

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Retificação Trifásica com Alto Fator de Potência  
Usando uma Conexão Especial de  
Transformadores para a Redução de Harmônicas  
da corrente.**

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina  
para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica

**Carlos Amable Muñoz B.**

Florianópolis, Abril, 1997.

**Retificação Trifásica com Alto Fator de Potência Usando uma  
Conexão Especial de Transformadores para a Redução de  
Harmônicas da corrente.**

**Carlos Amable Muñoz B.**

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do título de Doutor em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica, área de Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação.



---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador



---

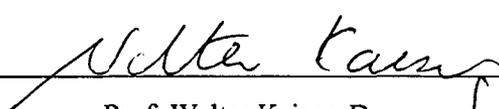
Prof. Adroaldo Raizer, Dr.  
Coordenador do Curso de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



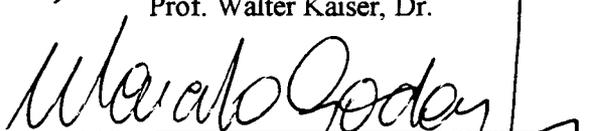
---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



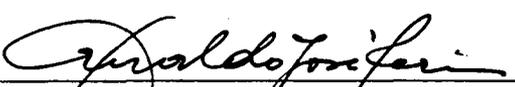
---

Prof. Walter Kaiser, Dr.



---

Prof. Marcelo Godoy Simões, Ph. D.



---

Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.



---

Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr

Para ti Mimilo, e tu YEYE, à minha  
esposa Yenny e a minha filha Beatriz  
minhas razões de viver...

## AGRADECIMENTOS

Um agradecimento muito especial a meu orientador Professor Ivo Barbi, que acreditou na gente e soube orientar sabiamente as minhas inquietudes nesta tão importante área da engenharia elétrica, e que foi sem dúvidas o grande responsável pelo êxito deste trabalho e por todos os ensinamentos recebidos em termos de Eletrônica de Potência desde o meu mestrado e, em especial, pelo seu exemplo de dedicação à pesquisa e ensino, meu muito obrigado.

Aos Professores Jaime Arau (CENIDET), Francisco Silva (IST), Walter Kaiser (UFSP), Marcelo Godoy (UFRJ), Arnaldo José Perin (INEP), Enio Kassick (INEP), pela participação na Banca Examinadora da Proposta da Tese e a Tese de Doutorado, juntamente com suas contribuições e sugestões para o aprimoramento desse trabalho.

Aos colegas no Curso de Doutorado, professores Carlos Alberto Canesin (UNESP), Cláudio Manoel Duarte (UCPEL), Alexandre Ferrari de Souza (INEP-UFSC), José Contreras (ULA) e Ramón Caceres (ULA), pela amizade e colaboração em várias ocasiões.

Este trabalho não poderia ser feito sem a inestimável colaboração do pessoal técnico, administrativo e professores do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, a todos eles o meu muito obrigado pela amizade e disponibilidade que sempre demonstraram para com minha pessoa.

Um agradecimento especial para o colega professor Carlos Canesin e ao engenheiro Faruk Silva por as suas sugestões, e colaboração na redação final deste trabalho, muito obrigado.

Aos funcionários do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC Luiz Marcellius Coelho e Antônio Luís S. Pacheco, pela amizade, auxílio e contribuições durante os trabalhos de montagem dos protótipos.

A todos os colegas em várias disciplinas durante a fase de obtenção de créditos e realização deste trabalho, pela amizade e companheirismo durante este período.

A todos aqueles que de uma forma ou outra colaboraram para a realização deste trabalho, meu muito obrigado. Saliento que foram vários os amigos que fiz neste período em que permaneci em Florianópolis e para não esquecer de nenhum deles, agradeço a todos de forma anônima.

Ao Prof. Oscar Fuentes Caro por seu persistente apoio e por sua dedicação para o desenvolvimento desta importante área em nossa universidade.

À *Universidad de los Andes (ULA)*, por ter permitido o afastamento de minhas atividades em Mérida-Venezuela, tornando possível esse aperfeiçoamento,

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Fundamentalmente, meu muito obrigado à minha querida esposa Yenny Marvely quem apoio desde um início à iniciativa de vir ao Brasil e enfrentar juntos esta etapa de nossas vidas, sendo minha cúmplice em todas as conquistas alcançadas e obstáculos ultrapassados. Muito obrigado pelo seu amor, apoio, companhia e compreensão em todos os momentos de nossa caminhada.

A minha filha Beatriz Eliana, obrigado por vir ao mundo e dar esse tempero gostoso que os filhos dão as nossas vidas.

## Índice

	<b>Página</b>
<b>Simbologia</b>	<b>viii</b>
<b>Biografia do Autor</b>	<b>xiii</b>
<b>Resumo</b>	<b>xiv</b>
<i>Abstract</i>	<b>xv</b>
<b>CAPÍTULO 1</b>	
<u><b>MOTIVAÇÃO, ALTERNATIVAS, APRESENTAÇÃO DO CONTEUDO</b></u>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 2</b>	
<u><b>PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE INTER-FASE DE LINHA (TIL)</b></u>	<b>6</b>
2.1. INTRODUÇÃO	<b>7</b>
2.2. ANÁLISE COM DUAS CARGAS TRIFÁSICAS EQUILIBRADAS	<b>7</b>
2.3. RESTRIÇÕES DE USO	<b>10</b>
<b>CAPÍTULO 3</b>	
<u><b>ESTUDO DA RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA DE 12 PULSOS, USANDO O TIL COM CARGA RC NA SAÍDA</b></u>	<b>11</b>
3.1 INTRODUÇÃO	<b>12</b>
3.2 RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA DE 12 PULSOS, USANDO O TIL SEM FILTRAGEM	<b>12</b>
3.3 RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA DE 12 PULSOS, USANDO O TIL E REATORES NA ENTRADA	<b>15</b>
3.3.1 COMPORTAMENTO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA, FATOR DE POTÊNCIA E TENSÃO DE SAÍDA	<b>16</b>
3.3.2 CRITÉRIOS DE PROJETO	<b>18</b>
3.4 RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA DE 12 PULSOS, USANDO O TIL E FILTRO LC NA SAÍDA	<b>19</b>
3.4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO E COMPORTAMENTO DA CORRENTE DE LINHA	<b>20</b>
3.4.2 POTÊNCIA PROCESSADA NO TIL	<b>23</b>
3.4.3 VERIFICAÇÃO DO COMPORTAMENTO POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA	<b>24</b>
3.5 CONCLUSÕES	<b>27</b>

<b>CAPÍTULO 4</b>	<b><u>ENSAIOS EXPERIMENTAIS E ANÁLISE COMPARATIVO DO COMPORTAMENTO DO TIL COM CIRCUITOS DE FILTRAGEM</u></b>	<b>29</b>
4.1.	INTRODUÇÃO	30
4.2.	ALTERNATIVAS A COMPARAR	30
4.3.	CONSIDERAÇÕES PARA A ANÁLISE COMPARATIVA	31
4.4.	BALANÇO ENERGÉTICO PARA PLENA CARGA	32
4.5.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E NUMÉRICOS	32
4.6.	ANÁLISES COMPARATIVAS	36
4.7.	CONCLUSÕES	37
<b>CAPÍTULO 5</b>	<b><u>ESTUDO ANALÍTICO DO CONVERSOR BOOST PWM MCD NUM CIRCUITO DE RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA DE 12 PULSOS, USANDO O TIL</u></b>	<b>38</b>
5.1	INTRODUÇÃO	39
5.2	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	40
5.2.1	ESTÁGIOS TOPOLÓGICOS	41
5.2.1.1	Faixa de 0° até 15°	41
5.2.1.2	Faixa de 15° até 30°	42
5.2.2	ESTUDO ANALÍTICO	45
5.2.2.1	Faixa de 0° até 15°	45
5.2.2.2	Faixa de 15° até 30°	48
5.2.3	ESTUDO APROXIMADO	49
5.2.4	COMPORTAMENTO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA, FATOR DE POTÊNCIA E A TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA	51
5.3	ESFORÇOS DE CORRENTE	52
5.4	METODOLOGIA DE PROJETO	57
5.4.1	EXEMPLO DE PROJETO	59
5.5	VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA	60
5.6	CONCLUSÕES	61
<b>CAPÍTULO 6</b>	<b><u>ESTUDO ANALÍTICO DE UM NOVO CIRCUITO PASSIVO DE COMUTAÇÃO SUAVE DO TIPO ZVS NO BLOQUEIO, MCD, “SNUBBER” REGENERATIVO</u></b>	<b>63</b>
6.1	INTRODUÇÃO	64

6.2	CIRCUITO PROPOSTO	65
6.3	ETAPAS DE OPERAÇÃO	66
6.4	ESTUDO ANALÍTICO	69
6.5	CARACTERÍSTICAS EXTERNAS E ÁBACOS DE PROJETO	70
6.6	METODOLOGIA DE PROJETO	72
6.7	EXEMPLO DE PROJETO	72
6.8:	VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA	75
6.9	CONCLUSÕES	76
<b>CAPÍTULO 7</b>	<b><u>ESTUDO EXPERIMENTAL DO CIRCUITO PWM BOOST MCD COM RETIFICADOR DE 12 PULSOS USANDO O TIL E O NOVO “SNUBBER”</u></b>	<b>77</b>
7.1	INTRODUÇÃO	78
7.2	ESTRATÉGIA DE COMANDO E AJUSTES DE LABORATÓRIO	78
7.2.1	RESULTADOS COM COMUTAÇÃO ZVT, CIRCUITO AUXILIAR ATIVO	78
7.2.2	ANÁLISES DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS, CIRCUITO ATIVO	80
7.2.3	RESULTADOS COM COMUTAÇÃO ZVT, CIRCUITO PASSIVO	82
7.2.4	BALANÇO ENERGÉTICO PARA PLENA CARGA	83
7.2.5	ANÁLISES DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS, CIRCUITO PASSIVO	84
7.3	CONCLUSÕES	92
<b>CAPÍTULO 8</b>	<b><u>CONCLUSÕES GERAIS</u></b>	<b>93</b>
<b>APÊNDICE</b>	<b><u>RECOMENDAÇÕES PARA AS HARMÔNICAS DA CORRENTE EM CIRCUITOS RETIFICADORES E CONVERSORES CA-CC EM GERAL</u></b>	<b>97</b>
<b>BIBLIOGRAFIA</b>		<b>100</b>

## Simbologia

### 1. Símbolos usados em expressões matemáticas

Símbolo	Significado	Unidade
$A_1, A_2$	Área sob a curva.	
$AeAw$	Produto das áreas da janela e a perna central do núcleo	cm <sup>4</sup>
$Bm$	Densidade máxima de fluxo	Tesla
$D$	Razão cíclica	
$D_{max}$	Razão cíclica máxima	
$D_{CR}$	Razão cíclica crítica	
$E$	Tensão de entrada (em corrente contínua)	V
$f_s, f_S$	Frequência de chaveamento	Hz
$f_{REDE}$	Frequência da rede de corrente alternada	Hz
$i_{Da}$	Corrente num diodo auxiliar	A
$i_{Lr}$	Corrente no indutor auxiliar	A
$i_{Sp}$	Corrente no interruptor principal	A
$i_1, i_2$	Corrente no tempo	A
$\vec{i}_1, \vec{i}_2$	Vetores de Corrente	A
$I_a, I_b$	Magnitude do vetor de corrente nos secundários do TIL	A
$I_{pk}$	Corrente de pico no indutor "Boost"	A
$I_{pr}$	Corrente de pico no indutor auxiliar	A
$I_F$	Corrente média em condução direta (diodos)	A
$I_L$	Corrente no indutor $L$	A
$I_{Sp}$	Corrente na chave principal Sp	A
$I_{2P}$	Corrente média através de $L$ , no período de comutação considerado	A
$\overline{I_D}$	Corrente normalizada média no diodo	A
$\overline{I_{Def}}$	Corrente normalizada eficaz no diodo	A
$\overline{I_O}$	Corrente normalizada média de saída	
$\overline{I_S}$	Corrente normalizada média no interruptor	A

$\overline{I_{Sef}}$	Corrente normalizada eficaz no interruptor.	A
$\overline{I_{Tef}}$	Corrente normalizada eficaz total na saída das pontes.	A
$\overline{I_o}$	Corrente média na carga	A
$J_m$	Densidade máxima de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$K_p$	Coefficiente de ocupação do primário	
$K_w$	Coefficiente de utilização da janela	
$L$	Indutância do filtro boost de entrada	H
$N$	Numero de espiras do indutor	
$P_{IN}$	Potência média de entrada	W
$P_{int}$	Potência média no intervalo de observação	W
$P_o$	Potência de saída	W
$P_T$	Potência transformada por um TIL	W
$T$	Período de chaveamento	s
TDH <sub>T</sub>	Taxa de distorção harmônica total	
$t$	Símbolo da unidade de base de tempo	s
$V_{abmed}$	Valor médio da tensão $V_{ab}$	V
$v_a, v_b, v_c$	Tensão de fase em função do tempo, sistema trifásico	V
$v_{Cr}$	Tensão no capacitor auxiliar	V
$v_S$	Tensão no interruptor principal	V
$V_{ce_{con}}$	Tensão coletor-emissor em condução (IGBTs)	V
$V_F$	Tensão em condução direta	V
$V_{IN}$	Tensão de entrada	V
$V_{LL}$	Tensão eficaz de linha na entrada	V
$V_o$	Tensão média de saída (ou na carga)	V
$V_{pk}$	Tensão de pico de entrada	V
$V_{pr}$	Tensão nos terminais do primário durante o intervalo de transferência	V
$W_a, w_a$	Número de espiras do enrolamento primário do TIL	
$W_b, w_b$	Número de espiras do enrolamento secundário inferior do TIL	
$W_c, w_c$	Número de espiras do enrolamento secundário superior do TIL	

$Z_{cc}$	Impedância de curto-circuito	$\Omega$
$Z_{OP}$	Impedância característica Paralelo	$\Omega$
$Z_{OS}$	Impedância característica Série	$\Omega$
$\beta$	Relação de tensões	
$\alpha$	Parâmetro de normalização utilizado para o ganho de tensão	
$\gamma$	Relação das frequências ressonante e de comutação	
$\Psi$	Constante	$(H \cdot F)/s^2$
$\Delta t$	Varição da unidade de tempo $t$	s
$\overline{\Delta t}$	Relação dos períodos de tempo de armazenagens capacitiva e indutiva	
$\eta$	Rendimento (ou eficiência)	
$\eta\%$	Rendimento (ou eficiência) percentual	
$\omega$	Frequência angular da rede de corrente alternada	rad/s
$\omega_0$	Frequência angular de ressonância	rad/s

## 2. Símbolos usados para referenciar elementos em diagramas de circuitos

Símbolo      Significado

---

<b>C</b>	Capacitor
<b>Cr</b>	Capacitor auxiliar
<b>D</b>	Diodo
<b>I</b>	Fonte de corrente
<b>L</b>	Indutor
<b>Lr</b>	Indutor auxiliar
<b>R</b>	Resistor
<b>S</b>	Interruptor ativo (controlado por comando)
<b>S<sub>aux</sub>, S<sub>pr</sub></b>	Interruptor auxiliar, Interruptor principal
<b>V<sub>a</sub>, V<sub>b</sub>, V<sub>c</sub></b>	Tensões de fase
<b>V<sub>1</sub></b>	Tensão eficaz por fase, na saída dos secundários do TIL
<b>V<sub>IN</sub></b>	Fonte de tensão equivalente na entrada
<b>V<sub>o</sub></b>	Tensão de saída em corrente contínua
<b>V'<sub>o</sub></b>	Tensão equivalente de saída
<b>V<sub>opu</sub></b>	Tensão de saída normalizada em relação à tensão sem carga
<b>V<sub>LL</sub></b>	Tensão eficaz de Linha

### 3. Acrônimos e Abreviaturas

	Significado
AC	<i>Alternate current</i> (termo em inglês com o mesmo significado de CA)
CA	Corrente alternada
CA/CC	Corrente alternada/Corrente contínua
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>
CC/CC	Corrente contínua/Corrente contínua
CFP	Correção do fator de potência
CI	Circuito integrado
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	<i>Isolated-Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
LIT	<i>Line side Inter-phase Transformer</i>
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PFC	<i>Power factor correction</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
rms	<i>root mean square</i> (valor eficaz)
TDH	Taxa de distorção harmônica de um sinal periódico
TIL	Transformador de inter-fase de linha
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
ULA	Universidad de Los Andes
ZCS	<i>Zero current switching</i>
ZVS	<i>Zero voltage switching</i>
ZVT	<i>Zero voltage transition</i>

#### 4. Símbolos de Unidades de Grandezas Físicas do SI (Sistema Internacional de Unidades)

Símbolo Nome da Unidade

---

A	ampère
F	farad
H	henry
Hz	hertz
J	joule
m	metro
rad/s	radianos por segundo
s	segundo
V	volt
W	watt
$\Omega$	ohm

## Biografia do Autor

**CARLOS AMABLE MUÑOZ** nasceu em Sevilla (Espanha), em 02 de junho de 1960. Concluiu o curso de graduação em Engenharia Elétrica na Universidad de los Andes-*ULA*-Mérida- Venezuela em Julho de 1984. Em Janeiro de 1988 ingressou na carreira docente da *ULA* no Departamento de Potência da Escola de Engenharia Elétrica. Durante o período de 1992 a 1993 realizou o Curso de Pós-Graduação a nível de Mestrado na Universidade Federal de Santa Catarina-*UFSC* em Florianópolis(SC), no antigo *LAMEP*-Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência, atualmente *INEP*-Instituto de Eletrônica de Potência. A pesquisa que levou à dissertação de Mestrado teve como tema a implementação de uma técnica para redução de esforços de tensão e corrente nos interruptores de potência de um conversor “Boost” utilizado em um circuito pre-regulador CA-CC de elevado fator de potência para uma fonte de entrada universal 110/220. Defendeu sua dissertação de Mestrado em Dezembro de 1993, obtendo o grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Em Março de 1994 iniciou o curso de Doutorado na Universidade Federal de Santa Catarina, na área de Eletrônica de Potência, sob orientação do *Prof. Dr. Ing. Ivo Barbi*, junto ao *INEP*-Instituto de Eletrônica de Potência. Do trabalho desenvolvido neste Instituto durante o período de 1994 a 1996, resultou a proposição de novas soluções para a redução do conteúdo harmônico na conversão CA-CC trifásica, utilizando circuitos passivos e ativos. Uma nova célula de comutação suave foi gerada com o intuito de manter a simplicidade do conversor “Boost” no Modo de Condução Descontínua (MCD) e a confiabilidade dos circuitos passivos da qual resultou esta Tese de Doutorado. A partir de Maio de 1997, com o término do seu período de afastamento para a realização do Doutorado, reassume suas funções como professor no Curso de Engenharia Elétrica na Universidad de los Andes -*ULA* em Mérida Venezuela.

## Resumo

Este trabalho trata do estudo de novas técnicas de redução dos harmônicos de corrente gerados em retificadores trifásicos CA-CC. Apresentam-se soluções passivas e ativas que se beneficiam de uma conexão especial de transformadores em sistemas trifásicos, denominada Transformador de Interfase de Linha (TIL), com características da retificação de 12 pulsos, para sistemas que não exigem isolamento galvânico. Usando o TIL a corrente drenada da rede de alimentação trifásica é isenta da distorção das componentes harmônicas de ordem 5<sup>ª</sup> e 7<sup>ª</sup>, com um volume magnético reduzido.

Uma análise comparativa de resultados numéricos e experimentais de duas aplicações do TIL em circuitos passivos é apresentada.

Uma análise teórica do TIL, em circuitos passivos e em circuitos ativos usando o conversor elevador “Boost” PWM no modo de condução descontínua, é realizada.

Um novo circuito ZVS com características de grampeamento passivo do tipo regenerativo é apresentado e estudado.

Resultados de ensaios com protótipos de laboratório, para uma potência de 6kW, para as diferentes soluções propostas, são apresentados.

## ***Abstract***

*This work deal with the study of new techniques for harmonic reduction in AC/DC three-phase circuits. Passive and active solutions using especial three-phase transformer connections (Line Inter-phase Transformer, LIT) are presented. It has similar characteristics of 12 pulse rectifiers systems. It is appropriated for system without galvanic insulation. By using the LIT connections a line current wave-form without 5th and 7th harmonic distortion with low magnetic volume is obtained.*

*A comparative analysis of experimental and numerical results between two LIT's passive connections is also presented.*

*A theoretical analysis of LIT in passive and active circuits using the Boost converter in PWM and DCM are presented, too.*

*A new ZVS-PWM circuit with passive snubber and regenerative characteristic is also presented and analysed.*

*Experimental results of laboratory prototypes rated for 6kW output power for the different proposed solutions are presented.*

CAPITULO 1

MOTIVAÇÃO, ALTERNATIVAS E APRESENTAÇÃO  
DO CONTEÚDO

## MOTIVAÇÃO

O acentuado aumento do uso da eletrônica para a adequação da energia às necessidades das aplicações indústrias e comerciais, traz como consequência o incremento da poluição dos sistemas elétricos com o alto conteúdo de harmônicas que os sistemas tradicionais de conversão CA-CC geram (retificação convencional).

Devido a simplicidade e baixo custo os conversores CA-CC, utilizando retificação convencional e filtros capacitivos de valor elevado na saída, são a opção mais utilizada como estágio de entrada de equipamentos eletrônicos. Este estágio apresenta um comportamento não linear na corrente, gerando um alto conteúdo de harmônicas que provoca uma deterioração da forma de onda da tensão da rede e a um baixo fator de potência do equipamento.

Sem regulamentação alguma para a fabricação e distribuição de equipamentos eletrônicos, os sistemas de distribuição de energia poderiam ir ao colapso, dado as dificuldades de eliminação e os inconvenientes que as harmônicas da corrente trazem ao sistema. Podem citar-se algumas como [1] ,[2] :

- ⇒ Elevação dos investimentos em geração e transmissão.
- ⇒ Discordância das demandas ativa e aparente do sistema elétrico, dificultando seu gerenciamento.
- ⇒ Erros introduzidos em equipamentos de medição e proteção.
- ⇒ Distorção da tensão de alimentação, podendo ocasionar problemas em outros equipamentos conectados ao mesmo sistema, no próprio usuário ou em usuários vizinhos.
- ⇒ Elevação de potencial do "neutro" dos sistemas trifásicos, causando problemas de proteção.
- ⇒ Interferências em sistemas de comunicação e de processamento de dados.

No passado, os projetistas tinham usado numerosas técnicas para compensar

a má qualidade da forma de onda da corrente gerada pelos retificadores à diodo. Essas técnicas incluíam compensação reativa e de harmônicas usando elementos passivos, retificadores polifásicos ou compensação por injeção de harmônicas, todos esses métodos implicam num acréscimo de elementos (Circuitos magnéticos a 60Hz, capacitores, conversores de potência) além do retificador. Esses elementos extras aumentam o peso, tamanho e custo do sistema de conversão, comprometendo a sua eficiência [3].

A IEC 555-2 Standard [28] e a IEEE 519 [29] apresentam regulamentações para o nível de perturbações que as fontes de alimentação comutadas poderiam introduzir no sistema. Com o passar do tempo estas regulamentações foram adotadas como norma, e qualquer fabricante que queira permanecer no mercado é obrigado a cumpri-las. Além disso, as empresas que gerenciam o sistema elétrico, devido a mudança no tipo de carga predominante no seu sistema, terão que aplicar novos critérios na medição e faturamento da energia elétrica em um futuro imediato, de forma a preservar a viabilidade econômica de seu sistema de transmissão e geração. O resultado é uma tendência, a nível mundial, de substituir os conversores CA-CC tradicionais por novos circuitos, que apresentem fator de potência mais próximos à unidade.

Os sistemas eletrônicos para aplicações industriais e comerciais de potência mais elevada geralmente usam a retificação trifásica para a conversão CA-CC. Vários tem sido os esforços para melhorar o comportamento dos conversores e, hoje, um dos tópicos de pesquisa mais importantes em eletrônica de potência, é a correção do fator de potência. Recentemente foram apresentadas novas técnicas, passivas e ativas, para melhorar a qualidade da corrente, [4], [5], [6], [7], [8] e [9]. De especial interesse, por sua simplicidade e características, destacam-se as duas últimas. Assim, é de interesse do autor estudar e conhecer as vantagens desses

estudos e gerar a partir deles novas soluções com o intuito de contribuir no desenvolvimento da Eletrônica de Potência e ampliar o conhecimento que se tem das novas técnicas.

## **ALTERNATIVAS E APRESENTAÇÃO DO CONTEÚDO**

Em [8] Clemens Niermann aproveita-se das características dos sistemas de retificação  $3\phi$  de múltiplos pulsos (12 ou mais) e, com uma engenhosa distribuição de enrolamentos de transformador, reproduz estes sistemas para criar uma solução passiva de relativo baixo volume e excelentes características. Em [9] Prasad, Ziogas e Manias apresentam uma solução ativa, muito simples e frequentemente discutida na literatura, para reduzir a distorção na retificação trifásica convencional, acrescentando técnicas de modulação por largura de pulsos, com baixo volume e excelente controlabilidade.

