é o quadrado do valor eficaz da fç cosseno, resultado da integral acima.

$K90(a) := \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_L}{2\pi \cdot w \cdot L} \cdot \left[ \left( 1 - \frac{\pi \cdot \sqrt{3}}{6} \right) \cdot \sin(a) + \left( \frac{\pi}{2} - a \right) \cdot \cos(a) \right]$   $K90(a)$  é o valor médio da fç cosseno.

$Iac90(a) := \sqrt{f90(a) - K90(a)^2}$   $Iac90(a)$  é o valor eficaz da fç cosseno SEM sua componente DC.

$I90(a) := \sqrt{Iac90(a)^2 + \left(\frac{I_0}{2}\right)^2}$   $I90(a)$  é o valor eficaz procurado da corrente do indutor.  $I93(a)$  é encontrada resolvendo-se  $I90(a)$ .

$$I93(a) := \sqrt{\frac{I_0^2}{4} + \frac{V_L^2}{8 \cdot (\pi \cdot w \cdot L)^2} \cdot \left[ \left( \begin{array}{l} -18 - 18 \cdot a^2 - 2 \cdot \pi^2 \dots \\ + 18 \cdot a \cdot \pi + 6 \cdot \pi \cdot \sqrt{3} \end{array} \right) + \cos(2 \cdot a) \cdot \left( \begin{array}{l} 18 \cdot a \cdot \pi + 3 \cdot \pi \cdot \sqrt{3} \dots \\ + 18 - 18 \cdot a^2 - 4 \cdot \pi^2 \end{array} \right) + \sin(2 \cdot a) \cdot \left( \begin{array}{l} -18 \cdot \pi \dots \\ + 36 \cdot a \end{array} \right) \right]}$$

Conferindo...  $I60(1) = 13.132$   $I60(.31) = 10.044$   $I90(1.1) = 13.113$   $I90(1.31) = 11.683$   
 $I62(1) = 13.132$   $I62(.31) = 10.044$   $I93(1.1) = 13.113$   $I93(1.31) = 11.683$  OK!!

#### A5.4. Cálculos dos parâmetros de desempenho

Observações iniciais: VL e w são definidos no item A5.2. O k e a função auxiliar f também. L e a agora são variáveis. As integrais definidas do MathCad apresentaram erros de convergência quando seus integrandos continham a função "if". Por esta razão, as integrais abaixo são definidas por intervalos e não com as funções de A5.2. Dois tipos de cargas são analisados:  $I0(a) = 20$  p/ os gráficos relativos à carga com corrente constante e  $I0(a) = \cos(a)$  p/ cargas RL, de acordo com as eqs. abaixo. Note-se que uma delas está desabilitada. Para habilitá-la e gerar os gráficos correspondentes deve-se clicar em "Math" e em "Toggle Equation", e adequar os valores das indutâncias.

$$I0(a) := 20 \quad I0(a) := 20 \cdot \cos\left(\frac{a \cdot \pi}{180}\right) \quad \text{As eqs. ao lado definem os dois tipos de carga analisados. Uma está desabilitada.}$$

Integrais pertinentes ao intervalo  $0 < a < 30$ :

Cálculo do valor RMS da corrente de entrada:

$$I_{L30}(a, L) := \sqrt{\frac{1}{180} \left[ \int_{30-a}^{30+a} \left( f(a, 0, wt, 30, L) + \frac{I0(a)}{2} + k1(a, L) \right)^2 dwt \dots \right.} \\ \left. + I0(a)^2 \cdot (120 - 2a) + \int_{150-a}^{150+a} \left( f(wt, 150, a, 0, L) + \frac{I0(a)}{2} - k1(a, L) \right)^2 dwt \right]}$$