Neste trabalho apresentam-se soluções passivas e ativas que se beneficiam das alternativas acima. Dá-se uma maior ênfase na técnica proposta em [8], de forma a ampliar o conhecimento desta solução pouco relatada na literatura.

No Capítulo 2 são apresentados os conceitos básicos do funcionamento de uma conexão especial de transformadores trifásicos, o Transformador de Interfase de Linha (TIL).

No Capítulo 3 apresenta-se um estudo analítico e por simulação numérica do comportamento do TIL usado em retificação trifásica de 12 pulsos sem filtragem, com indutores na entrada e com filtro LC na saída.

O Capítulo 4 é dedicado à comparação analítica e experimental de duas estruturas de 12 pulsos com o TIL e indutores de filtragem na entrada ou na saída.

No Capítulo 5 apresentam-se as etapas de operação e os estudos analítico e por simulação numérica de uma estrutura usando o TIL e o conversor Boost PWM

MCD. Apresenta-se uma metodologia de projeto.

O Capítulo 6 é dedicado à apresentação e análise de uma nova técnica de comutação suave regenerativa, sob tensão nula, com “Snubber” regenerativo, com uma proposta de metodologia de projeto.

O Capítulo 7 é dedicado à apresentação e análise de resultados experimentais de protótipos com potência de até 6kW, usando TIL num circuito PWM MCD e as técnicas de comutação suave.

Finalmente apresentam-se as conclusões gerais do uso do TIL na retificação de 12 pulsos.

## **CAPÍTULO 2**

# **PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE INTER-FASE DE LINHA (TIL)**

## 2.1. INTRODUÇÃO

O transformador TIL é um tipo de conexão trifásica de transformadores que divide a corrente de cada fase em duas componentes deslocadas entre si de um determinado ângulo, o qual é definido pelas relações entre os enrolamentos. Isso permite obter dois sistemas trifásicos a partir de um. É construído com três transformadores individuais e iguais, de três enrolamentos cada. Na Fig. 2.1 apresenta-se dita conexão. Neste Capítulo é apresentada uma análise básica das relações que governam o transformador de interfase de linha.

## 2.2. ANÁLISE COM DUAS CARGAS TRIFÁSICAS EQUILIBRADAS

Para analisar o princípio de funcionamento do TIL admite-se um sistema trifásico equilibrado como o da Fig. 2.2. e observa-se o comportamento de uma fase qualquer. Observando a fase (1), tem-se que a corrente nesta fase é a soma das correntes  $i_a$  e  $i_b$ , ou seja, dois vetores deslocados de um ângulo  $\phi$  cada, um adiantado e outro atrasado. Segundo a conexão da Fig. 2.1. as correntes no nó (x) são representadas como na Fig. 2.2. (b).

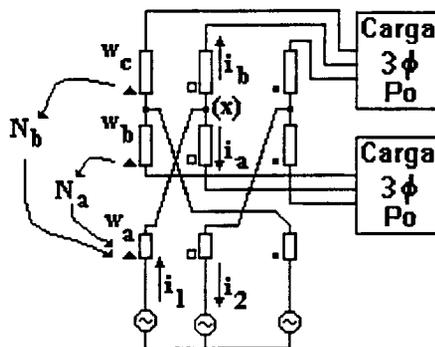


Fig. 2.1. Conexão especial de transformador para gerar dois sistemas trifásicos deslocados de um ângulo  $\phi$

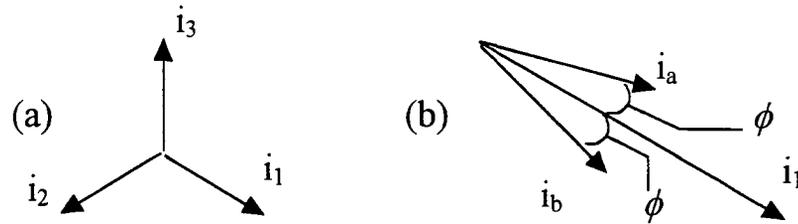


Fig. 2.2. (a) Sistema trifásico de correntes equilibradas. (b) correntes no nó (x)

As relações entre as correntes são definidas como mostrado a seguir:

$$\vec{i}_1 = \vec{i}_a + \vec{i}_b \quad \text{Eq. 2.1}$$

$$\vec{i}_2 = N_a \vec{i}_a + N_b \vec{i}_b \quad \text{Eq. 2.2}$$

Onde  $N_a$ ,  $N_b$  são as relações entre os enrolamentos correspondentes a:  $w_a$  do enrolamento primário,  $w_b$  do enrolamento secundário inferior e  $w_c$  do enrolamento secundário superior, como indicado na Fig.2.1. Como os vetores  $i_a$  e  $i_b$  são iguais em magnitude obtém-se as seguintes relações do diagrama vetorial da Fig. 2.3.

$$I_1 = I_a \cdot 2 \cdot \cos(\phi) \quad \text{Eq. 2.3}$$

$$(N_a + N_b) \operatorname{tg}(\phi) = \sqrt{3}(N_b - N_a) \quad \text{Eq. 2.4}$$

$$(N_b - N_a) + \sqrt{3}(N_a + N_b) \operatorname{tg}(\phi) = 4 \quad \text{Eq. 2.5}$$

O que implica em:

$$N_b - N_a = 1 \Rightarrow w_c - w_b = w_a \Rightarrow w_c = w_a + w_b \quad \text{Eq. 2.6}$$

$$\frac{w_a}{w_b} = \frac{2 \operatorname{tg}(\phi)}{\sqrt{3} - \operatorname{tg}(\phi)} \Rightarrow \frac{w_b}{w_c} = \frac{\sqrt{3} - \operatorname{tg}(\phi)}{\sqrt{3} + \operatorname{tg}(\phi)} \quad \text{Eq. 2.7}$$

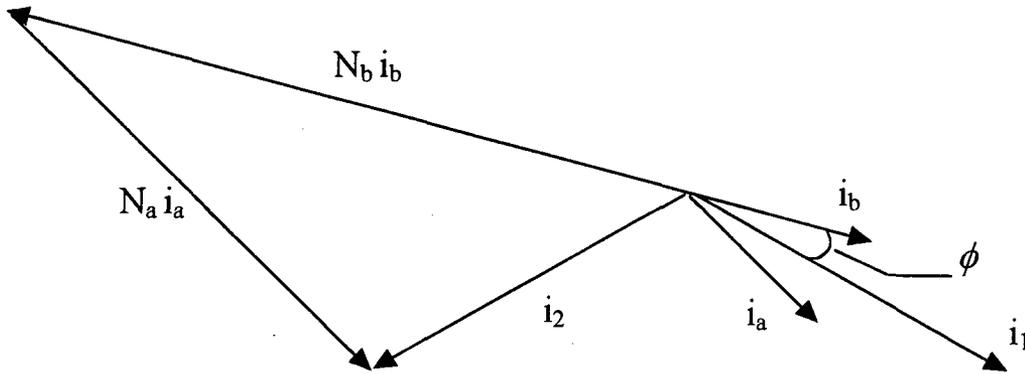


Fig. 2.3. Diagrama vetorial das correntes numa fase.

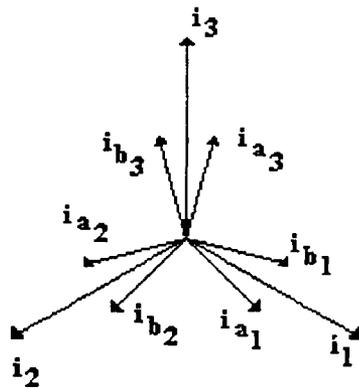


Fig. 2.4. Sistema trifásico de correntes gerado com a conexão especial do transformador, para  $\phi = 15^\circ$ .

Para o caso particular de  $\phi = 15^\circ$ , tem-se que:

$$\frac{w_a}{w_b} = \frac{\sqrt{3}-1}{2} = 0,366 \quad \text{Eq. 2.8}$$

Resultando assim, dois sistemas trifásicos equilibrados com correntes, deslocadas de  $30^\circ$ , Conforme ilustrado na Fig. 2.4. Na Fig. 2.5 é mostrado o comportamento instantâneo das correntes, no nó (x), para um período da rede. Assim, a cada  $30^\circ$  ter-se-á cruzando por zero uma das correntes de linha na saída.

Alimentando-se cargas trifásicas equilibradas e de mesma potência, a tensão em cada fase, pode ser obtida de uma análise vetorial similar à anterior, resultando um o valor eficaz da tensão em cada saída ( $V_S$ ), definido por :

$$V_S = V_1 \text{Cos}(\phi) \quad \text{Eq. 2.9}$$

Onde  $V_1$ , é o valor eficaz da tensão de fase da rede de alimentação.

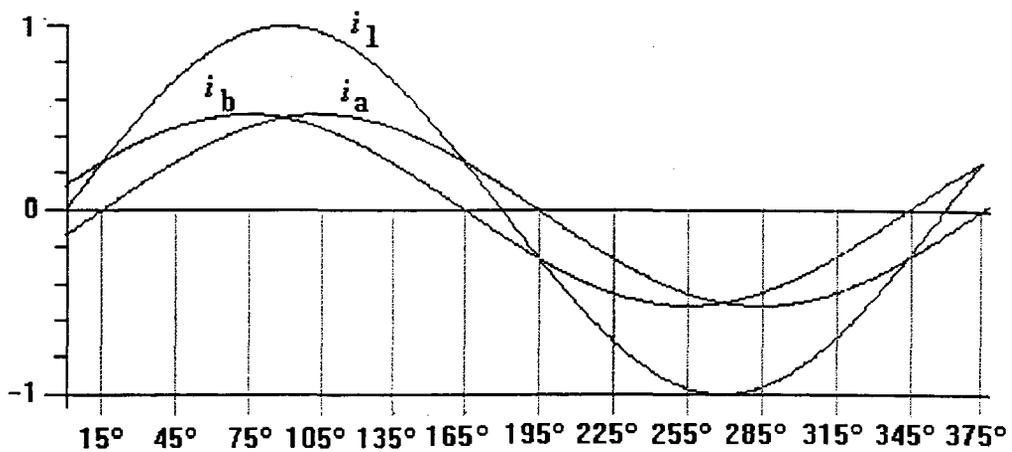


Fig. 2.5. Comportamento instantâneo das correntes no nó (x).

### 2.3. RESTRICÇÕES DE USO

Para o correto funcionamento da conexão especial de transformadores produzindo dois sistemas trifásicos iguais e equilibrados, tem-se as seguintes restrições :

- As cargas aplicadas, a cada sistema trifásico de saída, tem que ser iguais.
- As relações entre os enrolamentos de cada transformador, para um dado ângulo de deslocamento entre os sistemas, são fixas.
- As características individuais dos transformadores devem ser iguais.

Se alguma destas restrições não for atendida, os sistemas gerados serão diferentes e o deslocamento esperado entre eles também o será.

Assim, para uma dada tensão de entrada, as tensões de saída são fixas. Por tanto, não há possibilidade de adequar a tensão à carga por ajustes nas relações de transformação do TIL. Se as tensões de saída não se adequarem às especificações da carga, circuitos adicionais na entrada ou na saída devem ser aplicados.

## **CAPÍTULO 3**

# **ESTUDO DA RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA DE 12 PULSOS, USANDO O TIL COM CARGA RC NA SAÍDA**

### 3.1. INTRODUÇÃO

Na retificação trifásica convencional, com carga RC, gera-se um elevado conteúdo de harmônicas nas correntes de linha. As componentes harmônicas da corrente de linha mais significativas, para sistemas sem neutro, são de baixa ordem, 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup>. Estas componentes são de difícil filtragem. Uma forma de evitá-las e reduzir a taxa de distorção harmônica é elevar o número de pulsos da retificação, como no caso da transmissão de alta tensão em corrente contínua [10]. Para-se elevar o número de pulsos na retificação, são utilizados conexões especiais de transformadores para gerar, de um sistema trifásico, dois ou mais sistemas trifásicos idênticos, porém deslocados de um ângulo adequado, para-se obter o número de pulsos: 6,12,18,24,etc., [11], [12] e [13].

No Capítulo 2 relata-se uma forma de obter dois sistemas trifásicos idênticos com deslocamento de 30°, que podem ser usados em um sistema de retificação trifásica de 12 pulsos, sem isolamento. Apresenta-se neste capítulo o estudo da conexão especial de transformadores TIL em conjunto com pontes retificadoras trifásicas completas e carga RC, com filtro na entrada e na saída, como soluções passivas para a redução da distorção da forma de onda da corrente injetada pela retificação na rede de alimentação.

### 3.2. RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA, 12 PULSOS, USANDO O TIL SEM FILTRAGEM

O sistema de retificação de 12 pulsos, mostrado na Fig. 3.1, pode ser implementado ligando-se nas saídas, do circuito apresentado no Capítulo 2, duas pontes retificadoras trifásicas completas ( $R_a$ ,  $R_b$ ) ligados em paralelo e com carga RC, mantendo as relações obtidas nesse capítulo, gera-se um sistema de retificação de 12 pulsos. Para cada semiciclo da rede existem seis intervalos de transferência de energia.

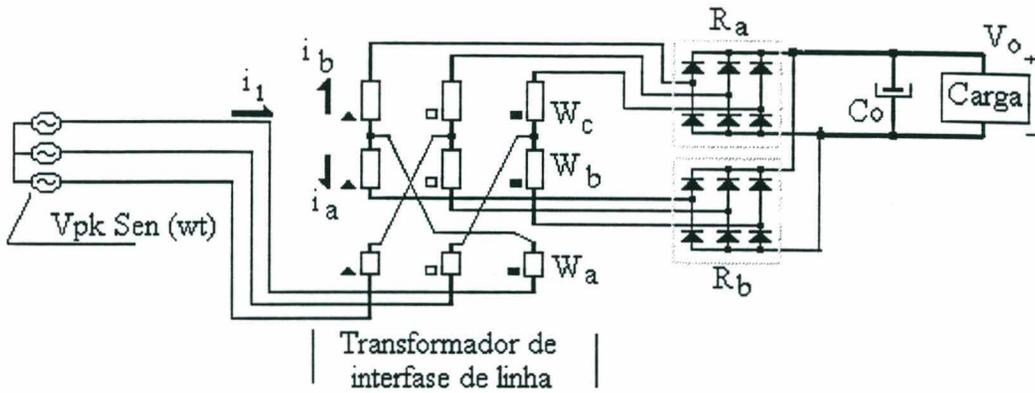


Fig. 3.1. Conexão especial com pontes retificadoras na saída.

A energia total transferida a cada instante é constante e sempre atuam as três fases. Para a análise admite-se uma pequena impedância de linha que limite os pulsos de corrente.

Na ponte retificadora trifásica convencional, com carga capacitância, a transferência de energia ocorre na vizinhança de passagem por zero das tensões de fase, ou seja, a cada  $60^\circ$ . Uma decorrência disto é o fato da corrente de linha ter dois pulsos de corrente em cada meio ciclo da rede, e a transferência de energia acontece com a presença de apenas duas fases. Para a conexão especial, observa-se que a cada  $30^\circ$  uma corrente de linha anula-se, como verificado no diagrama vetorial da Fig. 2.4. Gera-se assim, na corrente de linha de entrada em cada ponte, cinco pulsos de corrente a cada meio período da rede, distanciados de  $30^\circ$  cada, inseridos em uma envoltória senoidal proporcional ao indicado na Fig. 2.5. A corrente de linha é a soma das correntes secundárias, resultando em, um sistema com corrente de linha formada por 12 pulsos, ilustrados na Fig. 3.2.. Em cada instante de transferência de energia participam as três fases de alimentação. O comportamento das harmônicas da corrente de linha é mostrado na Fig. 3.3, o qual revela que a 11ª harmônica é a menor harmônica gerada.

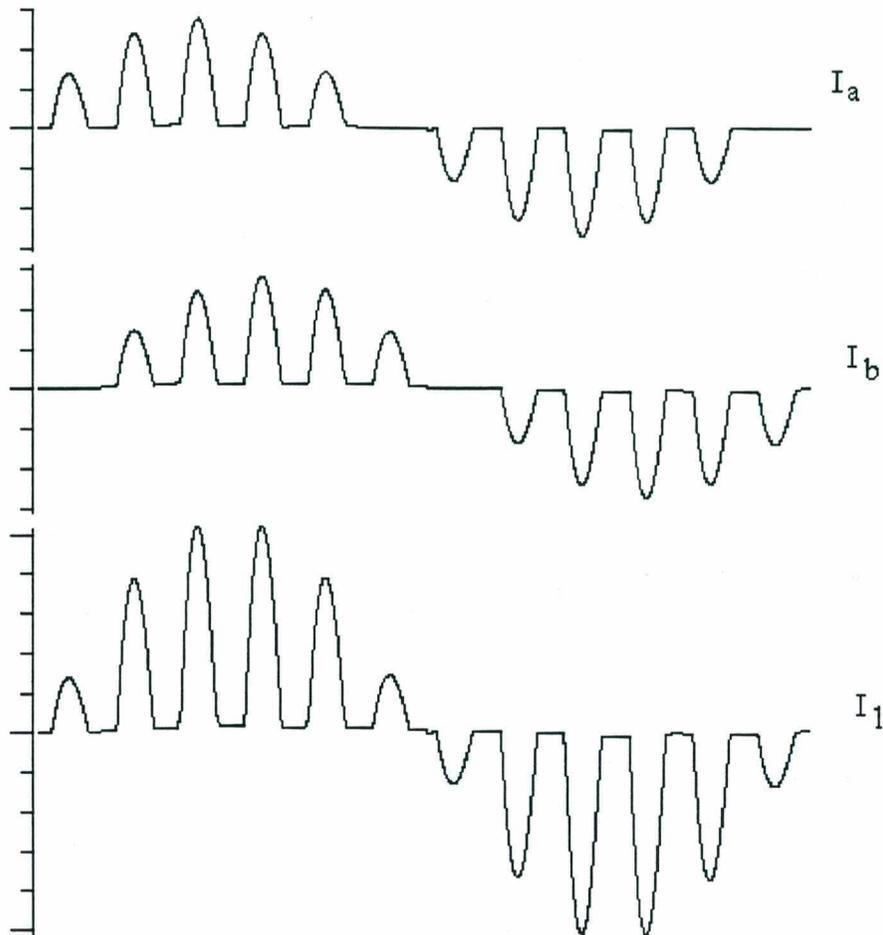


Fig 3.2. Pulsos de corrente nos secundários,  $I_a$ ,  $I_b$ , e corrente na linha de entrada  $I_1$ .

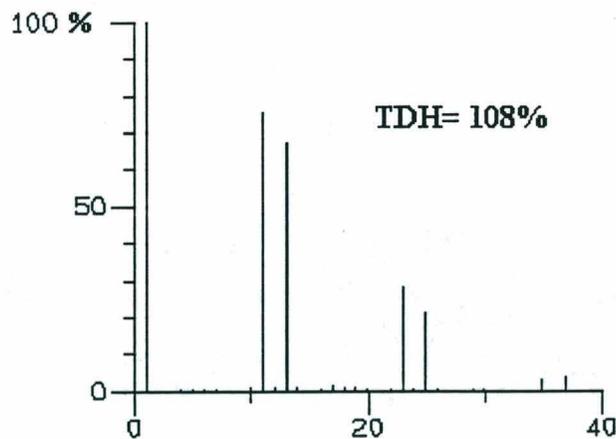


Fig. 3.3. Análise harmônica da corrente numa linha da entrada.

Desta forma, com o aumento do número dos pulsos da retificação para 12 pulsos, é possível bloquear as componentes harmônicas de ordem inferior a 11 $a$ .

Estes 12 pulsos de corrente, por si só, já caracterizam uma forma de onda melhor comportada (com menor conteúdo harmônico) e uma mais eficiente transferência de energia da rede para a carga através do TIL, em relação a retificação trifásica convencional.

### 3.3. RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA, 12 PULSOS, USANDO O TIL COM REATORES NA ENTRADA

Várias poderiam ser as modificações, no circuito básico da Fig. 3.1, com o objetivo de reduzir a taxa de distorção harmônica gerada pelos pulsos na corrente de linha. A seguir é apresentada uma solução proposta em [8] que visa filtrar as altas frequências colocando, na entrada, um conjunto de reatores, mostrada na Fig. 3.4, com um resultado similar ao obtido aplicando-se a mesma modificação na retificação trifásica convencional, [14], porem com uma TDH menor, Fig. 3.5. As relações indicadas no Capítulo 2 são mantidas. Os inconvenientes desta modificação são similares aos aplicáveis a [14], entre elas: pobre regulação da tensão de saída, presença do fator de deslocamento e volume elevado.

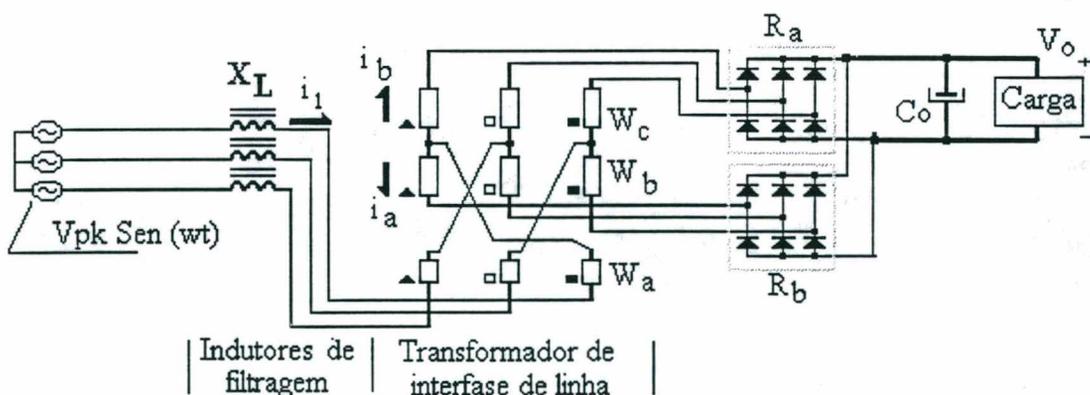


Fig. 3.4. Retificação com conexão especial de transformadores e indutores de filtragem na entrada.

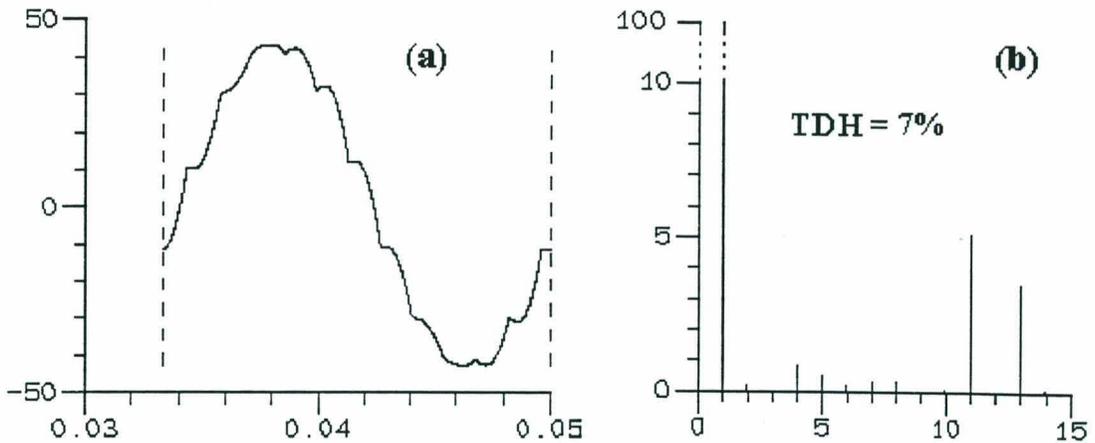


Fig. 3.5. Circuito de conexão especial com impedância na entrada: (a) Corrente numa linha na entrada, (b) análise harmônica

### 3.3.1 COMPORTAMENTO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA, FATOR DE POTÊNCIA E A TENSÃO DE SAÍDA

Para complementar as diretrizes de projeto indicadas em [8] são apresentadas nas Fig. 3.6 até Fig. 3.8 o comportamento da TDH, FP e Tensão de saída normalizadas em função da impedância de linha.

$$\%X_L = \frac{X_L \cdot P_O \cdot 100}{V_{LL}^2} \quad \text{Eq. 3.1}$$

Onde:  $X_L$  = Impedância de linha.

$V_{LL}$  = Tensão de alimentação.

$P_O$  = Potência de saída.

As características foram obtidas por análise numérica e comprovadas experimentalmente. Os sinais (  $\bullet$   $\square$   $\blacklozenge$  ) nas Fig. 3.6 até Fig. 3.8 referem-se a resultados experimentais.

As Fig. 3.6 até Fig. 3.8 mostram como a TDH, o FP e a tensão de saída possuem uma forte dependência da impedância de entrada, como era de se esperar.

Um aumento na impedância produz uma excelente forma de onda de corrente, perto de uma senoidal com baixa TDH, como mostrado na Fig. 3.5.