Cálculo do valor eficaz da 1a harm. da corrente de entrada e de suas componentes seno e cosseno

$$I_{Is30}(a, L) := \frac{\sqrt{2}}{180} \left[ \int_{30-a}^{30+a} \left( f(a, 0, wt, 30, L) + \frac{I0(a)}{2} \right) \cdot \sin\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \dots \right. \\ \left. + \frac{360 \cdot I0(a)}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{30+a}{180} \cdot \pi\right) + \int_{150-a}^{150+a} \left( f(wt, 150, a, 0, L) + \frac{I0(a)}{2} \right) \cdot \sin\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \right]}$$

$$I_{Ic30}(a, L) := \frac{\sqrt{2}}{180} \left[ \int_{30-a}^{30+a} \left( f(a, 0, wt, 30, L) + \frac{I0(a)}{2} + k1(a, L) \right) \cdot \cos\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \dots \right. \\ \left. + \int_{150-a}^{150+a} \left( f(wt, 150, a, 0, L) + \frac{I0(a)}{2} - k1(a, L) \right) \cdot \cos\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \right]}$$

$$I_{I30}(a, L) := \sqrt{I_{Is30}(a, L)^2 + I_{Ic30}(a, L)^2}$$

Integrais pertinentes ao intervalo  $30 < a < 60$  (mesmos passos do intervalo anterior):

$$I_{L60}(a, L) := \frac{1}{180} \cdot \left[ \int_0^{a-30} (f(a, 0, wt, 30, L) + f(a, 0, wt, -30, L) + 2 \cdot kl(a, L))^2 dwt \dots \right. \\ + \int_{a-30}^{30+a} \left( f(a, 0, wt, 30, L) + \frac{I0(a)}{2} + kl(a, L) \right)^2 dwt \dots \\ + I0(a)^2 \cdot (120 - 2a) + \int_{150-a}^{210-a} \left( f(wt, 150, a, 0, L) + \frac{I0(a)}{2} - kl(a, L) \right)^2 dwt \dots \\ \left. + \int_{210-a}^{180} (f(wt, 150, a, 0, L) + f(wt, 210, a, 0, L) - 2 \cdot kl(a, L))^2 dwt \right]$$

$$I_{Ls60}(a, L) := \frac{\sqrt{2}}{180} \cdot \left[ \int_0^{a-30} (f(a, 0, wt, 30, L) + f(a, 0, wt, -30, L)) \cdot \sin\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \dots \right. \\ + \int_{a-30}^{30+a} \left( f(a, 0, wt, 30, L) + \frac{I0(a)}{2} \right) \cdot \sin\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \dots \\ + \frac{360 \cdot I0(a)}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{30+a}{180} \cdot \pi\right) + \int_{150-a}^{210-a} \left( f(wt, 150, a, 0, L) + \frac{I0(a)}{2} \right) \cdot \sin\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \dots \\ \left. + \int_{210-a}^{180} (f(wt, 150, a, 0, L) + f(wt, 210, a, 0, L)) \cdot \sin\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \right]$$

$$I_{Lc60}(a, L) := \frac{\sqrt{2}}{180} \cdot \left[ \int_0^{a-30} (f(a, 0, wt, 30, L) + f(a, 0, wt, -30, L) + 2 \cdot kl(a, L)) \cdot \cos\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \dots \right. \\ + \int_{a-30}^{30+a} \left( f(a, 0, wt, 30, L) + \frac{I0(a)}{2} + kl(a, L) \right) \cdot \cos\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \dots \\ + \int_{150-a}^{210-a} \left( f(wt, 150, a, 0, L) + \frac{I0(a)}{2} - kl(a, L) \right) \cdot \cos\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \dots \\ \left. + \int_{210-a}^{180} (f(wt, 150, a, 0, L) + f(wt, 210, a, 0, L) - 2 \cdot kl(a, L)) \cdot \cos\left(wt \cdot \frac{\pi}{180}\right) dwt \right]$$

$$I_{L60}(a, L) := \sqrt{I_{Ls60}(a, L)^2 + I_{Lc60}(a, L)^2}$$

Integrais pertinentes ao intervalo  $60 < a < 90$  (mesmos passos dos intervalos anteriores):