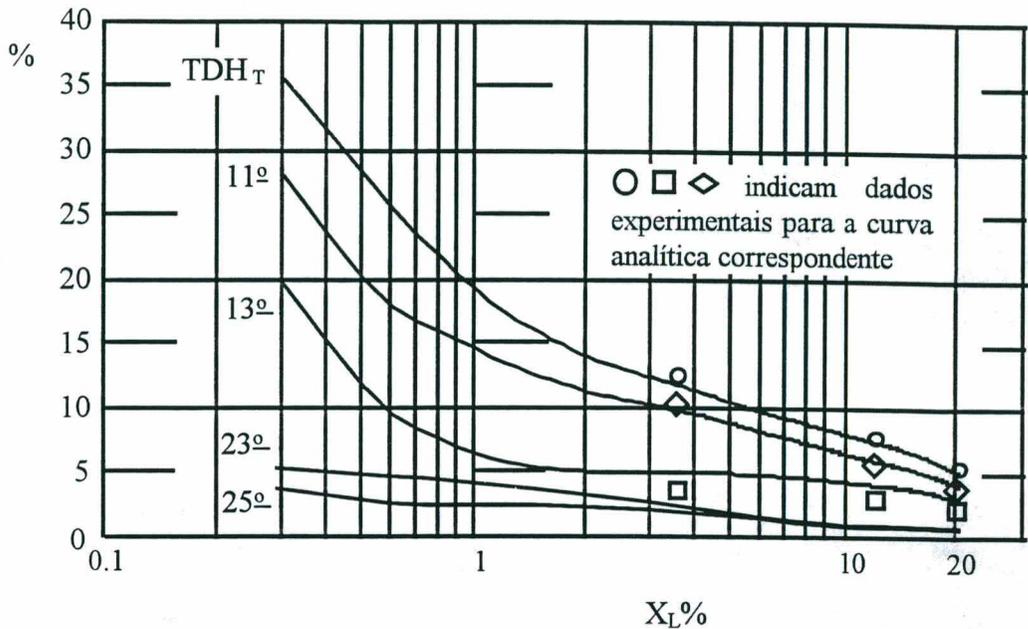


Fig. 3.6. Comportamento da TDH e as principais componentes harmônicas da corrente de linha em função da impedância de linha em %.

Contudo, aumenta o deslocamento entre corrente e tensão, sendo este a principal causa do baixo FP. O máximo FP é de aproximadamente 0,983 para uma impedância de linha perto de 2,5%, como mostra a Fig. 3.7. O aumento da impedância de linha acarreta uma redução da tensão de saída disponível, como mostra a Fig. 3.8.

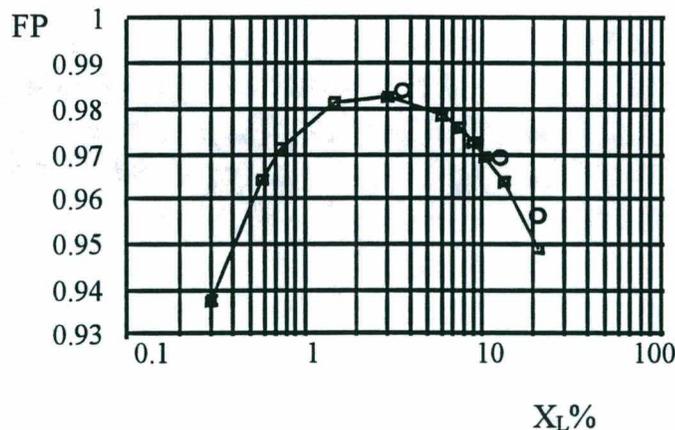


Fig. 3.7. Comportamento do FP da corrente de linha em função da impedância de linha em %. O sinal (○) indica dados experimentais.

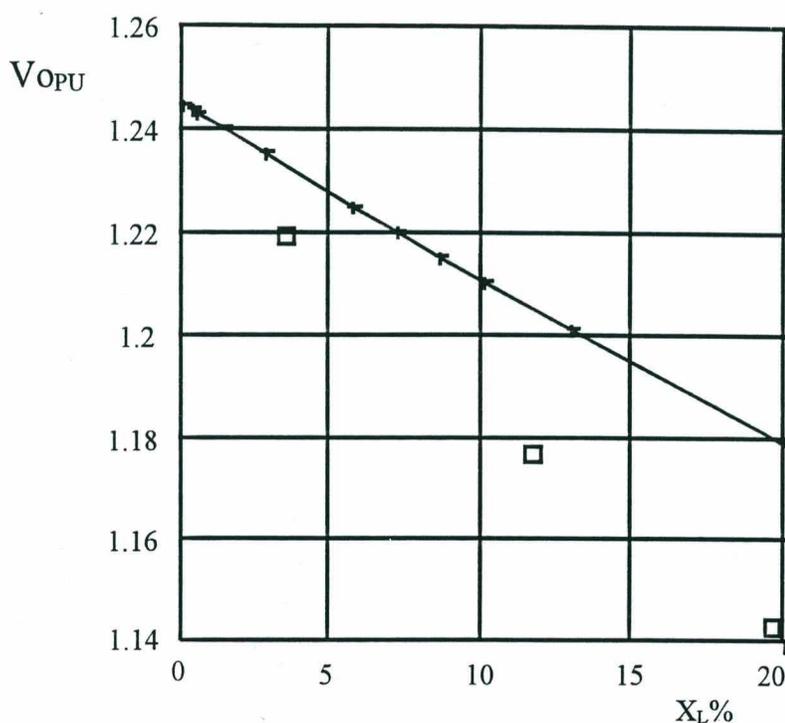


Fig. 3.8. Comportamento da Tensão normalizada de saída em função da impedância de linha em %. O sinal (□) indica dados experimentais.

A diferença apresentada entre os valores experimentais e numéricos na Fig. 3.8 são devidos a que, na análise numérica, não foram consideradas as quedas de tensão por efeito resistivo. Uma análise experimental do comportamento desta estrutura é mostrado numa comparação de resultados experimentais no Capítulo 5.

As figuras apresentadas acima permitem ter uma visão mais genérica do comportamento da estrutura com o TIL e filtragem na entrada. No item seguinte são resumidas as recomendações de projeto indicadas em [8].

### 3.3.2 CRITÉRIOS DE PROJETO

A partir dos resultados obtidos das Fig. 3.6 até Fig. 3.8 pode-se definir o ponto de operação desejado, e determinar a impedância da fonte para uma dada potência de trabalho.

Para completar o projeto tem-se os seguintes recomendações [8]:

A tensão de saída pode ser calculada por:

$$V_o = 1,24 V_{LL} \quad \text{Eq. 3.2}$$

Para o valor máximo do fluxo no núcleo do TIL, recomenda-se:

$$\Phi = \frac{V_o \cdot T}{12} \quad \text{Eq. 3.3}$$

A corrente eficaz nos enrolamentos secundários do TIL é obtida da Eq. 3.4:

$$I_s = 0,52 \cdot I_{IN} \quad \text{Eq. 3.4}$$

A construção do TIL deverá ser realizada por meio de três núcleos monofásicos ou por meio de um núcleo de cinco pernas, para se evitar problemas de tensão de seqüência zero (3<sup>a</sup> harmônica), e minimizar a reatância de dispersão. Para a potência total de projeto dos TIL é recomendado :

$$P_{TIL} = 13,4\% P_o \quad \text{Eq. 3.5}$$

A potência de projeto dos indutores estima-se em:

$$P_{XI} = 0,5 X_L \% P_o \quad \text{Eq. 3.6}$$

Com os dados acima é possível fazer o dimensionamento da estrutura.

### 3.4. RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA DE 12 PULSOS, USANDO O TIL COM INDUTOR NA SAÍDA

Conhecidos os inconvenientes que a impedância de linha coloca, apresenta-se nesta seção uma modificação no circuito básico do TIL, Fig. 3.9, que visa eliminar alguns desses inconvenientes. Esta modificação é relatada na literatura em [15]. Apresenta-se aqui um breve estudo analítico, com as etapas de operação, comportamento harmônico da corrente e uma verificação por simulação numérica.

A Fig. 3.9 apresenta o circuito com a modificação proposta. As relações indicadas no Capítulo 2 são mantidas. Os indutores de linha são eliminados

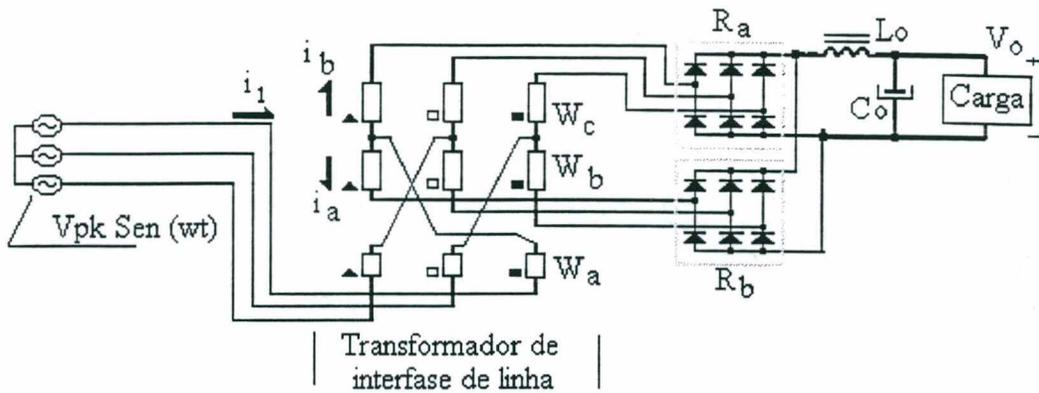


Fig. 3.9. Retificação com conexão especial e filtro LC na saída.

colocando-se só um indutor na saída das pontes retificadoras. Devido a reduzida ondulação de tensão no circuito de saída, característica dos circuitos retificadores de 12 pulsos, os esforços em CA, sobre os elementos do filtro LC, são baixos. A Fig. 3.10 mostra outra representação do circuito indicando os acoplamentos magnéticos.

### 3.4.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO E COMPORTAMENTO DA CORRENTE DE LINHA

Nas etapas apresentadas a seguir os transformadores são considerados ideais e como carga admite-se uma fonte de corrente..

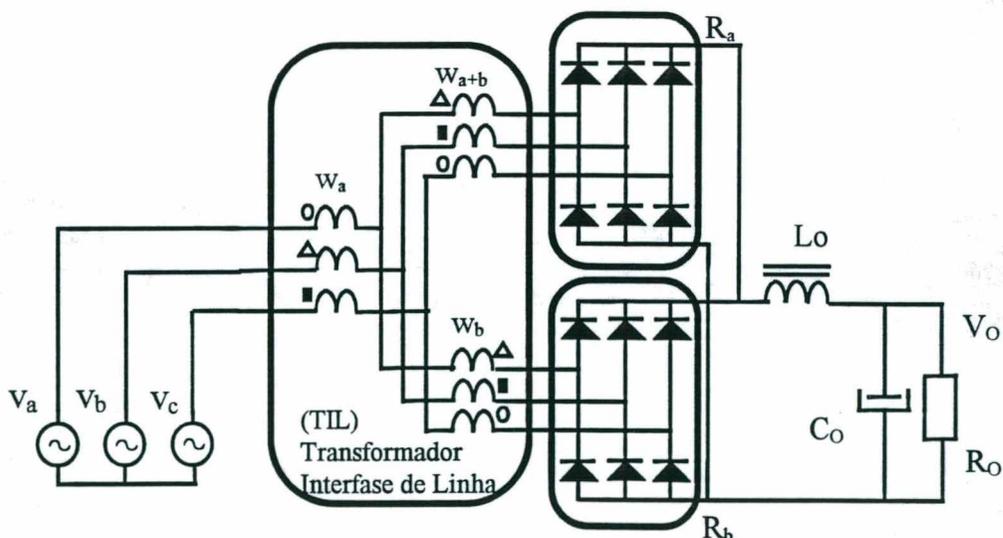


Fig. 3.10. Circuito proposto com o transformador TIL e filtro LC.

A operação pode ser dividida em 12 estágios por ciclo da rede, cada um envolvendo a condução de 5 diodos. O intervalo de condução de cada diodo é de 150°. A Fig. 3.11. apresenta os diferentes estágios de operação para meio ciclo da rede, com seqüência de tensões trifásicas positiva (a,b,c).

O comportamento da corrente de linha, pode ser obtido, por simetria, pela análise do estágio de operação da Fig. 3.11. (a). Assim, tem-se:

$$I_a = \frac{w_b}{w_c} I_o \quad \text{Eq. 3.7}$$

$$I_b = I_o \quad \text{Eq. 3.8}$$

$$I_c = \frac{w_a}{w_c} I_o \quad \text{Eq. 3.9}$$

Onde  $I_o$  é a corrente média na saída.

A Fig. 3.12 mostra a corrente de linha resultante da aplicação de Eq. 2.6 e Eq.2.8 na Eq.3.7 e Eq.3.9.

Uma análise do conteúdo harmônico da corrente é apresentada na Fig. 3.12. A menor harmônica correspondente é a 11ª, a distorção harmônica total apresentada é de 15% e independente da carga.

A ondulação da tensão de saída da ponte retificadora ( $\Delta V_o$ ) tem uma freqüência de ondulação de 12 vezes a freqüência da rede e uma amplitude de 3,6% de  $V_o$ . Estes últimos valores são importantes para definir os elementos do filtro LC, pelo projeto clássico de filtros LC passa baixa [16]. A tensão instantânea na saída da ponte pode ser definida por:

$$v_o = V_{LL} \sqrt{\left[ \left( 1 + \frac{\sqrt{3} - \text{tg}(\phi)}{\sqrt{3} + \text{tg}(\phi)} \right) \cos(60^\circ) \right]^2 + \left[ \left( 1 - \frac{\sqrt{3} - \text{tg}(\phi)}{\sqrt{3} + \text{tg}(\phi)} \right) \text{sen}(60^\circ) \right]^2} \cdot \text{sen}(\omega) \quad \text{Eq. 3.10}$$

Onde ( $\omega$ ) varia de  $90^\circ - \phi$  até  $90^\circ + \phi$ .

Para  $\phi=15^\circ$ , o valor médio da tensão na saída é:

$$V_o = 1,253 V_{LL} \quad \text{Eq. 3.11}$$

O valor acima não considera as quedas de tensão nos diodos das pontes retificadoras.

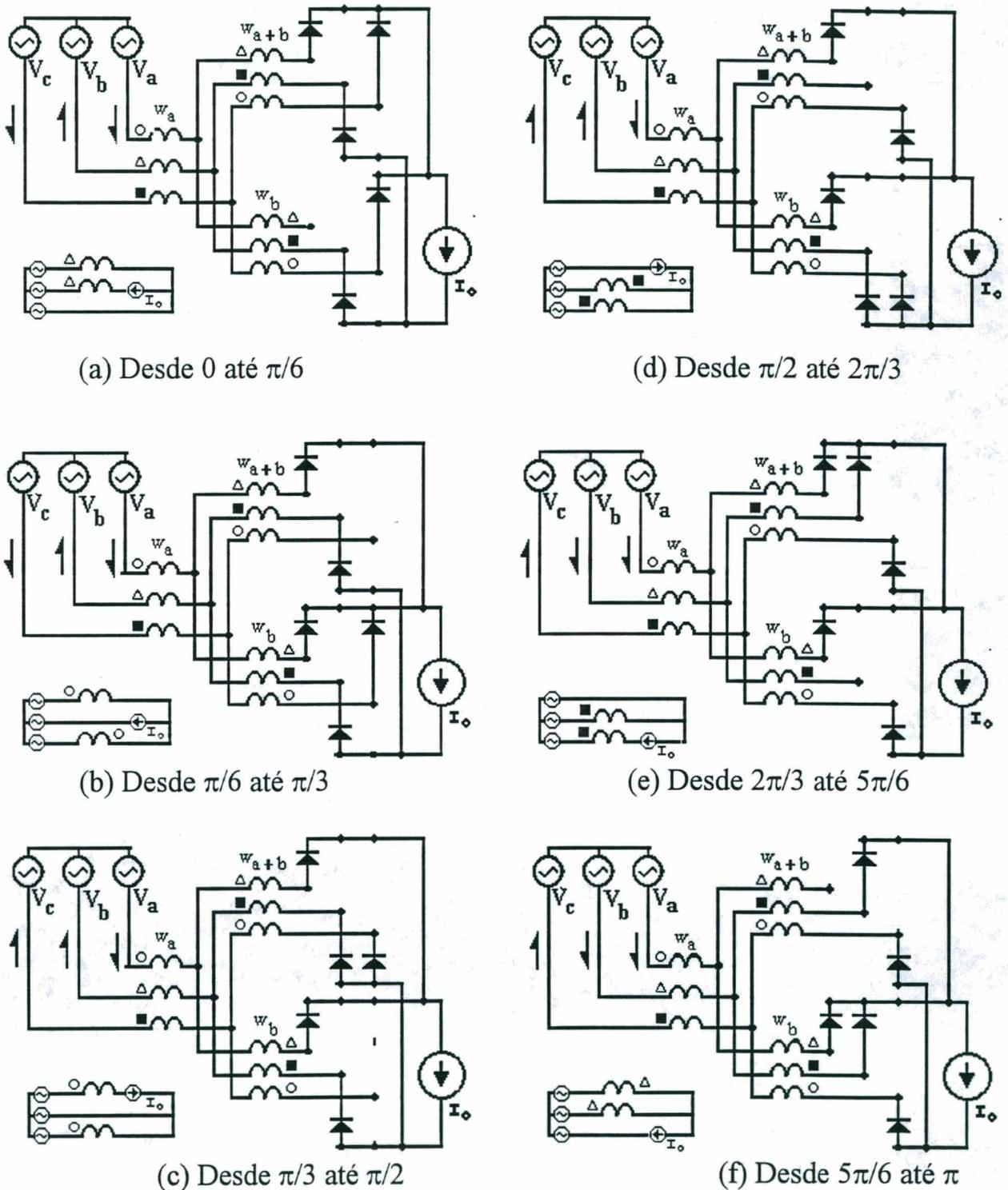


Fig. 3.11. Estágios de operação para meio período da rede.

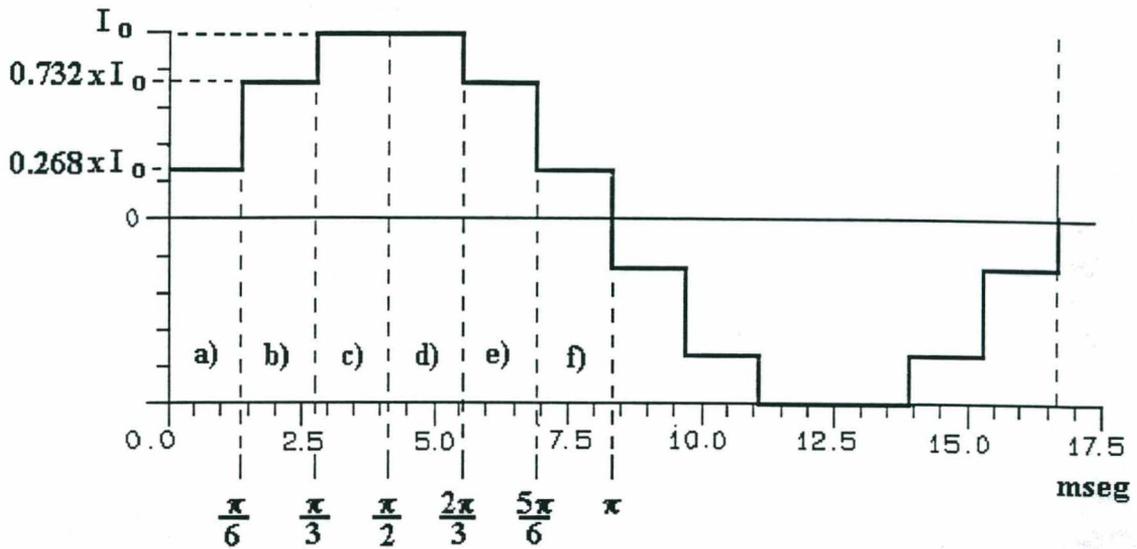


Fig. 3.12. Comportamento da corrente de linha.

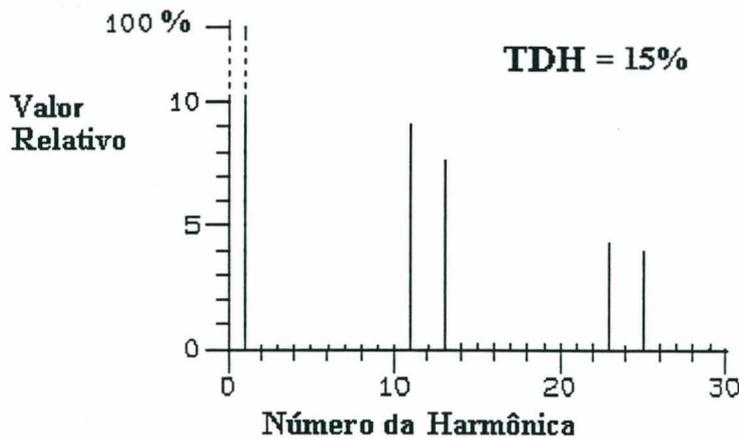


Fig. 3.13. Conteúdo harmônico da corrente de linha.

### 3.4.2 POTÊNCIA PROCESSADA MAGNETICAMENTE PELO TIL

Dado que cada transformador apresenta tensão nos seus terminais do primário, durante  $60^\circ$  a cada meio ciclo, ele só fornece potência durante esse tempo. No tempo restante, de cada meio ciclo da rede, a potência é transferida condutivamente, visto que os terminais estão em curto através dos diodos das pontes retificadoras (semicondutores ideais).

Para estimar a potência processada por cada um, deve-se levar em conta a potência instantânea transformada, no intervalo de transferência. Isto corresponde à tensão nos terminais do primário multiplicado pela corrente correspondente, referindo-se esse valor para meio período da rede.

Uma primeira aproximação pode ser obtida considerando-se, durante o intervalo de transferência e nos terminais do primário, a tensão constante ( $V_{PR}$ ) e igual a:

$$V_{PR} = \sqrt{2} \cdot V_{LL} - V_O \quad \text{Eq. 3.12}$$

O transformador apresenta em meio período da rede dois intervalos de transferência de 30° de duração cada, porém um intervalo com corrente  $I_O$  e outro com corrente 0,732  $I_O$ . Assim a potência média no instante de observação ( $P_{int}$ ) é obtida como:

$$P_{int} = V_{PR} \cdot (1 + 0,732) I_O \quad \text{Eq. 3.13}$$

Para meio período da rede, e aplicando-se na Eq. 3.13 as Eq. 3.11 e Eq. 3.12, obtém-se:

$$P_T = 0,04 \cdot V_O \cdot I_O \quad \text{Eq. 3.14}$$

Onde  $P_T$  representa a potência total transformada por cada transformador do conjunto TIL. Isto corresponde aproximadamente a 4% da potência de saída. Como era de se esperar o transformador processa magneticamente só uma parcela da potência total transferida à carga, assim o volume total da estrutura é baixo. Seu comportamento é similar a um autotransformador.

Em [8] recomenda-se o uso de 13% como valor prático para a potência total dos 3 transformadores TIL.

### 3.4.3 VERIFICAÇÃO DO COMPORTAMENTO POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para verificar o comportamento da estrutura, foi realizada uma simulação

numérica com o auxílio do software Pspice, com os seguintes dados:

$$V_{LL} = 220 \text{ v} \quad f_{REDE} = 60 \text{ Hz}$$

$$P_o = 12 \text{ kW (Potência nominal saída)} \quad \Delta V_o \% = 2\%$$

Com esses dados e as características próprias da saída, indicadas anteriormente, estimam-se os valores dos componentes do filtro de saída necessário, com auxílio da referência [16].

Os valores usados são:

$$L_o = 2,3 \text{ mH} \quad C_o = 30 \text{ uF}$$

A Fig. 3.14. apresenta os resultados da simulação, os quais concordam com o comportamento esperado, e verifica-se que corrente de linha e tensão de fase encontram-se em fase. A Fig. 3.15 apresenta o conteúdo harmônico da corrente o qual corresponde ao esperado.