$$\begin{aligned}
 \text{IL90}(a, L) := & \frac{1}{180} \cdot \left[ \int_0^{90-a} (f(120, a, \text{wt}, -30, L) + f(120, a, \text{wt}, 30, L) + 2 \cdot k2(a, L))^2 \text{dwt} \dots \right. \\
 & + \int_{a-30}^{90-a} (f(120, a, \text{wt}, 30, L) + f(60, a, \text{wt}, 30, L) + 2 \cdot k2(a, L))^2 \text{dwt} \dots \\
 & + \int_{150-a}^{a-30} \left( f(120, a, \text{wt}, 30, L) + \frac{10(a)}{2} + k2(a, L) \right)^2 \text{dwt} \dots \\
 & + \int_{210-a}^{a-30} \left( f(\text{wt}, 150, a, 120, L) + \frac{10(a)}{2} - k2(a, L) \right)^2 \text{dwt} \dots \\
 & + \int_{a+30}^{a+90} (f(\text{wt}, 150, a, 120, L) + f(\text{wt}, 150, a, 60, L) - 2 \cdot k2(a, L))^2 \text{dwt} \dots \\
 & \left. + \int_{180}^{210-a} (f(\text{wt}, 150, 120, a, L) + f(\text{wt}, 210, 120, a, L) - 2 \cdot k2(a, L))^2 \text{dwt} \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{ILs90}(a, L) := & \frac{\sqrt{2}}{180} \cdot \left[ \int_0^{90-a} (f(120, a, \text{wt}, -30, L) + f(120, a, \text{wt}, 30, L) + 2 \cdot k2(a, L)) \cdot \sin\left(\text{wt} \cdot \frac{\pi}{180}\right) \text{dwt} \dots \right. \\
 & + \int_{a-30}^{90-a} (f(120, a, \text{wt}, 30, L) + f(60, a, \text{wt}, 30, L) + 2 \cdot k2(a, L)) \cdot \sin\left(\text{wt} \cdot \frac{\pi}{180}\right) \text{dwt} \dots \\
 & + \int_{150-a}^{a-30} \left( f(120, a, \text{wt}, 30, L) + \frac{10(a)}{2} + k2(a, L) \right) \cdot \sin\left(\text{wt} \cdot \frac{\pi}{180}\right) \text{dwt} \dots \\
 & + \int_{210-a}^{a-30} \left( f(\text{wt}, 150, a, 120, L) + \frac{10(a)}{2} - k2(a, L) \right) \cdot \sin\left(\text{wt} \cdot \frac{\pi}{180}\right) \text{dwt} \dots \\
 & + \int_{a+30}^{a+90} (f(\text{wt}, 150, a, 120, L) + f(\text{wt}, 150, a, 60, L) - 2 \cdot k2(a, L)) \cdot \sin\left(\text{wt} \cdot \frac{\pi}{180}\right) \text{dwt} \dots \\
 & \left. + \int_{180}^{210-a} (f(\text{wt}, 150, 120, a, L) + f(\text{wt}, 210, 120, a, L) - 2 \cdot k2(a, L)) \cdot \sin\left(\text{wt} \cdot \frac{\pi}{180}\right) \text{dwt} \right]
 \end{aligned}$$