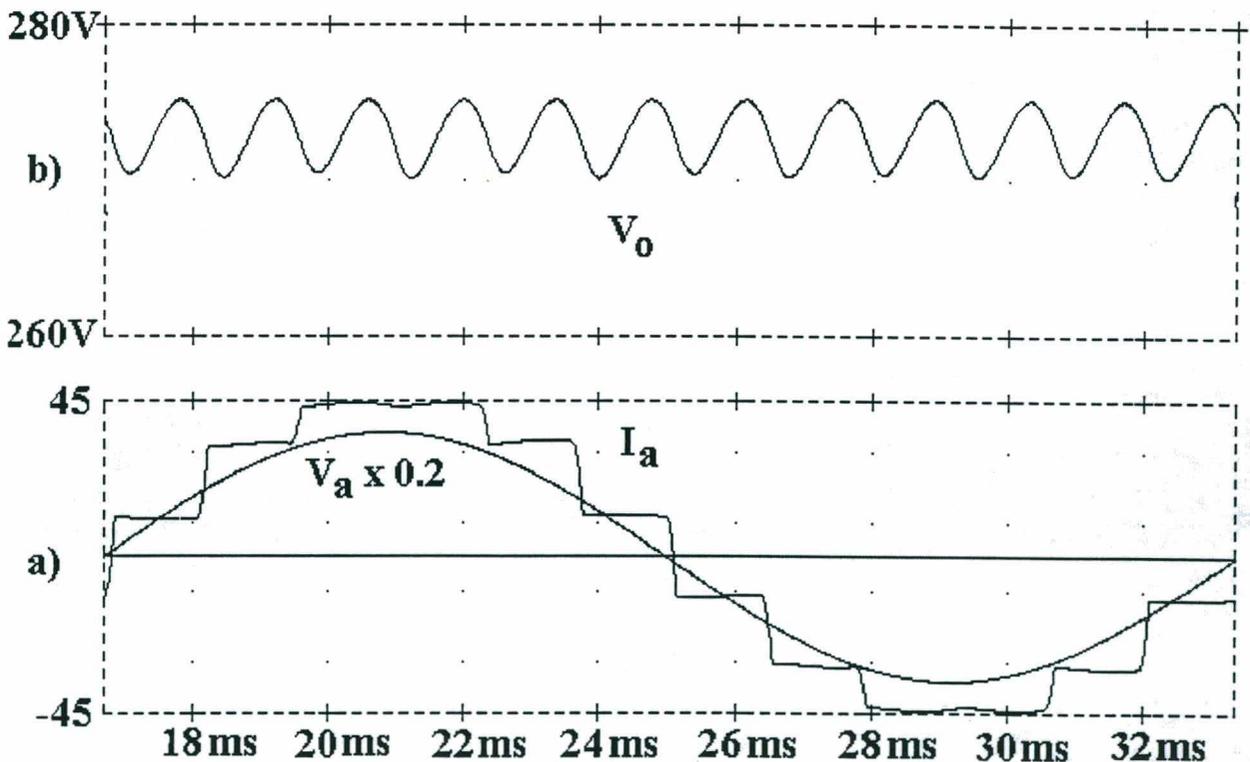


Fig. 3.14. Resultados da Simulação: a) Tensão e corrente na entrada. b) Tensão de saída.

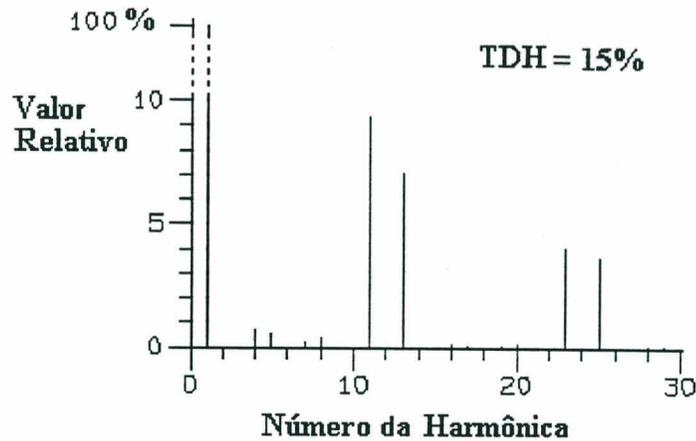


Fig. 3.15. Conteúdo harmônico da corrente de linha (Fig. 3.14)

As Fig. 3.16. e Fig. 3.17. mostram os resultados da simulação introduzindo-se uma pequena impedância (5% de  $Z_{cc}$ , impedância de curto-circuito). O resultado indica como a qualidade da rede de alimentação pode influir no comportamento da estrutura.

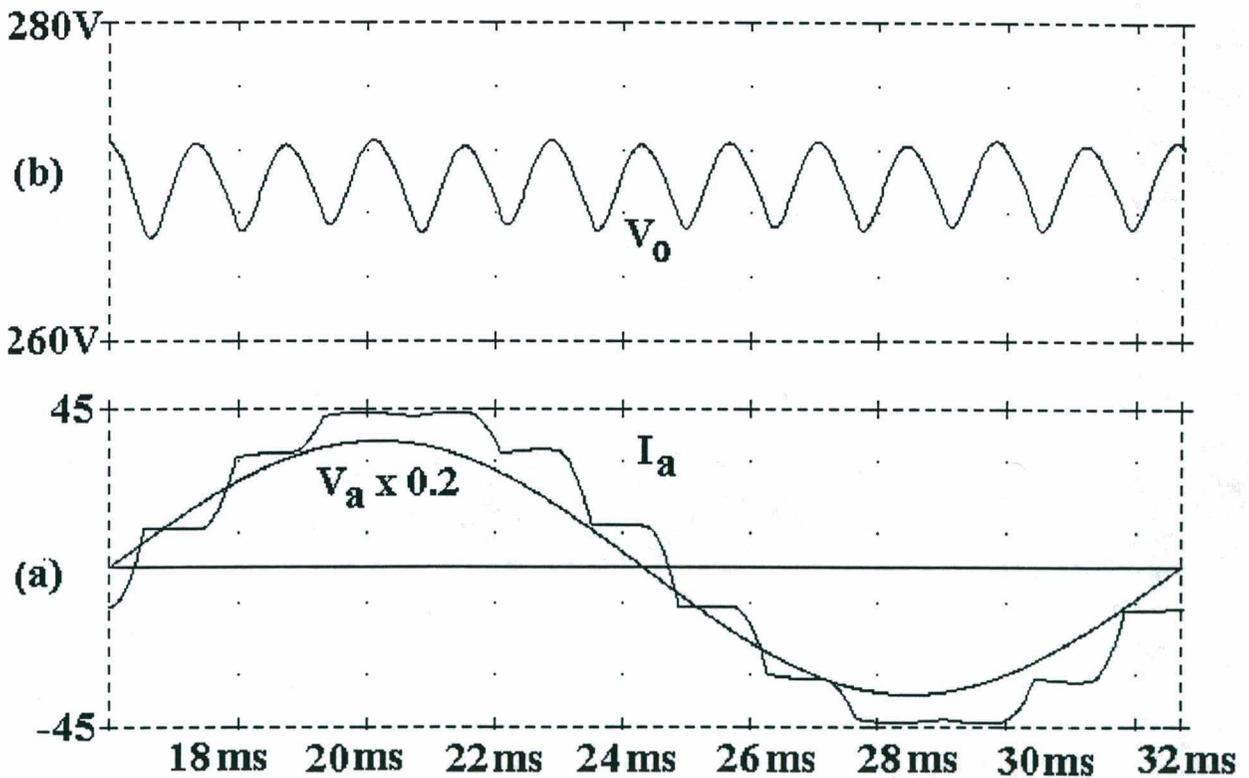


Fig. 3.16. Resultados da Simulação com impedância de linha: a) Tensão e corrente na entrada. b) Tensão de saída.

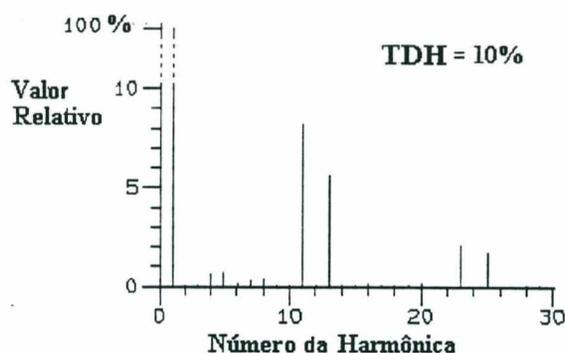


Fig. 3.17. Conteúdo harmônico da corrente de linha (Fig. 3.16)

No Capítulo 4 é apresentada uma análise comparativa mais completa, respaldada com comprovação experimental, entre as alternativas com filtro na entrada ou na saída.

### 3.5 CONCLUSÕES:

Como se observa nas análises harmônicas mostradas neste capítulo, com o transformador de interfase de linha a harmônica de ordem mais baixa é a 11ª e as taxas de distorção harmônica são relativamente baixas. Porém, se necessário, pode-se acrescentar em todas elas um pequeno filtro, sintonizado na 11ª e 13ª harmônicas, que terão um volume menor se comparado com a retificação trifásica convencional.

Como a menor frequência gerada é colocada em níveis mais altos, o projeto do acondicionador da corrente de linha fica cada vez mais viável e simples para implementação prática.

Dos resultados preliminares apresentados, pode-se esperar que a modificação da estrutura, estudada aqui, apresente experimentalmente um alto fator de potência, baixo volume, e boa regulação de tensão na saída.

Os resultados de simulação verificam o comportamento esperado.

Os circuitos com filtragem apresentam uma baixa taxa de distorção harmônica.

O circuito com filtro na saída apresenta duas características importantes, baixa potência reativa processada e fator de deslocamento unitário.

As características da rede de alimentação afetam o desempenho da estrutura.

A Tensão disponível na saída da retificação simples de 12 pulsos com o TIL é cerca de 11% menor que a obtida com a retificação convencional de 6 pulsos, o que poderia não se adaptar às exigências de determinadas especificações.

## **CAPÍTULO 4**

### **ENSAIOS EXPERIMENTAIS E ANÁLISE COMPARATIVA DO COMPORTAMENTO DO TIL COM INDUTORES NA ENTRADA OU NA SAÍDA**

#### 4.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada uma comparação entre as alternativas de uso do TIL, com indutores na entrada ou na saída apresentadas no capítulo anterior, para estudar seus desempenhos referentes a FP, TDH, eficiência, volume, etc. [17]. Para realizar esta comparação, são apresentados alguns resultados experimentais e análises numéricas.

#### 4.2. ALTERNATIVAS A COMPARAR

As configurações indicadas nas Fig.3.4 e Fig.3.9 são objeto de análise neste capítulo. Nas Fig. 4.1 e Fig. 4.2 são apresentadas as representações unifilares dos circuitos respectivamente.

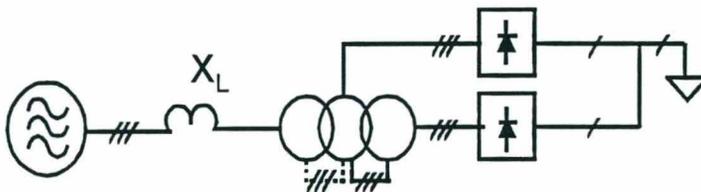


Fig. 4.1. Representação unifilar do TIL com indutores na entrada.

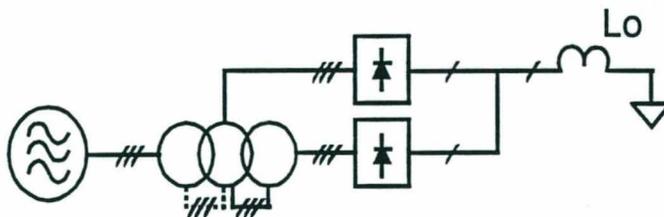


Fig. 4.2. Representação unifilar do TIL com indutor na saída.

As características apresentadas neste capítulo foram obtidas por análise numérica e comprovadas experimentalmente mediante protótipos de laboratório com os seguintes valores:

$$V_{LL} = 220 \text{ V} \quad f_{REDE} = 60 \text{ Hz} \quad P_o = 6 \text{ kW} \quad P_{TIL} = 0,8 \text{ kVA}$$

usou-se impedâncias de linha experimentais de 3.5%, 12% e 20% e um capacitor de saída de  $C = 3200 \mu\text{F}$ .

#### 4.3. CONSIDERAÇÕES PARA A ANÁLISE COMPARATIVA

Antes de fazer-se uma comparação cabe lembrar que no caso do TIL com indutor na saída, a impedância de entrada é desconsiderada. Assim, o valor teórico da TDH é igual a 15% (Capítulo 3), e o FP é igual a 0,99. Com uma rede de alimentação e circuitos ideais a tensão de saída não varia com a carga.

O projeto do filtro de saída para o TIL com indutor na saída é realizado considerando que ele precisa atenuar uma ondulação de  $12f_{REDE}$  e  $3,6 \% V_o$ .

O projeto do transformador TIL, para ambas alternativas, é o mesmo.

Na simulação numérica, foram adotados as seguintes considerações:

- Rede de alimentação ideal.
- Quedas de tensão ôhmicas foram desconsideradas.

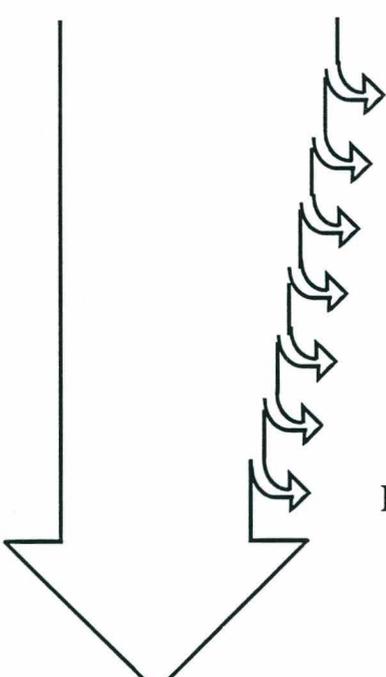
Considerações para a análise comparativa a nível dos protótipos experimentais:

- O transformador TIL usado foi o mesmo para ambos os casos.
- O reator do filtro de saída, para o TIL com indutor na saída, foi escolhido para reduzir problemas com imperfeições da rede de alimentação (como desequilíbrios de tensão ou harmônicas de baixa ordem).
- O capacitor de saída foi o mesmo para ambos os casos.

Com as considerações acima, simulações numéricas e protótipos experimentais foram construídos com os valores indicados no item 4.2.

#### 4.4. BALANÇO ENERGÉTICO PARA PLENA CARGA

É apresentado a seguir um esquema com as principais causas de perdas na estrutura completa, de forma a complementar a análise comparativa. Os valores mostrados foram estimados segundo os dados de projeto e dados dos fabricantes dos semicondutores usados.

Potência total na entrada (W)	_____	(*)	6184
	_____	(**)	6167
			
	_____		42
Perdas magnéticas transformador TIL			51
Perdas Joule enrolamentos TIL			11
Perdas magnéticas reatores da entrada (*)			24
Perdas Joule reatores da entrada (*)			6
Perdas magnéticas indutor do filtro LC (**)			12
Perdas Joule indutor do filtro LC (**)			56
Perdas condução pontes retificadoras			
(*) Estrutura com indutores na entrada			
(**) Estrutura com indutor na saída			
Potência na carga	_____		6000
Rendimento estimado	_____		97%

#### 4.5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E NUMÉRICOS

Resultados referentes ao FP, TDH, regulação de tensão e eficiência para ambos circuitos são mostrados nas Fig. 4.6 até Fig. 4.17. Os resultados apresentados nas Fig. 4.4 até Fig. 4.14, para o circuito TIL com indutores na entrada, foram obtidos com  $X_L = 12\%$ .

**RESULTADOS NUMÉRICOS**

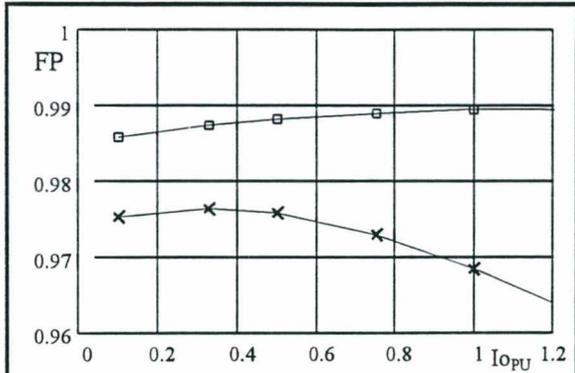


Fig. 4.3.FP vs. Carga normalizada.

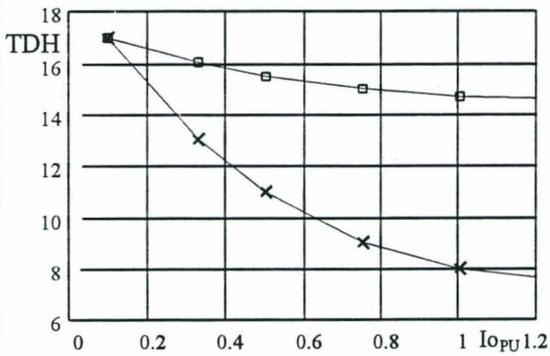


Fig. 4.5.TDH (%) vs. Carga

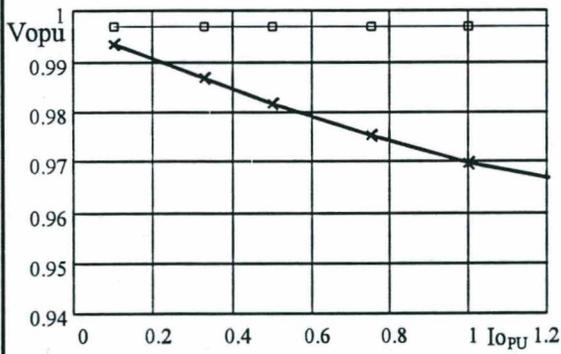


Fig. 4.7.Tensão de saída normalizada.

**RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

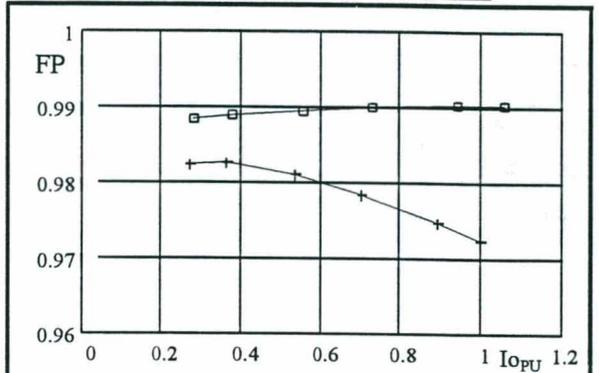


Fig. 4.4. FP vs. Carga normalizada.

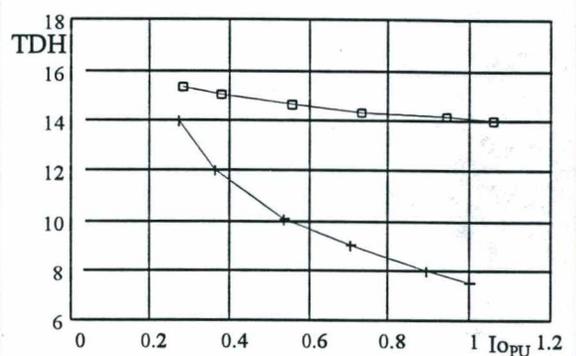


Fig. 4.6.TDH (%) vs. Carga

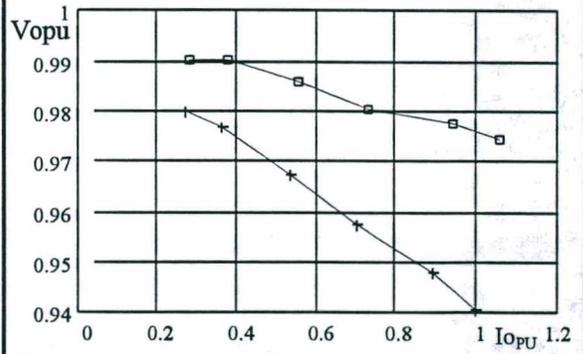


Fig. 4.8.Tensão de saída normalizada.

O sinal refere-se a TIL com indutor na saída.  
 O sinal refere-se a TIL com indutores na entrada.

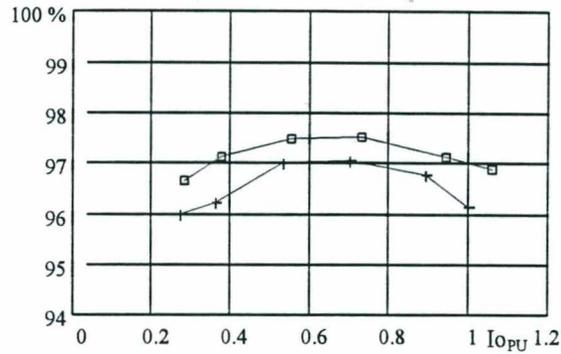


Fig. 4.9. Eficiência

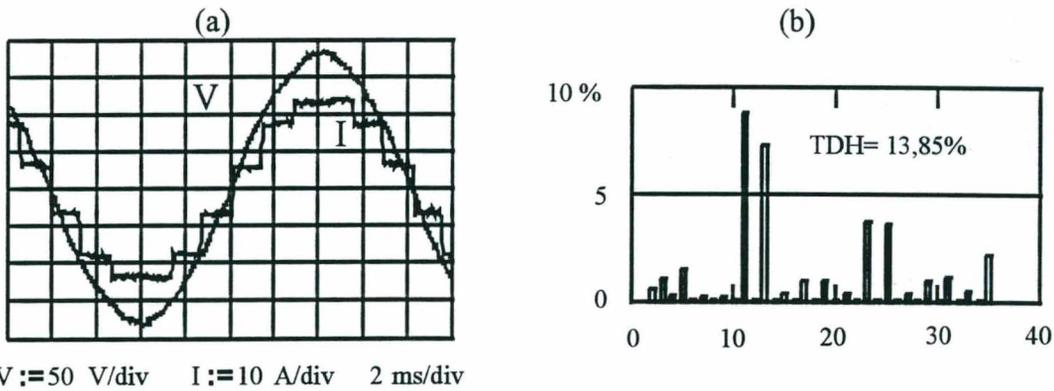


Fig. 4.10 Circuito TIL com indutor na saída, (a) Tensão de fase e corrente de linha (b) análise harmônico da corrente.

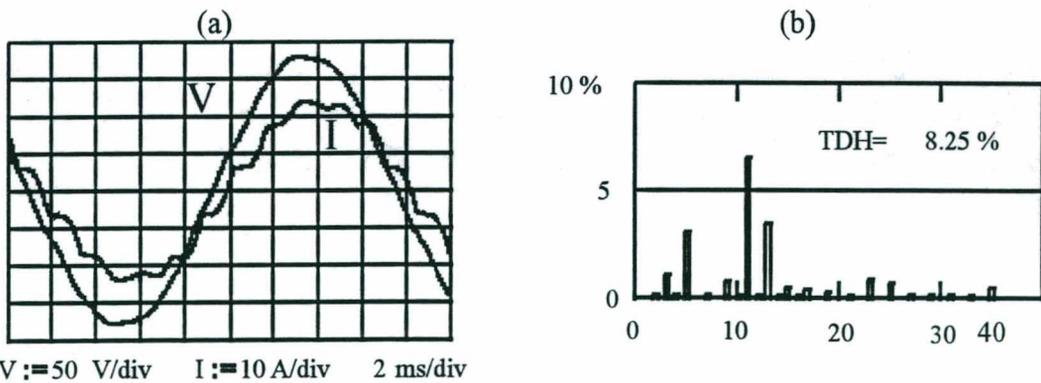


Fig. 4.11. Circuito TIL indutores na entrada, (a) Tensão de fase e corrente de linha (b) análise harmônica da corrente.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS (para  $X_L = 20\%$ )

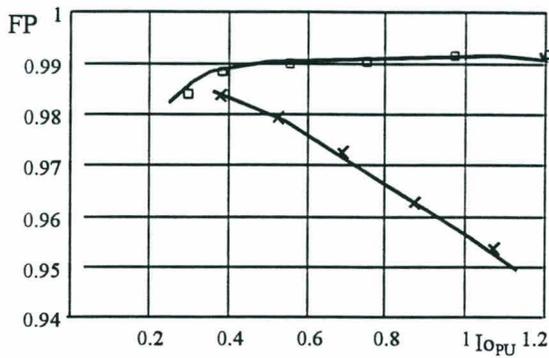


Fig. 4.12.FP vs. Carga normalizada.

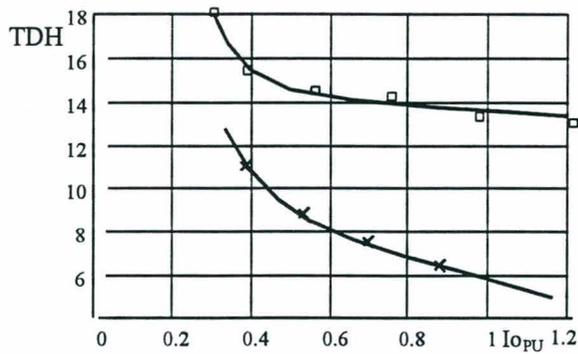


Fig. 4.13.TDH (%) vs. Carga

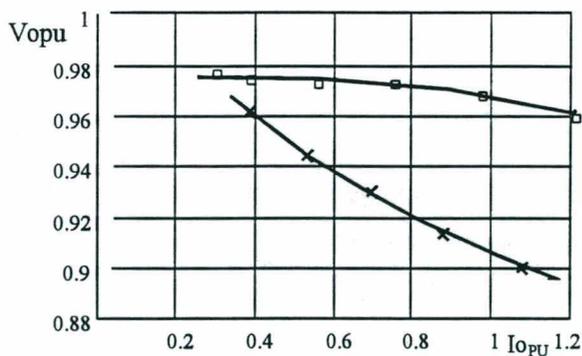


Fig. 4.14.Tensão de saída normalizada.

O sinal □ refere-se a TIL com indutor na saída.  
 O sinal x refere-se a TIL com indutores na entrada.

#### 4.6. ANÁLISE COMPARATIVA

Através da análise nos resultados experimentais pode-se afirmar o seguinte:

-O circuito TIL com indutores na entrada tem baixo FP, porém sua TDH é baixa. Em contraste o circuito TIL com indutor na saída tem um relativo alto valor de TDH, mas com elevado FP.

-Como mostra a Fig.3.7, o FP ótimo do TIL com indutores na entrada obtém-se para 2.5% de  $X_L$ , porém é mais baixo se comparado com o TIL com indutor na saída. A principal causa do baixo FP é o Fator de Deslocamento (FD), introduzido pelo reator do filtro de entrada.

-Outro aspecto interessante é a regulação na tensão de saída. Os resultados mostram que a regulação é boa para ambos os circuitos. Porém, o circuito TIL com indutor na saída tem uma melhor regulação experimental, (2,5% contra 6%).

-O circuito TIL com indutor na saída apresentou uma eficiência melhor. Do balanço energético estimava-se um resultado muito similar. Observa-se que os principais elementos de perdas são o TIL e as pontes retificadoras.

-O volume e peso final foram iguais para ambos circuitos.

-Com uma rede de alimentação de boa qualidade poder-se-ia obter uma redução importante no filtro de saída do TIL com indutor na saída.

-Quando a carga é baixa o desempenho de ambos os circuitos deteriora-se. Isto é mais pronunciado no TIL com indutores na entrada. A principal causa disto são as correntes magnetizantes do transformador TIL.

-A análise harmônica da corrente para plena carga, em ambos os circuitos, mostra componentes da baixa frequência ( $3\omega$ ,  $5\omega$  e  $7\omega$ ) com baixa amplitude; isto é devido a imperfeições da rede de alimentação, tais como desequilíbrio ou distorção na tensão de fase.

- Para que ambos os circuitos possam cumprir as normas como a IEEE Std. 519 (Apêndice 1) é necessário colocar um pequeno filtro sintonizado na 11<sup>ª</sup> componente harmônica, de forma a reduzi-lo.

- O ruído audível é maior no circuito TIL com indutores na entrada comparado com o TIL com indutor na saída. Isto é devido à maior variação do fluxo magnético no reator de entrada.

#### 4.7. CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se uma comparação entre duas aplicações do transformador TIL em retificadores com 12 pulsos de operação.

Os gráficos dos resultados numéricos e experimentais são similares.

As estruturas apresentam um rendimento elevado.

Ambos circuitos apresentaram características similares. A maior diferença está na regulação de tensão.

O circuito TIL com indutores na entrada poderia cumprir as restrições das normas IEEE Std. 519, aumentando o valor do reator de entrada. Mas isto agravaria os inconvenientes próprios deste circuito.

Usando pequenos filtros sintonizados é possível cumprir a norma IEEE 519, no circuito TIL com indutor na saída, e eliminar os problemas decorrentes dos indutores na entrada.

O filtro de saída do circuito TIL com indutor na saída deve ser projetado para evitar ressonância com as componentes harmônicas de baixa ordem que as imperfeições da rede de alimentação possui.

Os resultados apresentados neste capítulo resultam em excelente guia para novos projetos do circuito.

## **CAPÍTULO 5**

**ESTUDO ANALÍTICO DO CONVERSOR BOOST  
PWM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA  
NUM CIRCUITO DE RETIFICAÇÃO  
TRIFÁSICA DE 12 PULSOS, USANDO O TIL**

## 5.1 INTRODUÇÃO

O uso dos circuitos passivos, apresentados nos capítulos anteriores, não permite uma tensão de saída regulada e controlável. Além do mais, o seu volume total é elevado dado que os elementos reativos são projetados para baixa frequência. Com o interesse, nas últimas décadas, em reduzir o volume das fontes de alimentação foi proposto e estudado o uso de técnicas de comutação de alta frequência em fontes de alimentação. Uma delas, circuitos de comutação PWM em modo de condução descontínua, apresenta vantagens importantes quando usada como modificação na estrutura básica (Capítulo 2). Esta modificação permitirá obter uma tensão de saída regulada e ajustável. A operação em alta frequência reduz o volume total dos componentes magnéticos.

Assim, com o intuito de reduzir o volume e ter tensões controladas e reguladas como as utilizadas nos circuitos PFC (circuitos pré-reguladores corretores do fator de potência) apresenta-se a seguir uma breve análise do circuito com conexão especial e com comutação PWM MCD BOOST na saída à frequência fixa, razão cíclica imposta e indutor de elevação na entrada, [18], [19], Fig. 5.1.

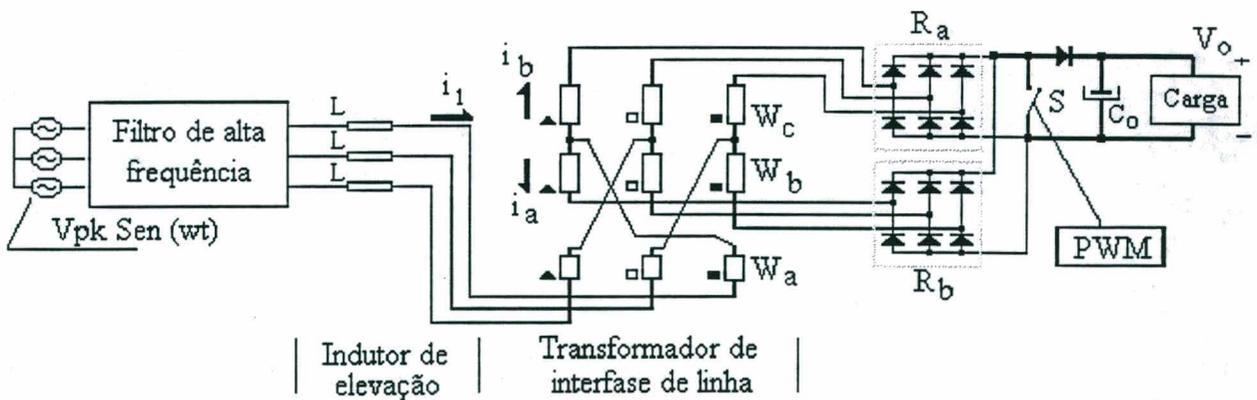


Fig. 5.1. Circuito PWM BOOST MCD na saída, com circuito de conexão especial de transformadores.

## 5.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

O circuito é formado por três indutores "Boost" (L), o transformador trifásico de interfase de linha (TIL), duas pontes retificadoras (Ra, Rb), seguidas por um interruptor PWM em conexão "Boost". Um filtro trifásico de alta frequência é colocado entre a rede e os indutores "Boost". A função do TIL é prover o deslocamento de  $30^\circ$  entre as correntes de linha de entrada das pontes Ra e Rb.

O interruptor é comandado com frequência fixa, de maneira a obter o modo de corrente descontínua no indutor L. Como consequência, todos os componentes magnéticos operam na frequência de comutação.

A relação dos enrolamentos do TIL para assegurar os  $30^\circ$  de deslocamento nas correntes deve cumprir com o equacionamento (Eq 2.6) e (Eq 2.8).

Para a análise são feitas as seguintes considerações:

- A frequência de comutação é muito maior que a frequência de linha.
- Os semicondutores são ideais.
- Os transformadores têm corrente magnetizante muito pequena.
- O capacitor de saída é muito grande.
- A seqüência de fase é positiva (abc).
- O filtro de alta frequência na entrada é considerado transparente para a análise.

O circuito apresenta doze grupos de combinações topológicas em meio período da corrente de linha. O comportamento do conversor é ciclicamente repetido a cada  $30^\circ$ . Assim sua operação é completamente caracterizada com a descrição do intervalo de zero até  $30^\circ$ .

O conversor "Boost" em MCD usado em retificação trifásica simples [9], apresenta para cada comutação quatro topologias, basicamente; um estágio de armazenagem de energia, dois estágios de transferência de energia e um estágio de corrente nula. No circuito a ser analisado um dos estágios de transferência

caracteriza-se pela anulação das correntes simultaneamente nas três linhas de entrada.

## 5.2.1 ESTÁGIOS TOPOLÓGICOS

### 5.2.1.1. Faixa de $0^\circ$ até $15^\circ$

#### a) Primeiro estágio:

Durante este estágio o interruptor está fechado. Os enrolamentos secundários do TIL são curto-circuitados através dos retificadores Ra e Rb; a corrente no indutor Boost cresce linearmente. O circuito equivalente é mostrado na Fig. 5.2. (b)

#### b) Segundo estágio: (primeiro estágio de transferência, Fig. 5.3)

Neste estágio o interruptor é bloqueado. Devido a presença do TIL, a corrente num dos indutores continua a crescer linearmente, enquanto a corrente nos

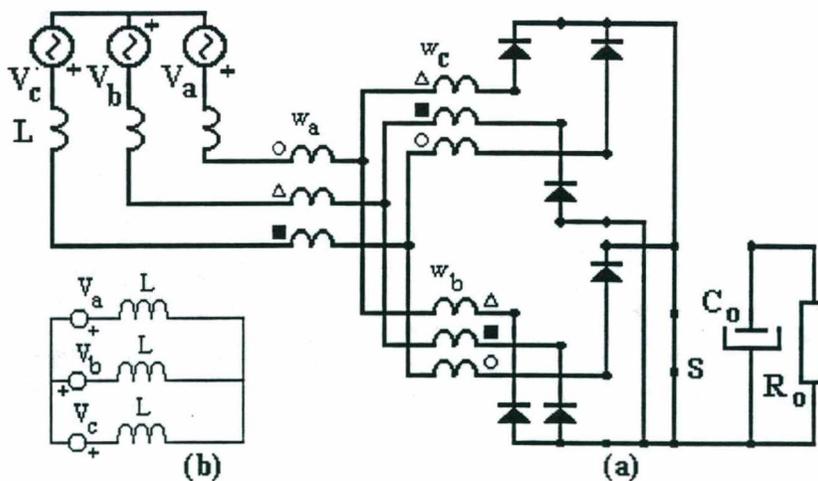


Fig. 5.2. Circuito equivalente para o primeiro estágio de operação, para  $0^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$ . Interruptor S fechado. (a) estágio topológico (b) circuito equivalente.

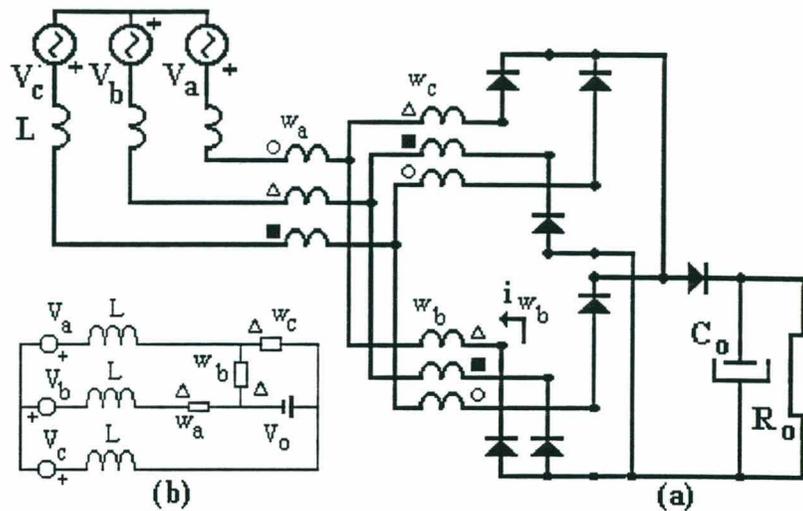


Fig. 5.3. Circuito equivalente para o segundo estágio de operação, para  $0^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$ . Interruptor S bloqueado. (a) estágio topológico (b) circuito equivalente.

outros dois decresce linearmente. Este estágio finaliza no momento em que a corrente num dos secundários vai a zero.

c) Terceiro estágio: (segundo estágio de transferência, Fig. 5.4.)

Neste estágio só dois enrolamentos e um dos TIL ficam ativos, obrigando as correntes nos indutores “Boost” a terem uma relação linear. Assim as correntes decrescem linearmente até atingirem zero simultaneamente.

d) Quarto estágio: (Fig. 5.5)

Neste estágio todas as correntes são nulas e a carga é alimentada só pelo filtro de saída.

### 5.2.1.2 Faixa de $15^\circ$ até $30^\circ$

a) Primeiro estágio:

Com o interruptor fechado, este estágio apresenta o mesmo circuito equivalente da Fig. 5.2. (b). Porém envolvendo um outro conjunto de diodos .

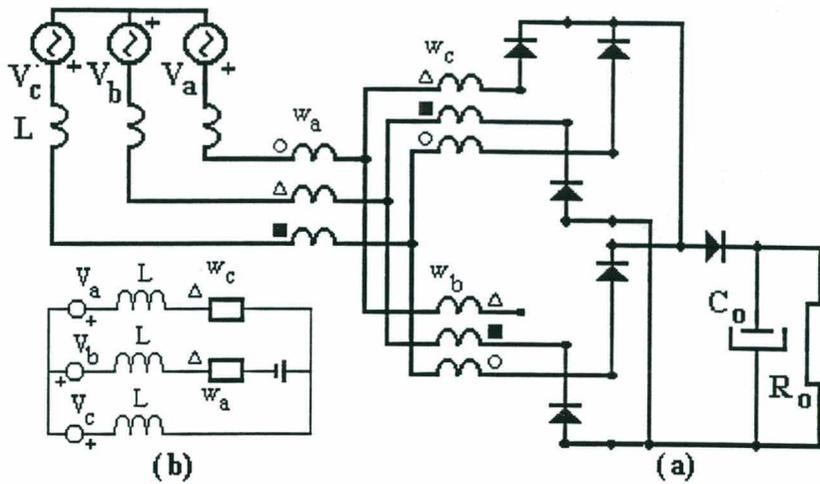


Fig. 5.4. Circuito equivalente para o terceiro estágio de operação, para  $0^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$ . Interruptor S bloqueado. (a) estágio topológico (b) circuito equivalente

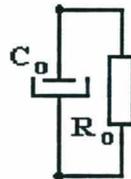


Fig. 5.5. Circuito equivalente para o quarto estágio de operação, para  $0^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$ . Interruptor S bloqueado, todas as correntes nos indutores boost são nulas.

b) Segundo estágio: (Fig. 5.6.)

Neste estágio todos os enrolamentos secundários do TIL o curto-circuitados pelos retificadores  $R_a$  e  $R_b$ , as correntes decrescem linearmente. Esta etapa finaliza quando a corrente num dos secundários atingir zero.

c) Terceiro estágio: (Fig.5.4. b))

Neste estágio as correntes decrescem linearmente finalizando quando as correntes atingirem zero simultaneamente.

d) Quarto estágio: (Fig. 5.5.)

Neste estágio todas as correntes são nulas e a carga é alimentada somente pelo filtro de saída.

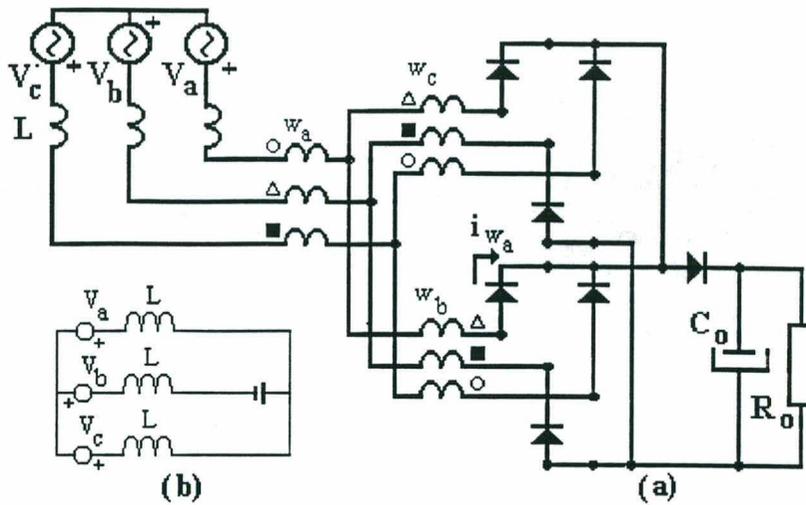


Fig. 5.6. Circuito equivalente para o segundo estágio de operação, para  $15^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$  Interruptor S bloqueado. (a) estágio topológico (b) circuito equivalente

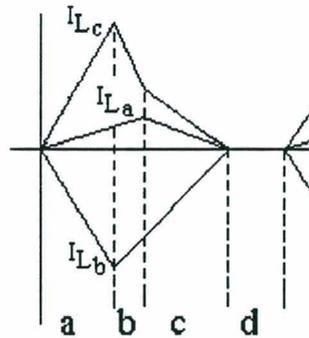


Fig. 5.7. Corrente no indutor em um periodo de comutação para o intervalo de  $0 \leq \theta \leq 15^\circ$ .

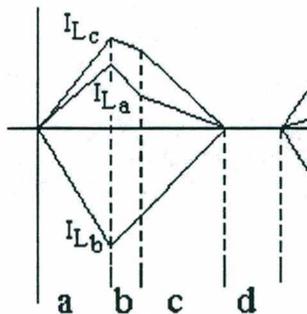


Fig. 5.8. Corrente no indutor em um periodo de comutação para o intervalo de  $15^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$

As Fig. 5.7. e Fig. 5.8 mostram a corrente istantanea no indutor boost, para os intervalos  $0^\circ \leq \theta \leq 15^\circ$  e  $15^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$  respectivamente.

### 5.2.2 ESTUDO ANALÍTICO DA COMUTAÇÃO

Com o estágios de  $0^\circ$  até  $15^\circ$  e  $15^\circ$  até  $30^\circ$  pode-se definir o comportamento geral da estrutura.

Relações básicas :

$$Na = \frac{w_b}{w_a} = 1 + \sqrt{3} \quad \text{Eq. 5.1}$$

$$Nb = \frac{w_c}{w_a} = Na + 1 = 2 + \sqrt{3} \quad \text{Eq. 5.2}$$

$$v_a = V_{pk} \text{Sen}(\phi) \quad v_b = V_{pk} \text{Sen}(\phi - 120^\circ) \quad v_c = V_{pk} \text{Sen}(\phi + 120^\circ) \quad \text{Eq. 5.3}$$

$$Ton = D \cdot T \quad \text{Eq. 5.4}$$

#### 5.2.2.1 Faixa de $0^\circ$ até $15^\circ$

a) Primeiro estágio:

Ao final deste estágio as correntes de linha são:

$$I_1 = \frac{Va}{L} Ton \quad \text{Eq. 5.5}$$

$$I_2 = \frac{Vb}{L} Ton \quad \text{Eq. 5.6}$$

$$I_3 = \frac{Vc}{L} Ton \quad \text{Eq. 5.7}$$

Além das correntes de linha é necessário o valor da corrente de fase a se anular no próximo estágio.

$$I_a = - \frac{Vb + Nb \cdot Va}{L \cdot (Na + Nb)} Ton \quad \text{Eq. 5.8}$$

b) Segundo estágio:

A Fig. 5.9 representa o circuito equivalente.

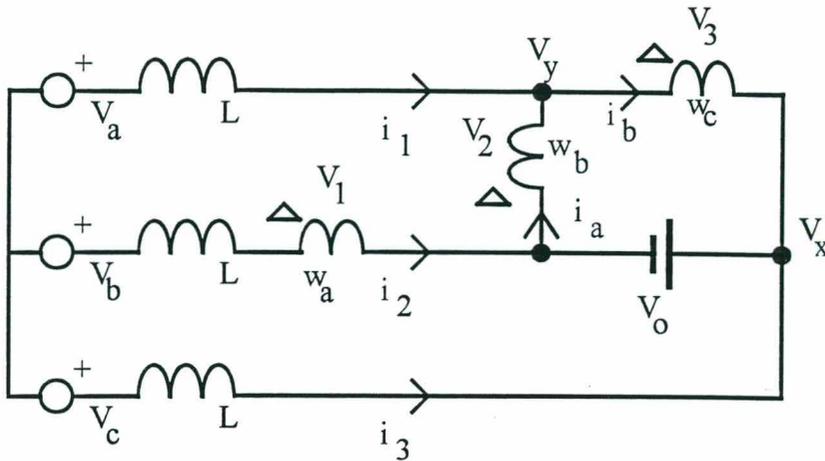


Fig. 5.9. Circuito equivalente para o segundo estágio

Tem-se as seguintes relações:

$$V_2 = V_3 - V_1 \quad \text{Eq. 5.9}$$

$$V_y = 0 \quad \text{Eq. 5.10}$$

$$V_x = V_3 = \frac{V_o \cdot N_b}{N_a + N_b} \quad \text{Eq. 5.11}$$

O circuito equivalente é aplicável durante  $\Delta T_1$  até a corrente no secundário  $i_a$  anular-se, o seja:

$$\Delta T_1 = \frac{-[V_b + N_b \cdot V_a]}{V_b + V_3 + N_b \cdot V_a} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.12}$$

Ao final do estágio as correntes de linha são:

$$I_{11} = \frac{V_3 \cdot V_a}{L \cdot [V_b + V_3 + N_b \cdot V_a]} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.13}$$

$$I_{22} = \frac{-Nb \cdot V_3 \cdot Va}{L \cdot [Vb + V_3 + Nb \cdot Va]} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.14}$$

$$I_{33} = \frac{(Nb - 1) \cdot V_3 \cdot Va}{L \cdot [Vb + V_3 + Nb \cdot Va]} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.15}$$

c) Terceiro estágio:

A Fig. 5.10 representa o circuito equivalente.

Tem-se as seguintes relações:

$$V_3 = Nb \cdot V_1 \quad \text{Eq. 5.16}$$

$$i_2 = - Nb \cdot i_3 \quad \text{Eq. 5.17}$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad \text{Eq. 5.18}$$

As correntes de linha se anulam simultaneamente em:

$$\Delta T_2 = \frac{2 \cdot V_3 \cdot Va \cdot [Nb^2 - Nb + 1]}{[Vb + V_3 + Nb \cdot Va] \cdot [(Vc - Vb - Vo) \cdot Nb + Va - Vc]} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.19}$$

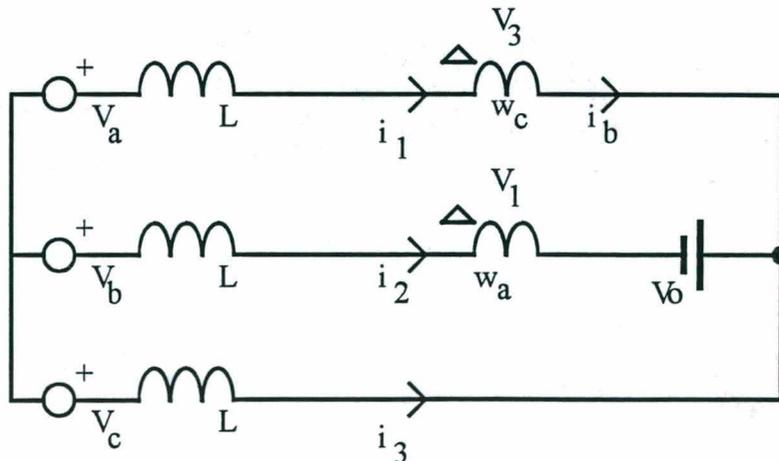


Fig. 5.10. Circuito equivalente para o terceiro estágio

d) Quarto estágio: (Fig. 5.5.)

Neste estágio todas as correntes são nulas e a carga é alimentada somente pelo filtro de saída e mantém-se esta condição até completar o período de comutação.

### 5.2.2.2 Faixa de 15° até 30°

a) Primeiro estágio:

O comportamento é igual ao apresentado em 5.2.2.1. (a)

b) Segundo estágio:

O circuito equivalente é representado na Fig. 5.11.

A duração neste estágio é definida por:

$$\Delta T_4 = \frac{-3 \cdot [Vb + Nb \cdot Va]}{3 \cdot (Vb + Nb \cdot Va) - (Nb - 2) \cdot Vo} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.20}$$

Ao final deste estágio as correntes de linha são:

$$I_{11} = \frac{(Va - Vc) \cdot Vo}{L \cdot [3 \cdot (Vb + Nb \cdot Va) - (Nb - 2) \cdot Vo]} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.21}$$

$$I_{22} = \frac{(Va - Vc) \cdot Nb \cdot Vo}{L \cdot [3 \cdot (Vb + Nb \cdot Va) - (Nb - 2) \cdot Vo]} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.22}$$

$$I_{33} = \frac{-(Va - Vc)(Nb - 1) \cdot Vo}{L \cdot [3 \cdot (Vb + Nb \cdot Va) - (Nb - 2) \cdot Vo]} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.23}$$

c) Terceiro estágio:

O circuito equivalente é igual à Fig. 5.10. Assim a duração desta etapa é definida por:

$$\Delta T_5 = \frac{2 \cdot (Va - Vc) \cdot [Nb^2 - Nb + 1]}{[3 \cdot (Vb + Nb \cdot Va) - (Nb - 2) \cdot Vo] \cdot [(Vc - Vb - Vo) \cdot Nb + Va - Vc]} T_{ON} \quad \text{Eq. 5.24}$$

d) Quarto estágio: (Fig. 5.5.)

Neste estágio todas as correntes são nulas e a carga é alimentada somente pelo filtro de saída, esta condição mantém-se até completar o período de comutação.

Dada a complexidade do sistema, optou-se por uma solução aproximada para o cálculo dos esforços de corrente.

### 5.2.3 ESTUDO APROXIMADO

Na retificação trifásica simples o instante de máxima transferência de energia ocorre a cada  $60^\circ$ . No circuito em estudo essa transferência ocorre a cada  $30^\circ$ , porém iniciando-se em  $15^\circ$ . Fazendo uma análise para esse instante ter-se-á uma estimativa dos esforços de corrente para a condição crítica.