$$I_{1c9\alpha}(a, L) := \frac{\sqrt{2}}{180} \left[ \begin{array}{l} \int_0^{90-a} (f(120, a, \omega t, -30, L) + f(120, a, \omega t, 30, L) + 2 \cdot k_2(a, L)) \cdot \cos\left(\omega t \cdot \frac{\pi}{180}\right) d\omega t \dots \\ + \int_0^{a-30} (f(120, a, \omega t, 30, L) + f(60, a, \omega t, 30, L) + 2 \cdot k_2(a, L)) \cdot \cos\left(\omega t \cdot \frac{\pi}{180}\right) d\omega t \dots \\ + \int_0^{90-a} \int_0^{150-a} \left( f(120, a, \omega t, 30, L) + \frac{I_0(a)}{2} + k_2(a, L) \right) \cdot \cos\left(\omega t \cdot \frac{\pi}{180}\right) d\omega t \dots \\ + \int_0^{a-30} \int_0^{210-a} \left( f(\omega t, 150, a, 120, L) + \frac{I_0(a)}{2} - k_2(a, L) \right) \cdot \cos\left(\omega t \cdot \frac{\pi}{180}\right) d\omega t \dots \\ + \int_0^{a+30} \int_0^{a+90} (f(\omega t, 150, a, 120, L) + f(\omega t, 150, a, 60, L) - 2 \cdot k_2(a, L)) \cdot \cos\left(\omega t \cdot \frac{\pi}{180}\right) d\omega t \dots \\ + \int_0^{210-a} \int_0^{180} (f(\omega t, 150, 120, a, L) + f(\omega t, 210, 120, a, L) - 2 \cdot k_2(a, L)) \cdot \cos\left(\omega t \cdot \frac{\pi}{180}\right) d\omega t \dots \\ + \int_0^{a+90} \end{array} \right]$$

$$I_{19\alpha}(a, L) := \sqrt{I_{1s9\alpha}(a, L)^2 + I_{1c9\alpha}(a, L)^2}$$

Cálculos dos parâmetros de desempenho:

$$DF_{3\alpha}(a, L) := \cos\left(\operatorname{atan}\left(\frac{I_{1c3\alpha}(a, L)}{I_{1s3\alpha}(a, L)}\right)\right) \quad THD_{3\alpha}(a, L) := \frac{I_{L3\alpha}(a, L)^2}{\sqrt{I_{13\alpha}(a, L)^2}} - 1 \quad P_{2F3\alpha}(a, L) := \frac{DF_{3\alpha}(a, L)^2}{\sqrt{1 + THD_{3\alpha}(a, L)^2}}$$

$$DF_{6\alpha}(a, L) := \cos\left(\operatorname{atan}\left(\frac{I_{1c6\alpha}(a, L)}{I_{1s6\alpha}(a, L)}\right)\right) \quad THD_{6\alpha}(a, L) := \frac{I_{L6\alpha}(a, L)^2}{\sqrt{I_{16\alpha}(a, L)^2}} - 1 \quad P_{2F6\alpha}(a, L) := \frac{DF_{6\alpha}(a, L)^2}{\sqrt{1 + THD_{6\alpha}(a, L)^2}}$$

$$DF_{9\alpha}(a, L) := \cos\left(\operatorname{atan}\left(\frac{I_{1c9\alpha}(a, L)}{I_{1s9\alpha}(a, L)}\right)\right) \quad THD_{9\alpha}(a, L) := \frac{I_{L9\alpha}(a, L)^2}{\sqrt{I_{19\alpha}(a, L)^2}} - 1 \quad P_{2F9\alpha}(a, L) := \frac{DF_{9\alpha}(a, L)^2}{\sqrt{1 + THD_{9\alpha}(a, L)^2}}$$

$$P_{1F3\alpha}(a, L) := \frac{\sqrt{6} \cdot \cos\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right)}{\pi} \cdot \frac{I_0(a)}{I_{L3\alpha}(a, L)}$$

$$P_{1F6\alpha}(a, L) := \frac{\sqrt{6} \cdot \cos\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right)}{\pi} \cdot \frac{I_0(a)}{I_{L6\alpha}(a, L)}$$

$$P_{1F9\alpha}(a, L) := \frac{\sqrt{6} \cdot \cos\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right)}{\pi} \cdot \frac{I_0(a)}{I_{L9\alpha}(a, L)}$$

OBS - O fator de potência foi calculado de duas formas diferentes apenas para conferir os cálculos. Assim, P1F refere-se às grandezas de saída do retificador e P2F às de entrada. P1F e P2F mostraram-se iguais mesmo em condução descontínua (veja exemplos abaixo), o que trouxe alguma surpresa, pois a eq. de  $V_0(a)$  usada em P1F só vale para condução contínua. P1F foi adotado nos gráficos porque é calculado mais rapidamente que P2F.