O conjunto de expressões que descrevem o comportamento da estrutura pode ser obtido admitindo-se que o valor de pico médio da corrente em um período de comutação no indutor boost seja igual ao pico da corrente fundamental na entrada, devido a presença do filtro de entrada, [20].

As tensões da rede para  $\phi = 15^\circ$  são dadas por:

$$V_a = \frac{\sqrt{6} - \sqrt{2}}{4} V_{pk} \quad V_b = - \frac{\sqrt{6} + \sqrt{2}}{4} V_{pk} \quad V_c = \frac{\sqrt{2}}{2} V_{pk} \quad \text{Eq. 5.25}$$

e analisando-se para essa condição tem-se:

Primeira etapa:

Com o interruptor fechado resulta o circuito equivalente da Fig. 5.2 analisado no item ,5.2.2.1 (a).

Segunda etapa:

Com a abertura do interruptor obtém-se o circuito equivalente da Fig. 5.10, Neste instante em particular, verifica-se uma etapa de transferência de energia. A evolução da corrente é definida conforme Eq. 5.26.

$$i_1 = I_1 - \frac{(V_c - V_b - V_o) \cdot Nb + Va - V_c}{2 \cdot L \cdot [Nb^2 - Nb + 1]} t \quad \text{Eq. 5.26}$$

Desta forma a corrente na saída, Fig. 5.10 é igual à corrente que circula pela fase (b) e representa a máxima energia instantânea transferida ao circuito de saída.

$$i_2 = \left[ I_1 - \frac{(V_c - V_b - V_o) \cdot Nb + Va - V_c}{2 \cdot L \cdot [Nb^2 - Nb + 1]} t \right] \cdot Nb \quad \text{Eq. 5.27}$$

Substituindo os respectivos valores para o instante em estudo, Eq. 5.25, Eq. 5.1 e Eq. 5.2:

$$i_2 = I_2 - \left[ \frac{2 + \sqrt{3}}{6} V_o - \frac{\sqrt{6} + \sqrt{2}}{4} V_{PK} \right] \frac{t}{L} = I_2 - [V_o' - |V_b|] \frac{t}{L} \quad \text{Eq. 5.28}$$

Esta última expressão representa para a fase (b) o circuito simplificado da Fig. 5.11. Este circuito representa um equivalente monofásico da estrutura para a condição crítica.

O estudo do circuito é o clássico para o circuito boost CC-CC.

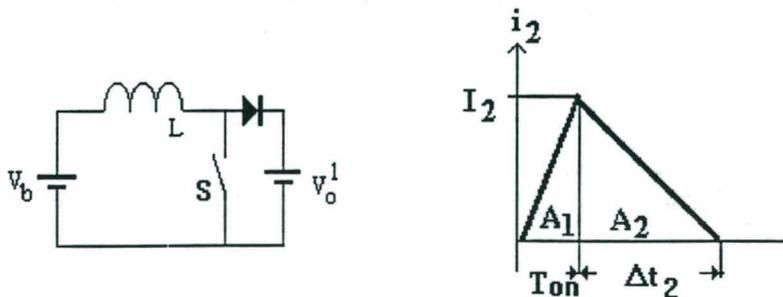


Fig. 5.11. Equivalente monofásico.

$$V_b = \frac{(\sqrt{6} + \sqrt{2})}{4} V_{pk} \quad V_o^1 = \frac{(2 + \sqrt{3})}{6} V_o \quad \text{Eq. 5.29}$$

Assim, definindo:

$$\alpha = \frac{V_o^1}{V_b} \quad \text{Eq. 5.30}$$

O valor médio instantâneo da corrente é dado por:

$$I_{2P} = [A_1 + A_2] \cdot \frac{I}{T} = \frac{I_2}{2 \cdot T} \cdot [T_{ON} + \Delta T_2] = \frac{I_2}{2} \cdot D \cdot \left[ 1 + \frac{\Delta T_2}{T_{ON}} \right] \quad \text{Eq. 5.31}$$

Admitindo o valor obtido, Eq. 5.31, como sendo valido para o pico da corrente de linha, filtrada a alta frequência, para FP=1 e rendimento de 100%, obtém-se uma expressão para a corrente de saída.

$$I_o = \frac{2 + \sqrt{3}}{8} \cdot \frac{V_{PK}}{fs \cdot L} \cdot D^2 \cdot \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} \quad \text{Eq. 5.32}$$

Ao normalizar Eq. 5.32 tem-se:

$$\bar{I}_o = D^2 \cdot \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} \quad \text{Eq. 5.33}$$

### 5.2.1 COMPORTAMENTO DA CARACTERÍSTICA EXTERNA, FP e TDH

Para facilitar o uso de ábacos adotou-se como parametro o ganho de tensão conforme a Eq. 5.34.

$$\beta = \frac{V_o}{V_{LL}} \quad \text{Eq. 5.34}$$

A Fig. 5.12. apresenta a característica externa obtida pela análise teórica junto a pontos discretos obtidos por simulação numérica. Assim esta figura demonstra a veracidade do estudo analítico feito no item anterior.

A Fig. 5.13. apresenta o comportamento do FP obtido por simulação numérica, mostrando a eficiência do conversor Boost.

A Fig. 5.14. apresenta o comportamento da TDH para o circuito PWM MCD “Boost” num utilizado num retificador de 6 pulsos [5] e a estrutura de 12 pulsos proposta. Pode-se verificar como para um dado ganho de tensão a TDH é muito maior no circuito clássico. Tendo-se em um menor esforço de tensão no interruptor quando é aplicada a estrutura proposta. Assim, é possível usar redes de alimentação com 440 V de linha usando interruptores comerciais de até 1000 V com TDH menores do que 5%, o que não poderia ser atingido com a solução clássica [9].

### 5.3 ESFORÇOS DE CORRENTE

A topologia da Fig. 5.11 permite estabelecer os esforços de corrente no circuito de saída.

Admitindo que a corrente de pico no circuito de saída e o tempo de descida da corrente variam muito pouco, pode-se estimar os valores eficaz e médio máximo da corrente na saída das pontes, como sendo iguais aos valores instantâneos da corrente eficaz e média no indutor do circuito equivalente monofásico.

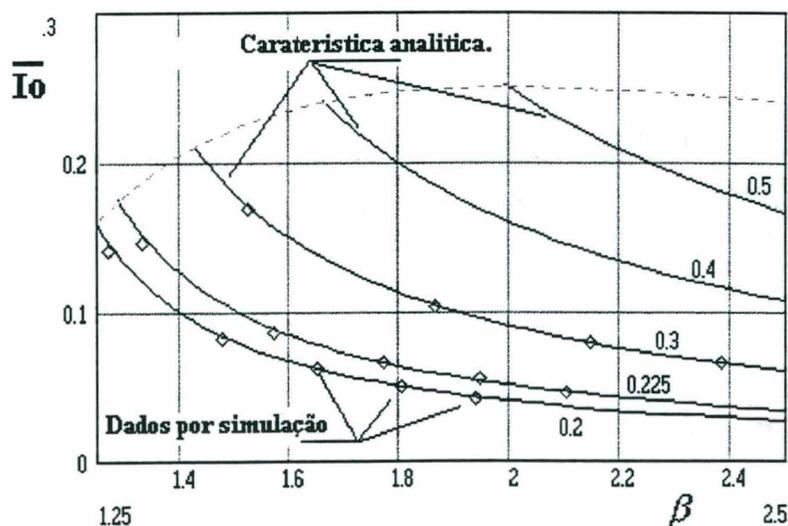


Fig. 5.12. Comparação da característica externa com a obtida por simulação numérica.

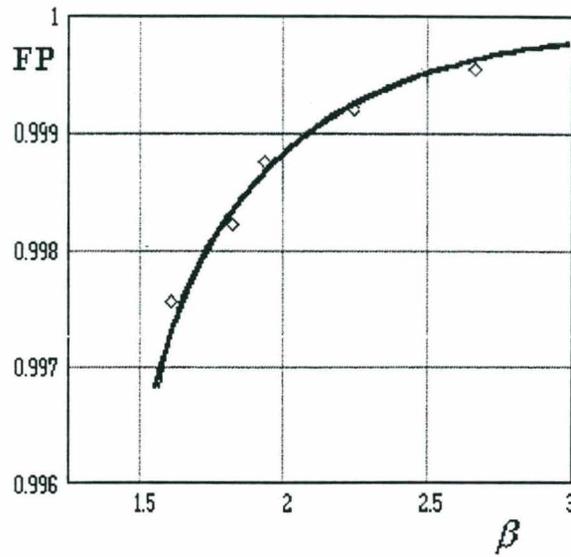


Fig. 5.13. Fator de potência obtido por análise numérica

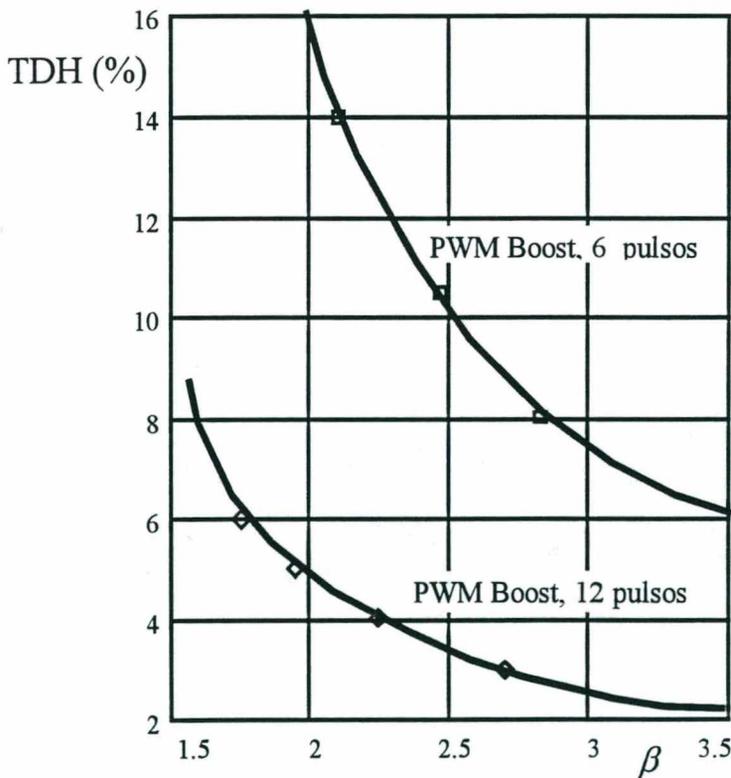


Fig. 5.14. Variação da Taxa de Distorção Harmônica para circuitos retificadores de 6 e 12 pulsos, com circuito CFP PWM “Boost” MCD.

Conhecidas as correntes médias e eficazes no circuito de saída, elas podem ser referidas aos demais elementos do conversor.

Assim, tem-se a corrente média normalizada de saída:

$$\bar{I}_o = D^2 \frac{I}{0.789\beta - 1} \quad \text{Eq. 5.35}$$

Corrente eficaz total no interruptor e no diodo na saída das pontes, normalizada em função de  $I_o$ :

$$\bar{I}_{sef} = \frac{2\sqrt{2}(3-\sqrt{3})}{3} \frac{(1-\alpha)}{\sqrt{D \cdot \alpha}} \quad \text{Eq. 5.36}$$

$$\bar{I}_{def} = \frac{2\sqrt{2}(3-\sqrt{3})}{3} \frac{\sqrt{1-\alpha}}{\sqrt{D \cdot \alpha}} \quad \text{Eq. 5.37}$$

Corrente média normalizada no interruptor:

$$\bar{I}_s = (\sqrt{6} - \sqrt{2}) \cdot \left[ \frac{1-\alpha}{\alpha} \right] \quad \text{Eq. 5.38}$$

Corrente eficaz total normalizada na saída das pontes:

$$\bar{I}_{Tef} = \frac{2\sqrt{2}(3-\sqrt{3})}{3} \frac{I}{\alpha} \sqrt{\frac{1-\alpha}{D}} \quad \text{Eq. 5.39}$$

As Fig. 5.13 até Fig. 5.19. apresentam os ábacos correspondentes para a relação de tensões indicada em Eq. 5.34. Estes ábacos permitirão o dimensionamento dos componentes.

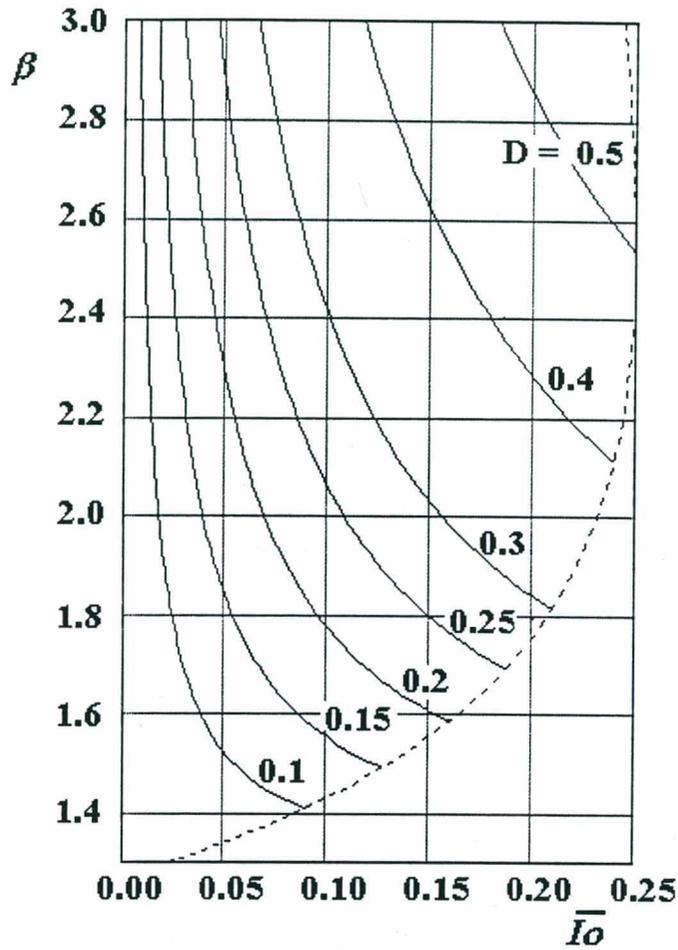


Fig. 5.15 Característica de saída.

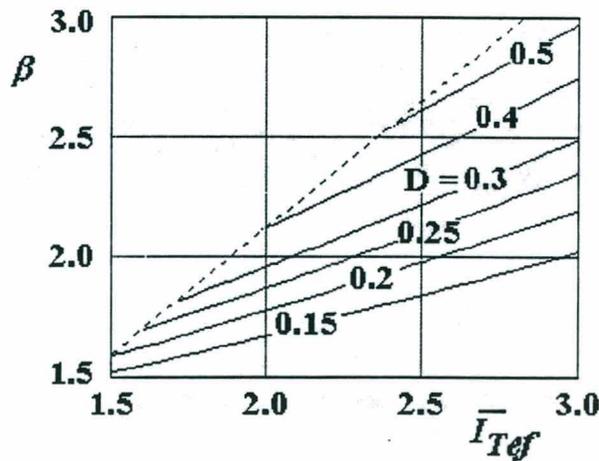


Fig. 5.16 Corrente eficaz total na saída das pontes retificadoras, normalizada.

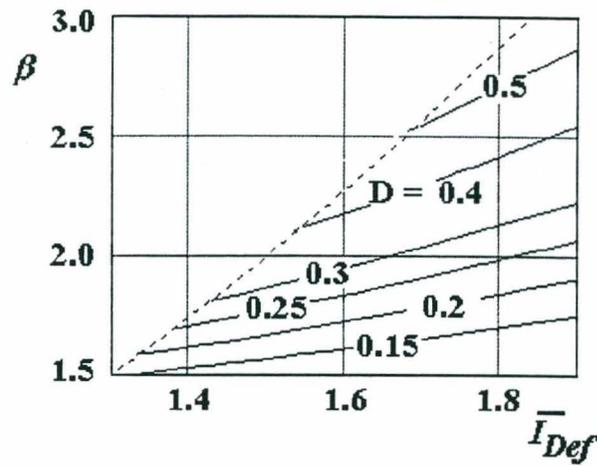


Fig. 5.17 Corrente eficaz no diodo de saída, normalizada.

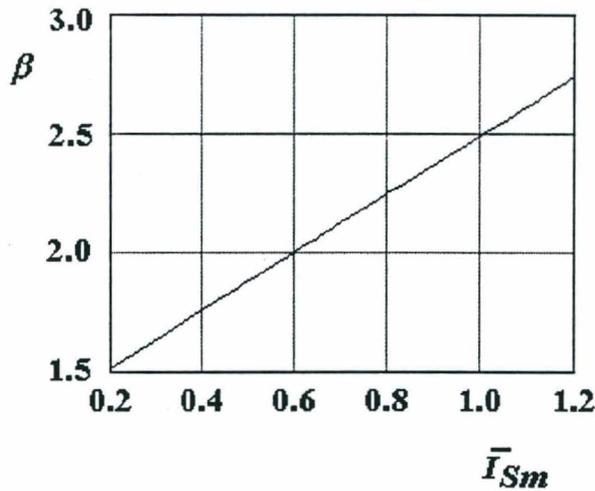


Fig. 5.18 Corrente média no interruptor, normalizada.

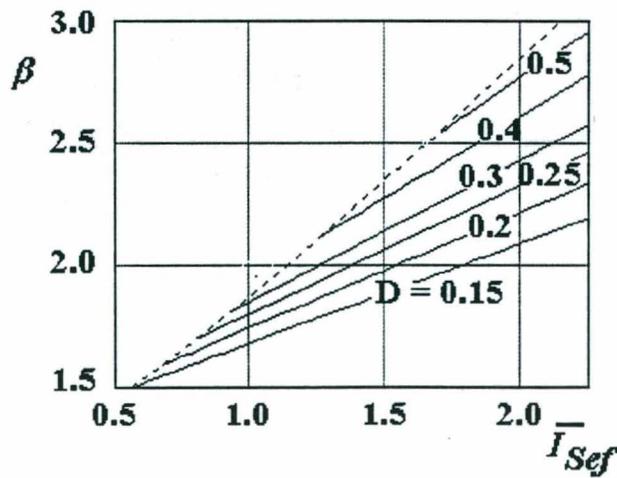


Fig. 5.19 Corrente eficaz no interruptor, normalizada.

## 5.4 METODOLOGIA DE PROJETO

Apresenta-se a seguir uma seqüência simplificada para a especificação dos componentes do conversor:

-Dado  $\beta$  da equação Eq.5.34, obtém-se, no ábaco da Fig. 5.18, a corrente de saída parametrizada e a razão cíclica máxima.

-Conhecida a corrente de saída parametrizada e a potência de saída, determina-se o valor máximo do indutor que garanta o modo MCD.

$$L_{MCD} = 0,38 \cdot \frac{V_o^2 \cdot \eta}{\beta \cdot P_o \cdot f_s} \cdot \bar{I}_o \quad \text{Eq. 5.40}$$

-Fixado o valor do indutor, a corrente de pico é definida por:

$$I_{pk} = 0,816 \cdot \frac{V_{LL}}{L \cdot f_s} \cdot D_{max} \quad \text{Eq. 5.41}$$

- Com o valor da corrente de saída e a razão cíclica máxima obtém-se, dos ábacos das Fig. 5.19., 5.20. e 5.21., as grandezas seguintes:

Valor médio e eficaz da corrente no interruptor:

$$I_{Sef} = \bar{I}_{Sef} * I_o \quad I_{Sm} = \bar{I}_{Sm} * I_o \quad \text{Eq. 5.42}$$

Valor eficaz da corrente no diodo de saída

$$I_{Def} = \bar{I}_{Def} * I_o \quad \text{Eq. 5.43}$$

Valor eficaz da corrente total na saída

$$I_{Tef} = \bar{I}_{Tef} * I_o \quad \text{Eq. 5.44}$$

Valor eficaz e médio da corrente em cada diodo das pontes

$$I_{Dpef} = 0,262 \cdot I_{Tef} \quad I_{Dpm} = 0,166 \cdot (I_o + I_{Sm}) \quad \text{Eq. 5.45}$$

Valor eficaz da corrente no indutor Boost

$$I_{Lef} = 0,732 \cdot I_{Tef} \quad \text{Eq. 5.46}$$

-A tensão inversa nos semicondutores é igual a tensão de saída:

$$V_{RRM} = V_o \quad \text{Eq. 5.47}$$

- Os núcleos dos elementos magnéticos podem ser especificados a partir do produto entre áreas da seção do núcleo e da janela definido por:

Indutor Boost

$$AeAw = \frac{L \cdot Ip_k \cdot I_{Lef} \cdot 10^4}{Kw \cdot Bm \cdot Jm} \quad \text{Eq. 5.48}$$

Transformador LIT

$$AeAw = \frac{1322 \cdot Po}{Kw \cdot Kp \cdot Bm \cdot Jm \cdot fs} \quad \text{Eq. 5.49}$$

Onde:

$Kw$  = coeficiente de utilização da janela

$Kp$  = coeficiente de ocupação do primário = 0,30

$Jm$  = Densidade máxima de corrente

$Bm$  = Densidade máxima de fluxo

$Ae$  = Área da seção transversal do núcleo

$Aw$  = Área da janela

Número total de espiras no indutor boost:

$$N = \frac{L \cdot Ip_k \cdot 10^4}{Bm \cdot Ae} \quad \text{Eq. 5.50}$$

Número de espiras num transformador TIL

-Número total de espiras no enrolamento secundário:

$$W_T = \frac{(1 - D_{MAX}) \cdot V_o \cdot 10^4}{\beta \cdot fs \cdot Bm \cdot Ae} \quad \text{Eq. 5.51}$$

- Número de espiras no enrolamento primário:

$$W_b = 0.155 \cdot W_T \quad \text{Eq. 5.52}$$

- Número de espiras no enrolamento secundário inferior:

$$W_a = 0.423 \cdot W_T \quad \text{Eq. 5.53}$$

Os elementos do filtro LC de entrada podem ser determinados com auxílio da referência [21].

### 5.5.1. EXEMPLO DE PROJETO

Usando os seguintes dados:

$$V_{LL} = 220 \text{ V} \quad (60 \text{ Hz})$$

$$V_o = 400 \text{ V}$$

$$P_o = 6000 \text{ W} \quad \eta = 0,9 \quad f_s = 26000 \text{ Hz}$$

Assim:

$$\beta = 1,81 \quad \overline{I_o} = 0,20 \quad D_{\max} = 0,3$$

$$L = 37,6 \mu\text{H} \quad I_o = 15 \text{ A}$$

$$\overline{I_{Tef}} = 1,7 \quad \overline{I_{Sef}} = 0,9 \quad \overline{I_{Sm}} = 0,45 \quad \overline{I_{Def}} = 1,45$$

$$I_{Tef} = 25,5 \text{ A} \quad I_{Sef} = 13,5 \text{ A}$$

$$I_{Sm} = 6,75 \text{ A} \quad I_{Def} = 21,75 \text{ A}$$

$$I_{Lef} = 18,6 \text{ A} \quad I_{pk} = 54,5 \text{ A}$$

Assim, com os elementos disponíveis no laboratório foram selecionados os seguintes semicondutores:

Diodos da Ponte retificadora = MUR1550.

Diodo de saída = 2 x MUR1550.

Interrupção principal = 2 x IRGPC50U (IGBT).

Número de espiras do indutor boost para um núcleo THORTON E65/29 IP6:

$$N = 7 \text{ espiras}$$

O número de espiras dos enrolamentos do transformador TIL usando um núcleo THORTON E65/36 IP6, são:

$$W_T = 45 \quad W_a = 19 \quad W_b = 7 \quad W_c = 26$$

### 5.5 VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA

A seguir são mostrados os resultados por simulação numérica realizado para o conversor, com os seguintes dados:

$$V_{LL} = 220 \text{ V de linha } 60 \text{ Hz}$$

$$V_O = 400 \text{ V CC } \pm 5 \text{ volt}$$

$$P_O = 6000 \text{ W}$$

$$f_s = 26000 \text{ Hz}$$

$$L = 37,5 \mu\text{H}$$

$$C_o = 790 \mu\text{F}$$

$$D = 0,28$$

As Fig. 5.20, 5.21 e 5.22, mostram o comportamento da corrente no indutor Boost e da corrente de linha filtrada (na simulação considera-se a filtragem ideal). Os resultados obtidos se ajustam ao estudo analítico e ao comportamento esperado.

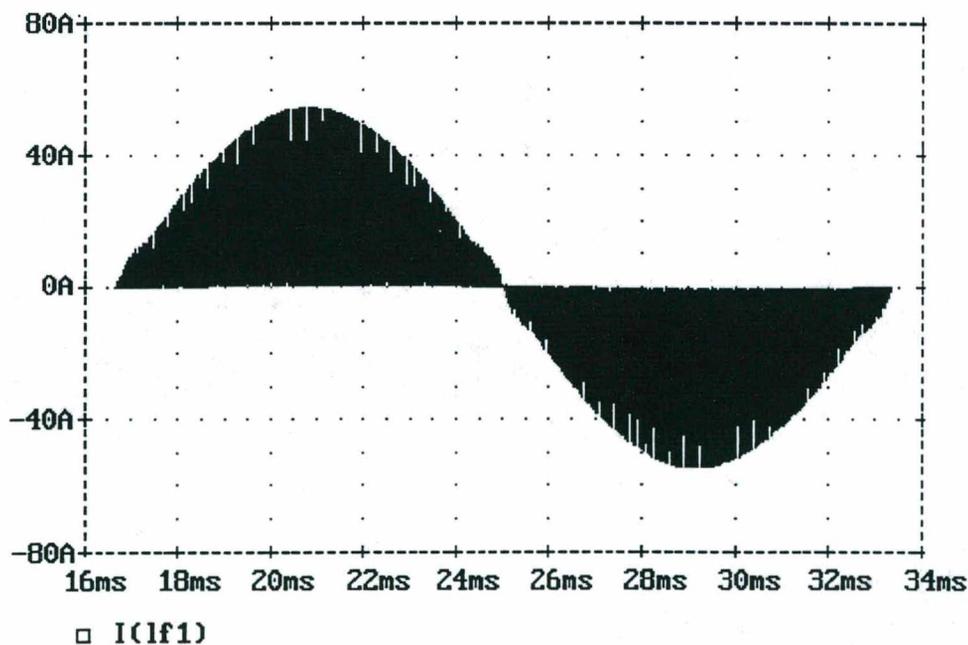


Fig. 5.20. Corrente num indutor Boost.

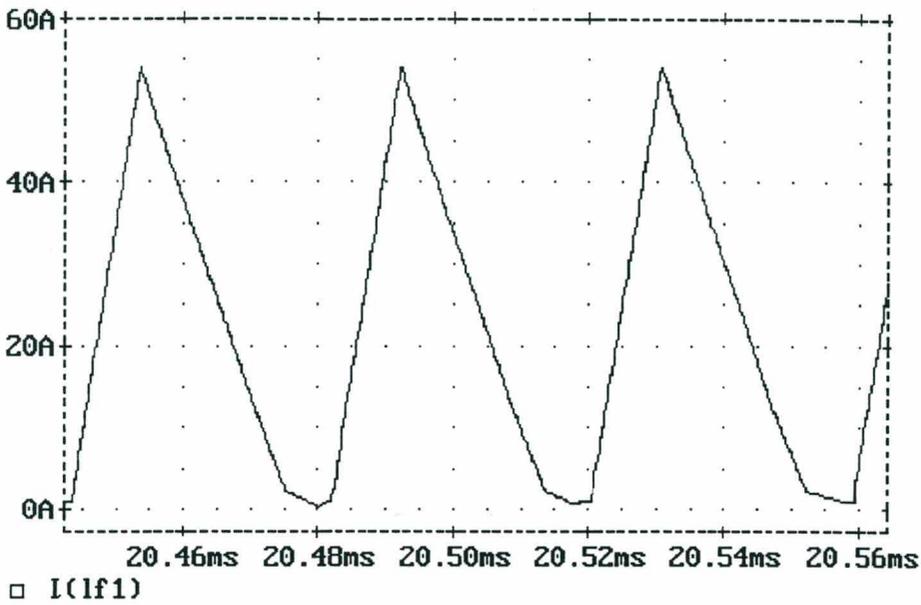


Fig. 5.21. Detalhe da corrente no indutor Boost

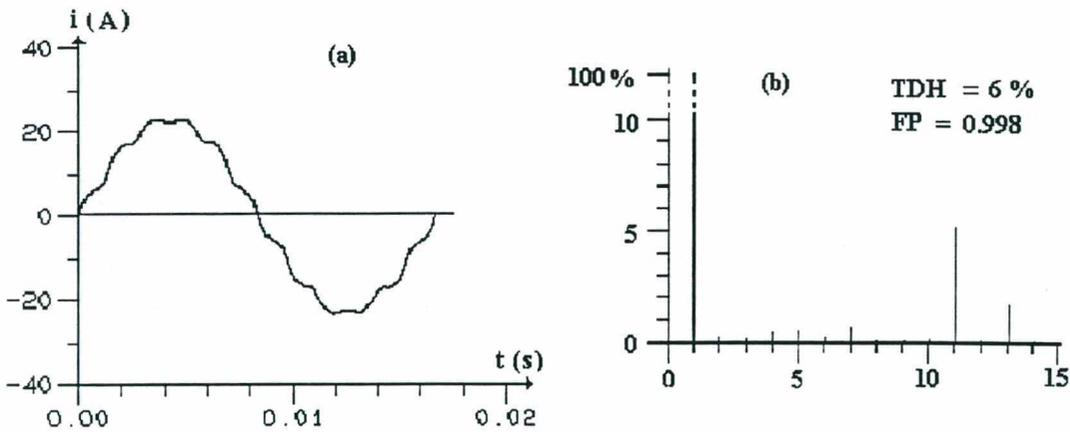


Fig. 5.22. (a) Corrente de linha filtrada, (b) conteúdo de frequências harmônicas

## 5.6. CONCLUSÕES

Foi apresentada uma metodologia de projeto simples para a seleção dos componentes.

O estudo por simulação verifica que o estudo analítico desenvolvido oferece uma excelente representação do comportamento da estrutura.

O comportamento da estrutura mostra uma importante redução do conteúdo de harmônicas da corrente de linha. São mantidas as harmônicas características da retificação de 12 pulsos, 11ª, 13ª, mas com baixa amplitude e esforços de tensão reduzidos.

Comprova-se a presença de correntes de alta frequência nos elementos magnéticos.

## **CAPÍTULO 6**

### **ESTUDO ANALÍTICO DE UM NOVO CIRCUITO PASSIVO DE COMUTAÇÃO SUAVE DO TIPO ZVS NO BLOQUEIO, MCD, “SNUBBER” REGENERATIVO**

## 6.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de auxílio à comutação do tipo ZVS passiva de forma a obter-se uma redução nas perdas durante o bloqueio de um interruptor IGBT. O uso de uma técnica de comutação suave surge dos inconvenientes apresentados na implementação experimental inicialmente usando-se técnicas ZVT ativas, [22], [23], [24].

Na literatura apresentam-se soluções ativas para se obter comutação suave do tipo ZCS ou ZCT [6], [25] e [26], melhores adaptadas para os interruptores IGBT, no entanto é necessário um outro interruptor (IGBT ou MOSFET) adicional de forma a ajudar no processo da comutação. Isto torna complexo o circuito de comando e reduz a confiabilidade do sistema.

Outro enfoque para o desvio da energia da comutação é o uso de circuitos passivos, para sua dissipação em resistências ou regeneração para a fonte ou circuito de saída do conversor [27]. Geralmente são chamados de “Snubbers”, dissipativos ou não.

Neste capítulo explora-se, para o conversor “Boost” MCD PWM, uma solução inédita que permite desviar a energia da comutação para a carga sem o uso de interruptores auxiliares, solução perfeitamente extensível a outros conversores. A operação pode ser de forma a não mudar a característica externa do conversor, ou seja um simples “snubber”, ou, pode se projetar para permitir uma maior circulação de energia no circuito auxiliar compartilhando assim a energia processada, junto ao interruptor principal.

Para atingir o objetivo, o interruptor principal é submetido a um pico de corrente, no instante da entrada em condução, permitindo a armazenagem da energia que será desviada para a saída, após do bloqueio do interruptor. Devido a este

esforço adicional de corrente, o interruptor melhor adaptado para este trabalho é o IGBT, embora com um adequado dimensionamento e projeto da estrutura seja possível usar um MOSFET. São apresentados ábacos para facilitar o projeto e resultados obtidos por simulação numérica.

## 6.2. CIRCUITO PROPOSTO

A Fig. 6.1 mostra o esquema com os componentes adicionais necessários para transferir energia da entrada para a saída com mínimas perdas de comutação no interruptor de um circuito Boost MCD. O circuito utiliza um ramo LrCr que constitui um estágio de armazenagem de energia com elevada impedância (esforço de corrente reduzido) e um estágio de transferência de energia com mínima impedância (elevado capacitor) que permita atenuar o crescimento da tensão durante o bloqueio.

O circuito “Boost” básico é acrescido de dois capacitores, um indutor auxiliar e três diodos. Pelo diodo Dr circula somente a corrente no circuito ressonante, a

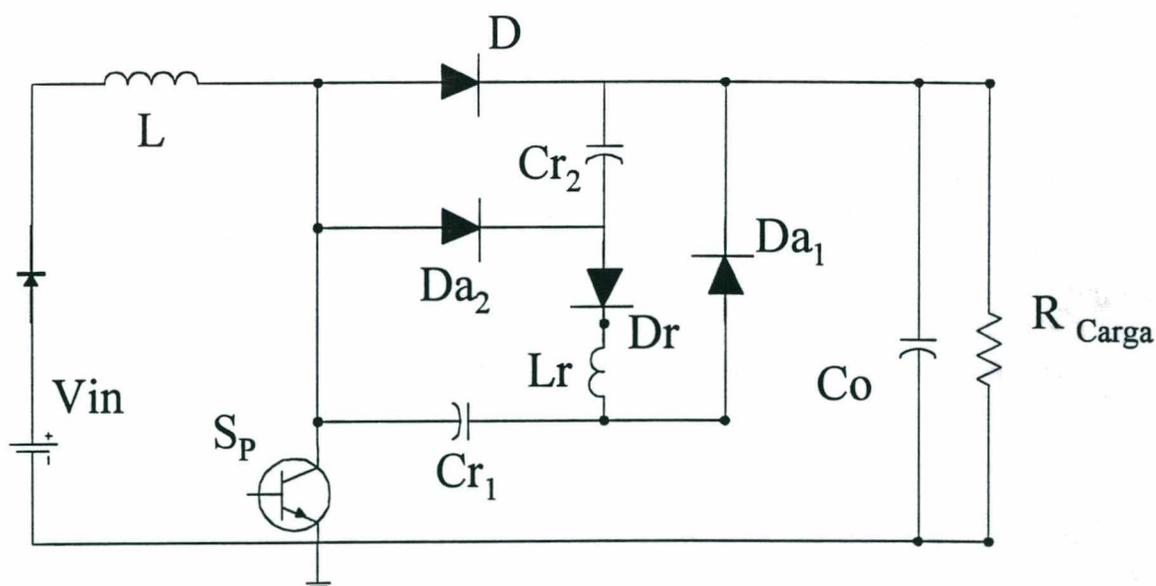


Fig. 6.1 Circuito de comutação suave ZVS.

energia é armazenada em ( $C_{r1}$  e  $C_{r2}$ ), a corrente de Transferência Capacitiva de Energia (TCE) circula por  $Da_1$  e  $Da_2$  e a corrente na Transferência Indutiva da Energia (TIE) circula por  $D$ .

### 6.3 ETAPAS DE OPERAÇÃO

São consideradas as seguintes condições:

- O capacitor de saída é suficientemente grande para manter a tensão de saída  $V_o$  constante durante o período de comutação.
- O indutor de entrada  $L$  é suficientemente grande de forma a garantir circulação de corrente durante o ciclo de transferência capacitiva.
- A fonte de alimentação é unidirecional.
- Admitem-se como ideais os elementos ativos e passivos.

#### Etapa 1 : (Fig. 6.2 )

Ao fechar  $S_P$ , a corrente em  $L$  cresce linearmente até que a razão cíclica seja atendida. No circuito de saída tem-se um circuito ressonante  $L_r$ - $C_r$ - $V_o$  que eleva a tensão nos capacitores auxiliares para  $2 \cdot V_o$ . Como as capacitâncias são iguais, ao final do meio ciclo ressonante a tensão sobre cada capacitância será igual a  $V_o$ .

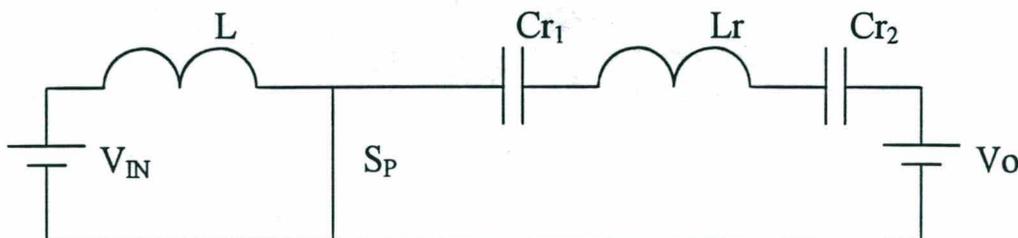


Fig. 6.2 Estágio de armazenagem de energia.

Etapa 2: (Fig. 6.3 )

Ao final de um semiciclo ressonante, o diodo  $D_r$  bloqueia e os capacitores permanecem carregados até que o interruptor  $S_p$  seja bloqueado. A corrente no indutor  $L$  continua a crescer até o bloqueio de  $S_p$ .

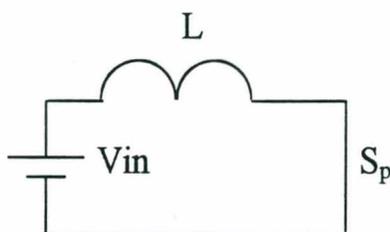


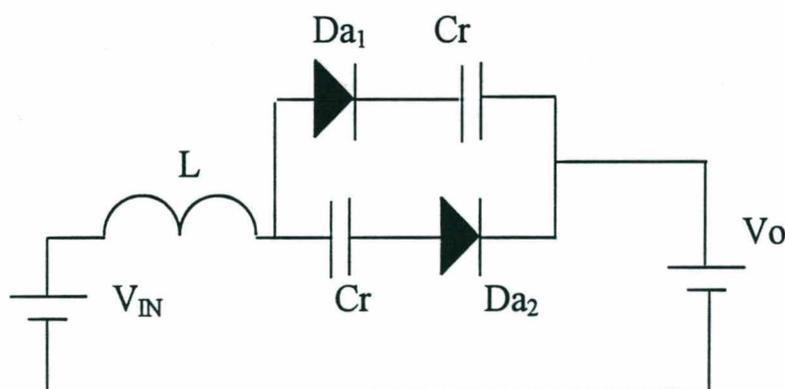
Fig. 6.3 Estágio de armazenagem de energia no indutor Boost

Etapa 3: (Fig. 6.4 )

Quando  $S_p$  é bloqueado os diodos auxiliares conduzem, descarregando linearmente os capacitores auxiliares pela carga, transferindo a energia da fonte para a carga até a tensão nos capacitores anular-se.

Etapa 4: (Fig. 6.5 )

Quando a tensão nos terminais dos capacitores anula, o diodo  $D$  entra em condução e os diodos auxiliares são bloqueados. A energia é transferida da fonte para a carga, e a corrente no indutor de entrada decai linearmente.

Fig. 6.4 Estágio de transferencia capacitiva de energia. (Descarga linear em  $Cr$ )

As tensões nos capacitores auxiliares permanecem nulas até o interruptor voltar a conduzir.

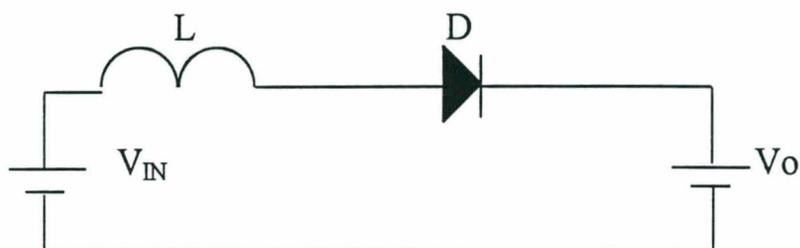


Fig. 6.5 Estágio de transferência indutiva de energia (Descarga linear de L)

#### Etapa 5:

Quando a corrente no indutor de entrada L se anula, o diodo D é bloqueado, a carga é alimentada pelo capacitor de saída e a tensão nos capacitores mantém-se em zero até  $S_P$  reiniciar o ciclo. [Vale lembrar que a fonte é unidirecional logo não há caminho para os capacitores carregarem-se até  $2 \cdot (V_o - V_{in})$ ].

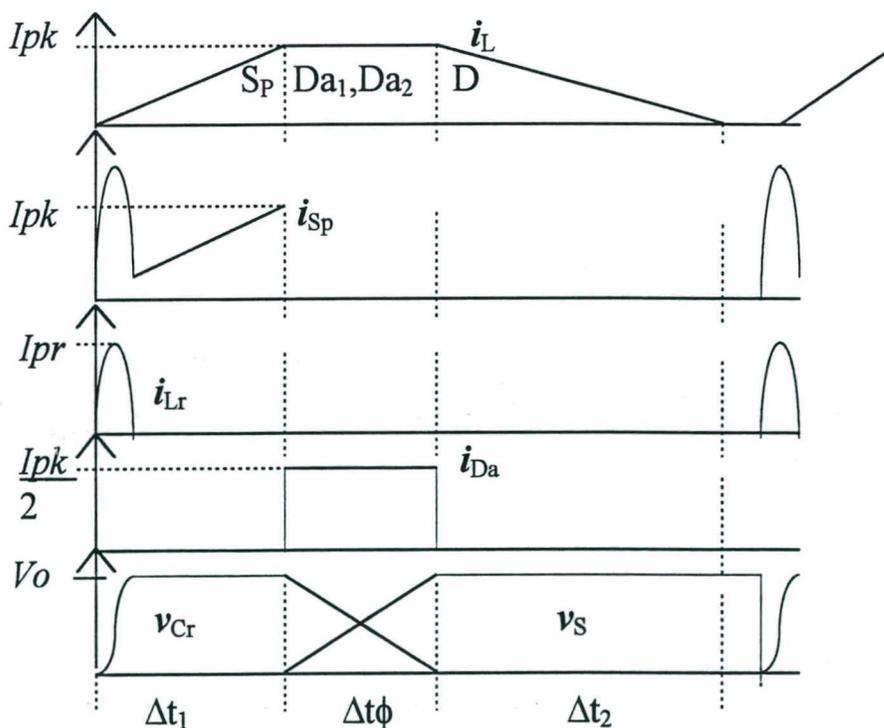


Fig. 6.6 Formas de onda típicas

## 6.4 ESTUDO ANALÍTICO

### Etapa 1

Neste etapa valem as relações:

$$v_{C_T} = (v_{C_{r_1}} + v_{C_{r_2}}) = V_o(1 + \cos \omega t) \quad \text{Eq. 6.1}$$

$$i_{L_r} = \frac{V_o}{Z_{o_S}} \text{sen } \omega t \quad \text{Eq. 6.2}$$

$$v_{C_{r_1}} = \frac{V_o}{C_{r_1} + C_{r_2}} C_{r_2}(1 + \cos \omega t) \quad \text{Eq. 6.3}$$

$$Z_{o_S} = \sqrt{\frac{L_r}{C_T}} \quad \text{Eq. 6.4}$$

Onde,  $Z_{o_S}$  é a impedância característica do circuito ressonante incluindo os dois capacitores em serie:  $C_T = 0,5 C_{r_2}$  representa o grupo de capacitores em serie para  $C_{r_1} = C_{r_2}$ . No final deste estágio a tensão nos capacitores será igual à tensão de saída e manter-se-á assim até que  $S_p$  seja bloqueado.

### Etapa 2

A corrente no indutor “Boost” continua a crescer linearmente. A Eq. 6.5 inclui o primeiro estágio;

$$i_L = \frac{V_{IN}}{L} t \quad \text{Eq. 6.5}$$

No final deste estágio a corrente no indutor atinge:

$$I_{pk} = \frac{V_{IN}}{L} \Delta t_1 \quad \text{Eq. 6.6}$$

### Etapa 3

As equações que descrevem este estágio são Eq. 6.7 e Eq. 6.8.

$$v_{Cr} = (V_o - V_{IN}) \cdot \cos(\omega t) + V_{IN} - I_{pk} \cdot Z_{Op} \cdot \sin(\omega t) \quad \text{Eq. 6.7}$$

$$i_L = \left( \frac{V_{IN} - V_o}{Z_{Op}} \right) \cdot \sin(\omega t) - I_{pk} \cdot \cos(\omega t) \quad \text{Eq. 6.8}$$

Onde,  $Z_{Op}$  é a impedância característica do circuito LC formado pelo indutor “Boost” e os dois capacitores auxiliares em paralelo;  $I_L$  é o valor de pico da corrente ao final do primeiro estágio. Admitindo-se as hipótese preestabelecidas a corrente constante nos capacitores, durante a comutação é constante. Portanto a duração deste estágio é definida por:

$$\Delta t\phi = \frac{V_o}{I_{pk}} \cdot 2 \cdot Cr \quad \text{Eq. 6.9}$$

#### Etapa 4

Deste estágio tem-se:

$$\Delta t_2 = \frac{I_{pk}}{V_o - V_{IN}} \cdot L \quad \text{Eq. 6.10}$$

### **6.5 CARACTERÍSTICA EXTERNA E ÁBACOS PARA O PROJETO**

A potência total drenada da fonte é definida por:

$$P_o = \left( \frac{I_{pk}^2 L}{2} + \frac{I_{pk}}{2} \cdot V_{IN} \cdot \Delta t_2 + I_{pk} \cdot V_{IN} \cdot \Delta t\phi \right) \cdot \frac{1}{T} \quad \text{Eq. 6.11}$$

Manipulando a equação Eq. 6.11 obtém-se a seguinte expressão para a corrente de saída:

$$I_o = \frac{V_o}{2 \cdot L \cdot fs} \cdot \left( \frac{D^2}{\beta_a \cdot (\beta_a - 1)} + \frac{4 \cdot \Psi}{\beta_a} \right) \quad \text{Eq. 6.12}$$

Onde;

$$\beta_a = \frac{V_o}{V_{IN}} \quad \text{Eq. 6.13}$$

$$\Psi = \frac{L \cdot Cr}{T^2} \quad \text{Eq. 6.14}$$

É apresentado a seguir o equacionamento dos ábacos para o projeto do novo “Snubber” regenerativo, para as seguintes variáveis:

Corrente de Saída (Normalizada):

$$I_o = \left( \frac{D^2}{\beta_a \cdot (\beta_a - 1)} + \frac{4 \cdot \Psi}{\beta_a} \right) \quad \text{Eq. 6.15}$$

Relação de tempos entre transferência capacitiva e armazenagem indutiva:

$$\overline{\Delta t} = 2 \cdot \frac{\beta_a}{D^2} \cdot \Psi \quad \text{Eq. 6.16}$$

Razão cíclica crítica:

$$D_{cr} = \frac{\beta_a - 1}{2 \cdot \beta_a} \cdot \left( 1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \Psi \cdot \beta_a^2}{\beta_a - 1}} \right) \quad \text{Eq. 6.17}$$

Relação das correntes de pico no indutor auxiliar e no indutor “Boost” de entrada:

$$\frac{\overline{I_{pr}}}{I_{pk}} = \frac{I_{pr}}{I_{pk}} = \pi \cdot \frac{\beta_a}{D} \cdot \Psi \cdot \gamma \quad \text{Eq. 6.18}$$

Onde:

$D$  = Razão cíclica ( $\Delta t_1/T$ )

$\beta_a$  = Relação de tensão =  $V_o/V_{IN}$

$\Psi$  = Constante =  $(L \cdot Cr)/(T^2)$

$L$  = indutor boost

$L_r$  = indutor auxiliar

$\gamma$  = Relação entre a frequência ressonante e a frequência de comutação  $\gamma = f_r/f_s$

$V_o$  = Tensão na saída

$V_{IN}$  = Tensão na entrada

$T$  = Período de comutação

As Fig. 6.7 até Fig. 6.9 mostram a representação gráfica das grandezas acima. As Fig. 6.7 (a) e (b) descrevem as características externas do conversor Boost MCD com o “Snubber” regenerativo, para valores de  $\Psi < 5 \cdot 10^{-3}$ , e independem do valor

adotado para os parâmetros  $L$ ,  $C_r$  e  $T$ . Para valores de  $\Psi > 5 \cdot 10^{-3}$ , o “Snubber” regenerativo modifica a característica externa típica do conversor Boost MCD, mostrando uma maior dependência dos parâmetros adotados.

## 6.6 METODOLOGIA DE PROJETO

Os elementos do conversor Boost MCD podem ser projetados utilizando-se a metodologia tradicional. Para a definição dos elementos do novo “Snubber”, aplicam-se os seguintes critérios:

- Valor da constante  $\Psi$ : Valores superiores do que  $5 \cdot 10^{-3}$  devem ser evitados para que as o “Snubber” não interfira na característica externa do conversor Boost.

- Tempo mínimo de duração, a plena carga, da etapa de crescimento da tensão no interruptor: duração da corrente de cauda no bloqueio do IGBT.

- O valor de pico da corrente no indutor auxiliar na etapa ressonante: deve ser o menor possível para não aumentar significativamente o esforço de corrente no interruptor principal.

Estabelecidos  $\Psi$ ,  $\gamma$ , pelos critérios de projeto, os valores de  $L_r$  e  $C_r$  são determinados pelos ábacos.