$$P_{1F6\alpha}(58, 012) = 0.73$$

$$P_{1F3\alpha}(25, 001) = 0.498$$

$$P_{2F6\alpha}(58, 012) = 0.73$$

$$P_{2F3\alpha}(25, 001) = 0.498$$

## Cálculos da indutância crítica

$$f1(a) := \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \left( \sin\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) - a \cdot \frac{\pi}{180} \cdot \cos\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) \right)$$

$$Lc1(a) := \frac{VL}{I0(a) \cdot w} \cdot f1(a)$$

$$f2(a) := \sqrt{2} + \left( \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot a}{180} - \sqrt{2} \right) \cdot \cos\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) - \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \sin\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right)$$

$$Lc2(a) := \frac{VL}{I0(a) \cdot w} \cdot f2(a)$$

$$f3(a) := \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \left[ \left( 1 - \frac{\sqrt{3} \cdot \pi}{6} \right) \cdot \sin\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) + \left( \frac{\pi}{2} - a \cdot \frac{\pi}{180} \right) \cdot \cos\left(a \cdot \frac{\pi}{180}\right) \right]$$

$$Lc3(a) := \frac{VL}{I0(a) \cdot w} \cdot f3(a)$$

## Estabelecendo intervalos de validade...

$$PF(x, L) := \text{if}(x \leq 30, P1F30(x, L), 0) + \text{if}(x > 30) \cdot (x \leq 60), P1F60(x, L), 0) + \text{if}(x > 60, P1F90(x, L), 0)$$

$$DF(x, L) := \text{if}(x \leq 30, DF30(x, L), 0) + \text{if}(x > 30) \cdot (x \leq 60), DF60(x, L), 0) + \text{if}(x > 60, DF90(x, L), 0)$$

$$THD(x, L) := \text{if}(x \leq 30, THD30(x, L), 0) + \text{if}(x > 30) \cdot (x \leq 60), THD60(x, L), 0) + \text{if}(x > 60, THD90(x, L), 0)$$

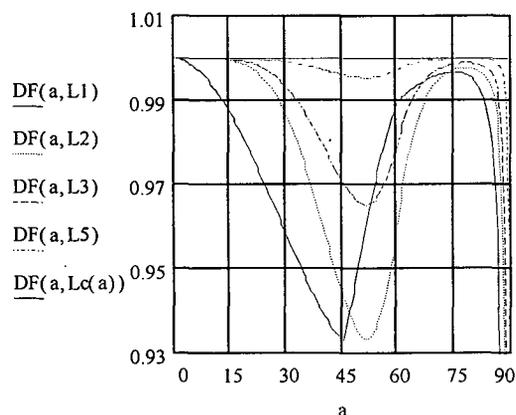
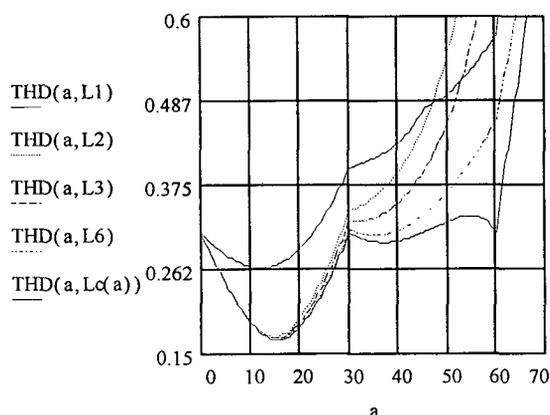
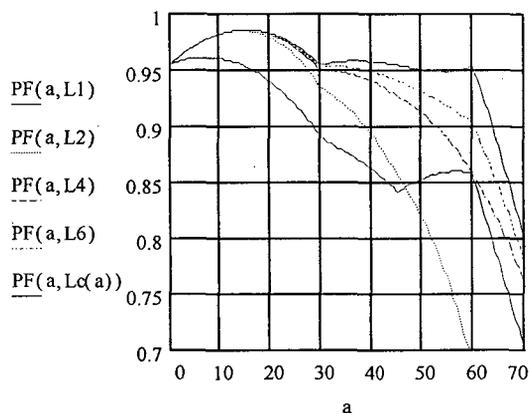
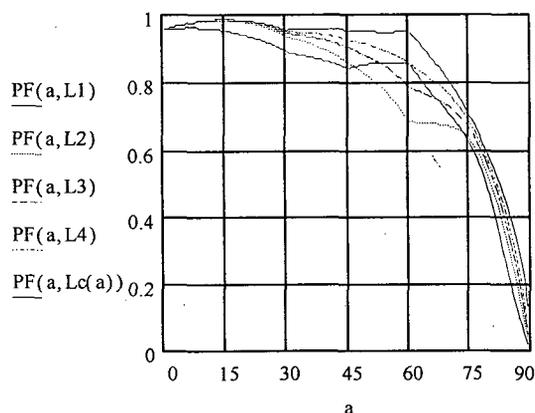
$$Lc(x) := \text{if}(x \leq 45.5, Lc2(x), 0) + \text{if}(x > 45.5) \cdot (x \leq 60), Lc1(x), 0) + \text{if}(x > 60, Lc3(x), 0)$$

## Valores de indutância relativos à carga tipo fonte de corrente constante:

$$L1 := 200000 \quad L2 := .01165 \quad L3 := .01648 \quad L4 := .0233 \quad L5 := .04661 \quad L6 := .03296$$

## Valores de indutância relativos à carga RL (desabilitadas com o "Toggle Equation"):

$$L2 := .0233a \quad L3 := .03296a \quad L4 := .04661a \quad L5 := .09322a \quad L6 := .06592a$$

Gerando os gráficos...  $a := .001, .501.. 90$ 

## Referências Bibliográficas

- [1] MAZDA, F. F. *Power Electronics Handbook*. 2. ed.: Butterworth Heinemann, 1990.
- [2] BIRD, B. M.; KING, K. G.; PEDDER, D. A. G. *An Introduction to Power Electronics*. 2. ed.: John Wiley & Sons, 1993.
- [3] PELLY, B. R. *Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters*, 1. ed.; John Wiley & Sons, 1971.
- [4] BARTON, T. H. *Rectifiers, Cycloconverters and AC Controllers*, 1. ed.; Oxford University Press, 1994.
- [5] SHAEFER, J. *Rectifier Circuits: Theory and Design*, 1. ed.; John Wiley & Sons, 1965.
- [6] BARBI, I. *Eletrônica de Potência*, 2. ed.; Edição do Autor, 1997.
- [7] ERICKSON, R. W. *Fundamentals of Power Electronics*, 1. ed.; Chapman and Hall, 1997.
- [8] BRAGA, H A C. *Conversores Multiníveis em Corrente*. Florianópolis, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [9] MATH SOFT. *Mathcad<sup>®</sup> 7 User's Guide*. USA, Aug., 1997.
- [10] MICROSIM<sup>®</sup>. *Microsim<sup>®</sup> PSpice<sup>®</sup> A/D & Basics+ User's Guide*. Version 7.1. USA, Oct., 1997.
- [11] RASHID, M. H. *Spice for Power Electronics and Electric Power*, 1. ed.; Prentice Hall, 1993.
- [12] SALAZAR, L.; JOÓS, G. *PSPICE Simulation of the Three-Phase Inverters by Means of Switching Functions*. IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 9, nº 1, p. 35-42, Jan. 1994.
- [13] BRAGA, H. A. C.; BARBI, I. *A New Technique for Parallel Connection of Commutation Cells: Analysis, Design and Experimentation*. IEEE Transactions on Power Electronics. vol. 12, nº 2, p. 387-395, Mar. 1997.
- [14] PAICE, D. A. *Power Electronic Converter Harmonics*, 1. ed.; IEEE Press, 1996.
- [15] VILLABLANCA, M. M.; ROJAS, J. M.; DEL VALLE, J.J. *A Filterless Back-to-Back HVDC System*. In: 4<sup>o</sup> Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP'97 (dez. 1997: BeloHorizonte, Brasil). Anais. p. 443-448.
- [16] SATO, Y.; SUZUKI, K.; AZEDDINE, D. et al. *A New Control Strategy to Improve AC Input Current Waveform of High-Power Parallel Connected PWM Rectifiers*. In: Power Conversion Conference PCC'93 (Apr. 1993: Yokohama, Japan). Conference Record. p. 129-134.

- [17] ZHANG, Z.; OOI, B. T. *Multi-Modular Current-Source SPWM Converters for Superconducting Magnetic Energy Storage System*. In: Power Electronics Specialists Conference - PESC'92 (Jun/Jul. 1992: Toledo, Spain). Conference Record. p. 561-568.
- [18] DIVAN, D. M.; BARTON, T. H. *Considerations on the Application of Improved Power Factor Converter Structures*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-19, nº 6, p. 1076-1083, Nov./Dec. 1983.
- [19] HOMBUR, M.; UEDA, S.; UEDA, A. *A Current Source GTO Inverter with Sinusoidal Inputs and Outputs*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, nº 2, p. 247-255, Mar./Apr. 1987.
- [20] NONAKA, S.; NEBA, Y. *A PWM GTO Current Source Converter-Inverter System with Sinusoidal Inputs and Outputs*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 25, nº 1, p. 76-85, Jan./Feb. 1989.
- [21] VIRIYA, P.; MATSUSE, K. *Low-Harmonic GTO Converter for Fundamental Power Factor Compensation*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, nº 3, p. 371-379, July. 1991.
- [22] YAMAGUCHI, T.; MATSUI, K.; HAYASHI, S. et al. *A Novel PWM Strategy to Minimize Surge Voltage for Current Source Converter*. In: IEEE IAS Annual Meeting (Oct. 1996: San Diego, USA). Conference Record. p. 1085-1091.
- [23] MEHL, E. L. M.; BARBI, I. *An Improved High-Power Factor and Low-Cost Three-Phase Rectifier*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, nº 2, p. 485-492, Mar./Apr. 1997.
- [24] MEHL, E. L. M.; BARBI, I. *Design Oriented Analysis of a High Power Factor and Low Cost Three-Phase Rectifier*. In: 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC'96 (Jun. 1996: Baveno, Italy). Conference Record. p.165-170.
- [25] BHAGWAT, P. M., STEFANOVIC, V. R. *Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-19, nº 6, p. 1057-1069, Nov./Dec. 1983.
- [26] MEYNARD, T. A., DAVANCENS, P. *Current Balance In Paralleled Commutation Cells*. In: Power Conversion & Intelligent Motion Conference - PCIM'95 (Jun. 1995: Nurnberg, Germany). Conference Record. p. 167-173.
- [27] BLAETH, Y. B., BARBI, I. *A New Three Phase Rectifier With Unity Displacement Factor and Current Multilevels*. In: 4º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP'97 (dez. 1997: BeloHorizonte, Brasil). Anais. p. 396-401.
- [28] BLAETH, Y. B., BARBI, I. *A Phase-Controlled 12-Pulse Rectifier with Unity Displacement Factor Without Phase Shifting Transformer*. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'98 (fev. 1998: Anaheim, USA). Conference Proceedings. p. 970-976.

- [29] BLAUTH, Y. B., BARBI, I. *The 12-pulse Multi-level Rectifier: Commutation Aspects, Design of the Reactors and Control Strategy*. In: 5º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP'99 (set. 1999: Fóz do Iguaçu, Brasil). Anais. p. 224-228.
- [30] GENERAL ELECTRIC. *SCR Manual - Including Triacs and other Thyristors*. 6. ed., 1979.
- [31] MOTOROLA, Inc. *Thyristor Device Data*. Series A, 1985.
- [32] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16$  per phase)*, IEC 61000-3-2. 1995.
- [33] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A*, IEC/TS 61000-3-4. 1998.
- [34] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE Std. 519-1992. 1993.