## 6.7 EXEMPLO DE PROJETO

Apresenta-se aqui um exemplo de projeto usando os dados da estrutura trifásica. A utilização destes dados implica na sua adaptação para o circuito equivalente monofásico que caracteriza a comutação no interruptor. Assim o valor da indutância “boost”, do circuito trifásico, é multiplicado por 1,50, a tensão de linha multiplicada por 1,25 e mantida a mesma frequência de comutação. Assim, os

dados iniciais para o projeto do “Snubber” regenerativo são:

$$V_{IN} = 275 \text{ V}$$

$$V_O = 400 \text{ V}$$

$$f_s = 27000 \text{ Hz}$$

$$L = 48 \mu\text{H}$$

$$I_p = 55 \text{ A}$$

O tempo de duração da corrente de cauda dos IGBT's disponíveis, é de aproximadamente  $0,6 \mu\text{s}$ .

Desta forma resulta:

$$\beta_\alpha = 1,45$$

Com  $\beta_\alpha$  observa-se, nos ábacos da característica externa, que a razão cíclica crítica resulta:  $D_{cr} = 0,3$ .

Usando-se o valor acima, o tempo de condução crítico é:

$$\Delta t_{ON} = 11,1 \mu\text{s}.$$

A duração da transferência de energia capacitiva pode ser definida por um valor maior que à duração do tempo da corrente de cauda do IGBT. Assim usando-se:

$$\Delta\phi = 0,8 \mu\text{s}.$$

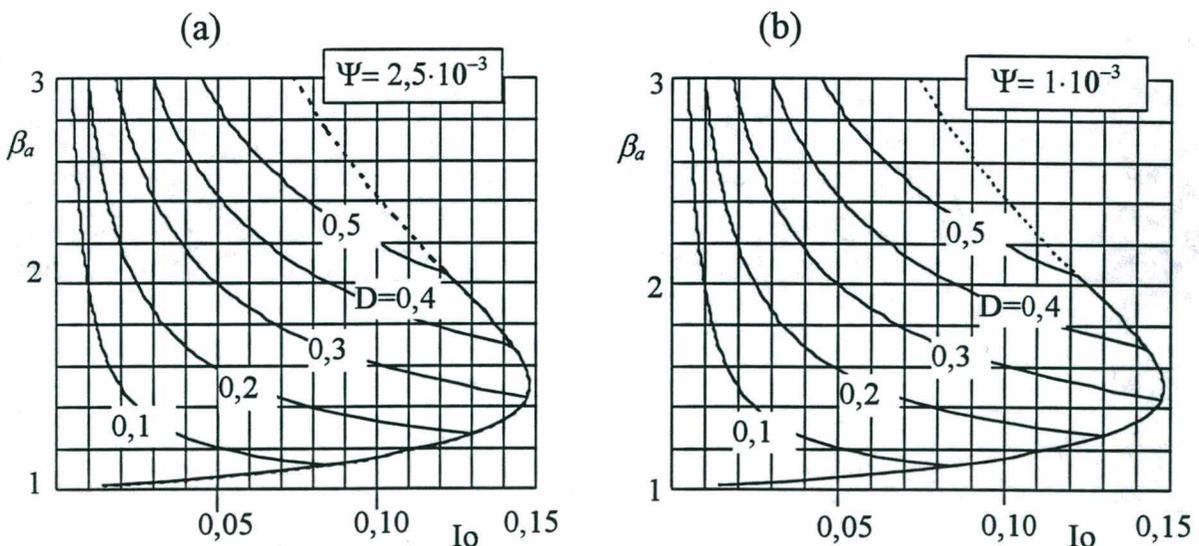


Fig. 6.7 Características externas para; (a)  $\Psi = 2,5 \cdot 10^{-3}$ , (b)  $\Psi = 1,0 \cdot 10^{-3}$

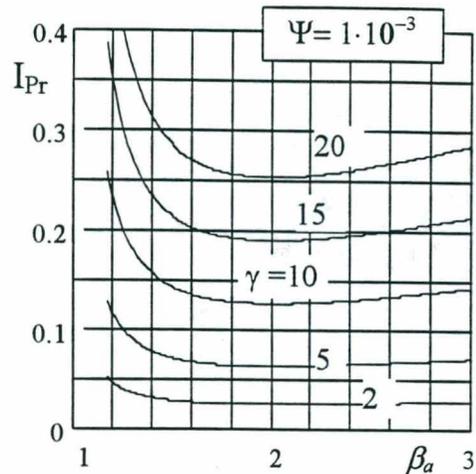
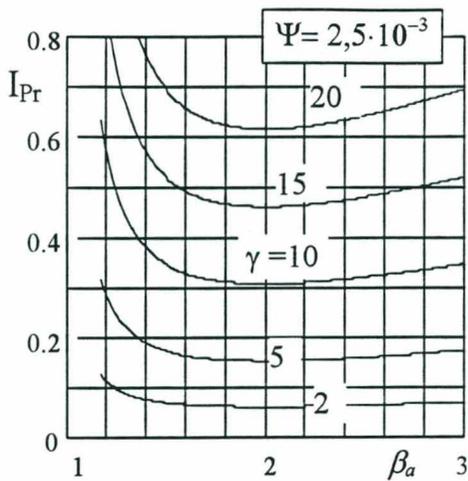


Fig. 6.8 Corrente de pico no circuito ressonante normalizada em relação a corrente de pico no indutor Boost.

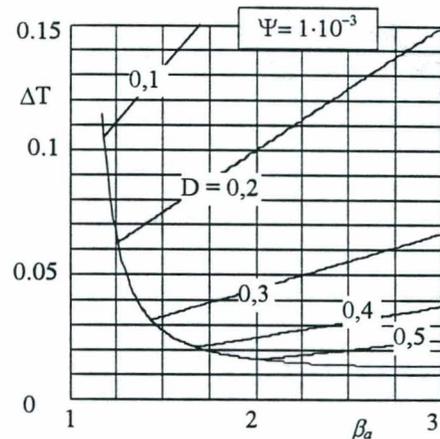
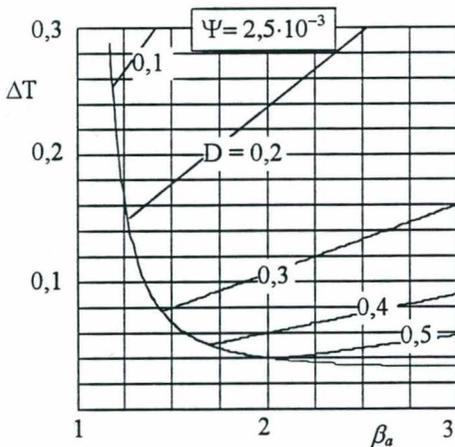


Fig. 6.9 Duração da etapa de transferência capacitiva ( $\Delta t\phi$ ) normalizada em relação ao tempo de condução do interruptor principal.

A relação de tempos entre a transferência da energia armazenada nos capacitores e o tempo de condução é igual:

$$\Delta_T = 0,07$$

Da Fig. 6.9 , com  $\beta_a$  ,  $\Delta_T$  observa-se que o ábaco mais próximo destes valores corresponde a:

$$\psi = 2,5 \cdot 10^{-3}$$

Este dado permite definir o valor dos capacitores auxiliares, pela Eq. 6.14

resultando:

$$C_r = 71 \text{ nF.}$$

O indutor do circuito ressonante é determinado pelo valor de pico máximo da corrente nele. Admitindo-se que seja igual a 30% da corrente pico no indutor “boost” observa-se na Fig. 6.8 que a relação de frequências fica próxima de 10.

Para  $\gamma = 10$  e usando um valor comercial de  $C_r = 68 \text{ nF}$  resulta  $L_r = 10 \text{ } \mu\text{H}$  a partir de:

$$L_r = \frac{I}{2 \cdot (\pi \cdot f_s \cdot \gamma)^2 \cdot C_r} \quad \text{Eq. 6.19}$$

Uma vez definidos os valores dos componentes passivos do circuito auxiliar, os diodos são especificados de forma a ter uma característica de recuperação o mais suave possível para reduzir os problemas de Interferência Eletromagnética (EMI).

## **6.8 VERIFICAÇÃO POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA:**

Com os dados acima foi feita uma simulação numérica no PSpice usando modelos do IGBT fornecidos pelo fabricante (International Rectifier). Na Fig. 6.10 são apresentados os resultados do comportamento esperado para o “Snubber” regenerativo.

A simulação foi feita inserindo-se alguns dos elementos com características reais. Observa-se portanto, que no bloqueio, a tensão no interruptor apresenta um sobre-sinal que é devido à indutância em série com o dispositivo, provocada pela fiação do medidor de corrente, que inevitavelmente existirão no protótipo experimental.

A redução das perdas no bloqueio, dependerá do comportamento final da corrente de cauda do dispositivo.

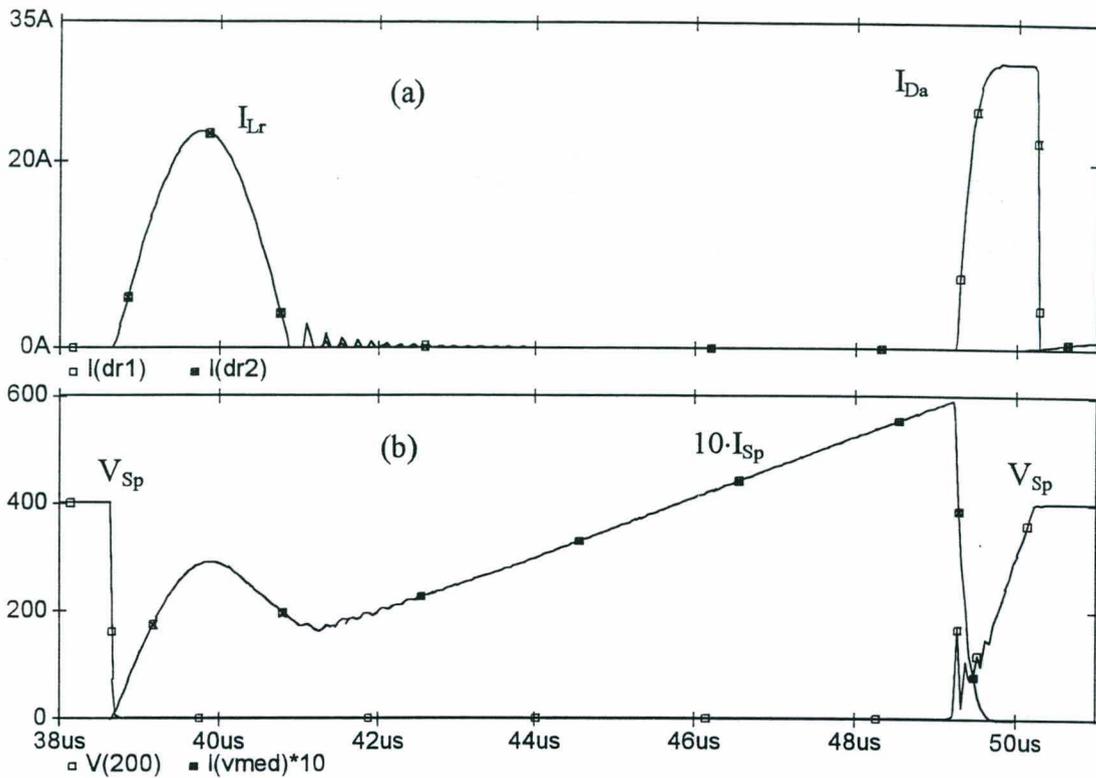


Fig. 6.10 (a) Corrente no indutor ressonante e nos diodos auxiliares  
(b) Corrente e tensão no interruptor principal.

## 6.9 CONCLUSÕES:

Apresentou-se uma solução passiva e robusta para a ajuda na comutação no interruptor do tipo ZVS.

Os resultados de simulação numérica verificam o funcionamento esperado.

Apresentou-se uma metodologia e ábacos para o projeto dos componentes passivos do “Snubber” regenerativo.

## **CAPÍTULO 7**

### **ESTUDO EXPERIMENTAL DO CIRCUITO PWM BOOST MCD COM RETIFICADOR DE 12 PULSOS USANDO O TIL.**

## 7.1 INTRODUÇÃO

Foi implementado um protótipo de laboratório para o circuito proposto com comutação PWM, de forma a comprovar o funcionamento da estrutura, reconhecer as possíveis diferenças em relação ao estudo analítico.

Neste capítulo são apresentadas as estratégias de comutação e comando usadas assim como os resultados obtidos com protótipos experimentais.

Os resultados apresentados foram registrados com voltímetros e amperímetros classe 0,5% YOKOGAWA e Multímetros digitais e Osciloscópios de memória Tektronix.

## 7.2 ESTRATÉGIA DE COMANDO E AJUSTES DE LABORATÓRIO

Na implementação foram utilizados os dados do exemplo de projeto (5.4.1.).

$$V_{in} = 220 \text{ v} \quad f_{REDE} = 60 \text{ Hz}$$

$$V_o = 400 \text{ v} \quad P_o = 6000 \text{ w}$$

$$f_s = 26000 \text{ Hz}$$

$$\text{Indutor Boost, } L = 24 \text{ } \mu\text{H} \quad \text{Capacitor da saída, } C_o = 3200 \text{ } \mu\text{F}$$

O valor do indutor boost foi reduzido de 37 $\mu$ H, valor teórico, para 24 $\mu$ H, de maneira a incorporar a dispersão própria do transformador (8 $\mu$ H medida no circuito real).

### 7.2.1 RESULTADOS COM COMUTAÇÃO ZVT, CIRCUITO AUXILIAR ATIVO

Inicialmente, para o comando do interruptor principal, usou-se o circuito clássico com auxílio do CI 3524 e comutação simples. Contudo, devido às elevadas perdas de comutação do IGBT, acrescentou-se um circuito auxiliar de comutação

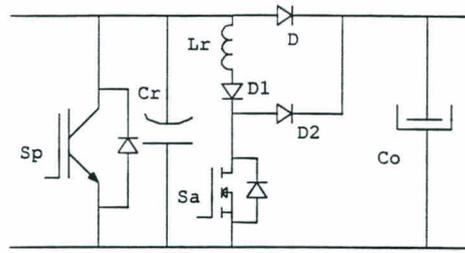


Fig. 7.1 Circuito de saída com comutação suave ativa.

suave ZVT (Zero Voltage Transition), proposto inicialmente na referência [22]. O circuito de potência modificado é apresentado na Fig. 7.1. No circuito de comando foi acrescentado, junto ao CI 3524, um circuito de retardo com portas lógicas para gerar os pulsos principal e auxiliar, conforme ao apresentado na Fig. 7.2.

A função do circuito de comutação suave é permitir a entrada em condução sob tensão nula do interruptor principal (Sp) (IGBT), e impor que a tensão no bloqueio apresente uma taxa de crescimento com menor inclinação, de forma a reduzir os inconvenientes provocados por a corrente de cauda, do IGBT.

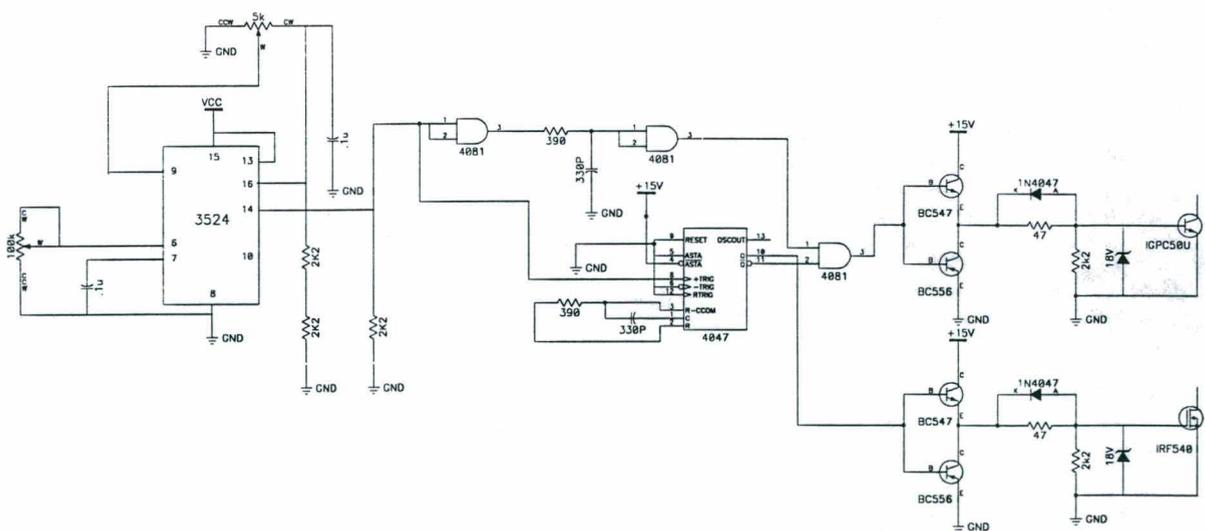


Fig. 7.2 Circuito de comando para a comutação suave ativa.

Os componentes  $L_r$  e  $C_r$  foram ajustados por simulação numérica para se obter um pico de corrente igual a corrente média da saída (15 A) e com duração correspondente a 10% do período de comutação do interruptor principal (4  $\mu$ s).

Adotou-se:  $L_r = 14 \mu\text{H}$   $C_r = 68 \text{nF}$

Nas Fig. 7.3 até Fig. 7.5. são apresentados os resultados experimentais para  $V_o = 400 \text{ V}$  e  $P_o = 4,8 \text{ kW}$  na saída.

## 7.2.2 ANÁLISES DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS, CIRCUITO

### ATIVO

A Fig. 7.4 mostra como o circuito de comutação suave permite uma entrada em condução com tensão nula e uma reduzida taxa de crescimento da tensão no bloqueio. Contudo, uma parcela da corrente de cauda de  $S_p$  provoca perdas no bloqueio do IGBT.

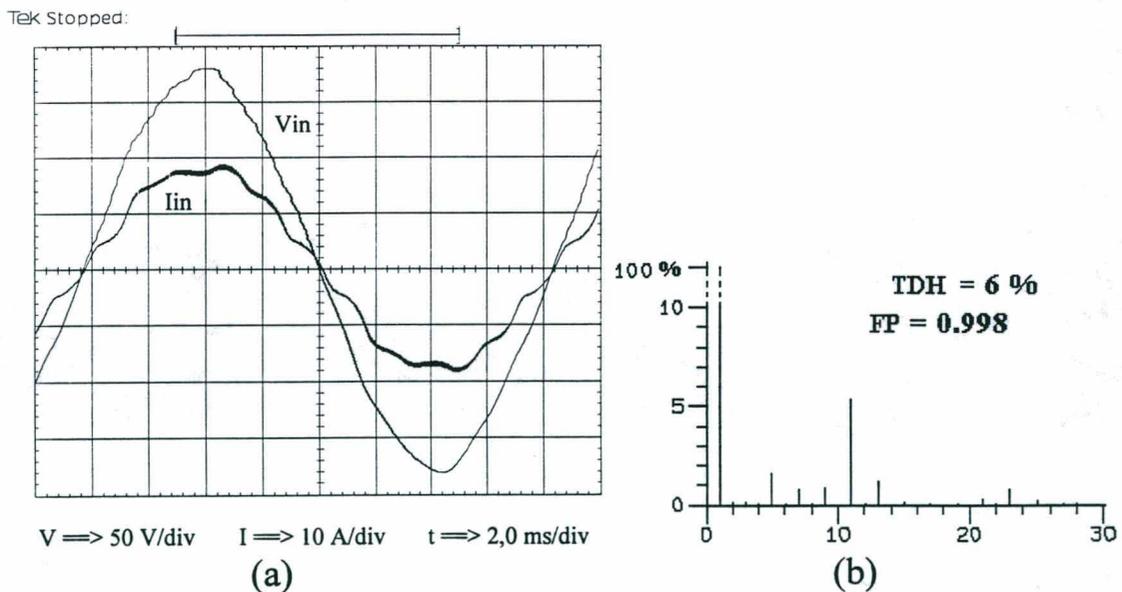


Fig. 7.3 (a) Corrente de linha e tensão de fase na rede. (b) Componentes harmônicas da corrente de linha.

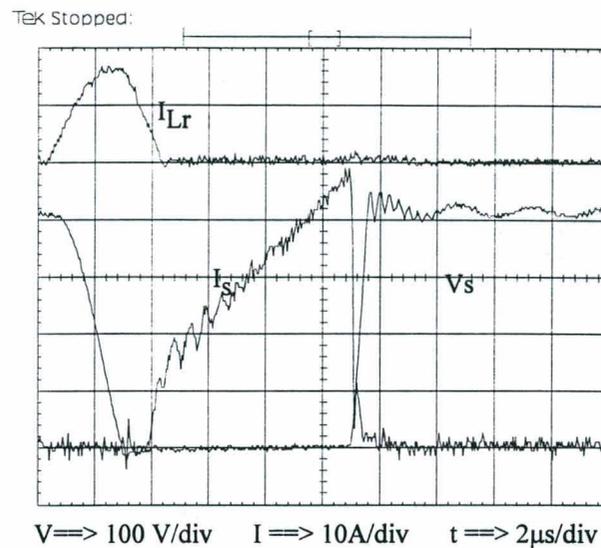


Fig. 7.4 Corrente no indutor auxiliar ( $I_{Lr}$ ), corrente e tensão no interruptor principal ( $I_s$ ), ( $V_s$ ).

Os resultados mostram uma redução importante na distorção da corrente, Fig. 7.3, verificando-se em primeira instância que o objetivo, de redução de harmônicas na corrente de linha foi atingido sem maiores problemas. A Fig. 7.5 mostra que a corrente nos elementos magnéticos é basicamente de alta frequência. Para os níveis de corrente e o tipo dos interruptores usados, a técnica de comutação suave adotada não se mostrou a mais adequada. Devido ao sobre-dimensionamento que requer o circuito auxiliar.

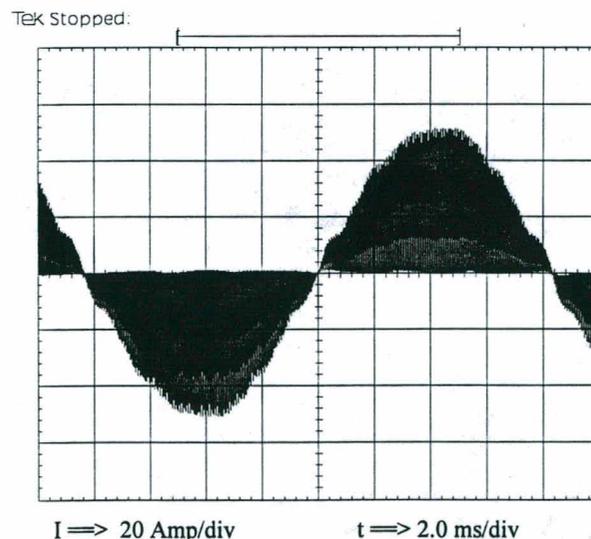


Fig. 7.5 Corrente no indutor boost.

O elevado esforço de corrente no circuito auxiliar, o faz dissipar uma parcela de potência significativa. Sendo assim, partiu-se para outra estratégia de comutação suave, com circuitos passivos, mas eficientes e confiáveis.

### 7.2.3 COMUTAÇÃO ZVT CIRCUITO PASSIVO:

A técnica mais adequada para comutação dos IGBT é a ZCT ou ZCS [6]. Porém, a maioria das técnicas habitualmente relatadas na literatura [6], [23], [25] e [26], aproveitam-se de um circuito auxiliar ativo de auxílio à comutação o qual deve suportar picos de corrente correspondentes a uma parcela importante da corrente de pico no interruptor principal. Mas, visto que os níveis de corrente em MCD são elevados (55-65 A neste caso), o circuito auxiliar processa níveis de energia muito elevados, ficando muito frágil. Portanto torna-se conveniente uma solução passiva que tenha maior robustez e confiabilidade, além de manter a simplicidade do conversor elevador em modo de condução descontínua. A Fig. 6.5 mostra uma solução passiva inédita, simples e robusta, originalmente apresentada neste trabalho, que permite manter a comutação ZVS no bloqueio, para o circuito “Boost” MCD. A distribuição dos elementos passivos e semicondutores auxiliares, mantém os esforços de tensão nos semicondutores iguais à tensão de saída (desconsiderando o ruído gerado durante o processo de recuperação dos diodos). No Capítulo 6 foi apresentado um breve estudo analítico, em conjunto com alguns ábacos para facilitar o projeto.

Deve-se ter um cuidado especial com os diodos auxiliares uma vez que o bloqueio é realizado sob  $di/dt$  muito elevados.

Os valores usados no protótipo foram:

$$L_r = 10 \mu\text{H} \quad C_{r1} = C_{r2} = 68 \text{ nF}$$

Diodos auxiliares = APT15D100

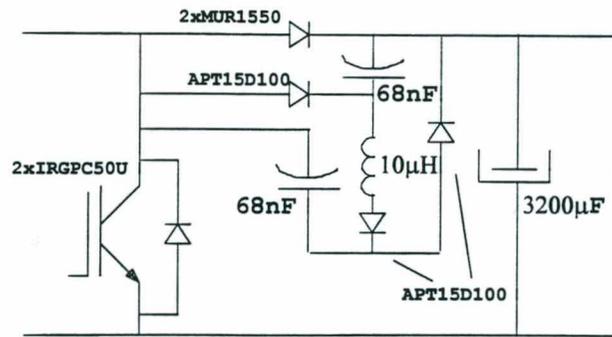
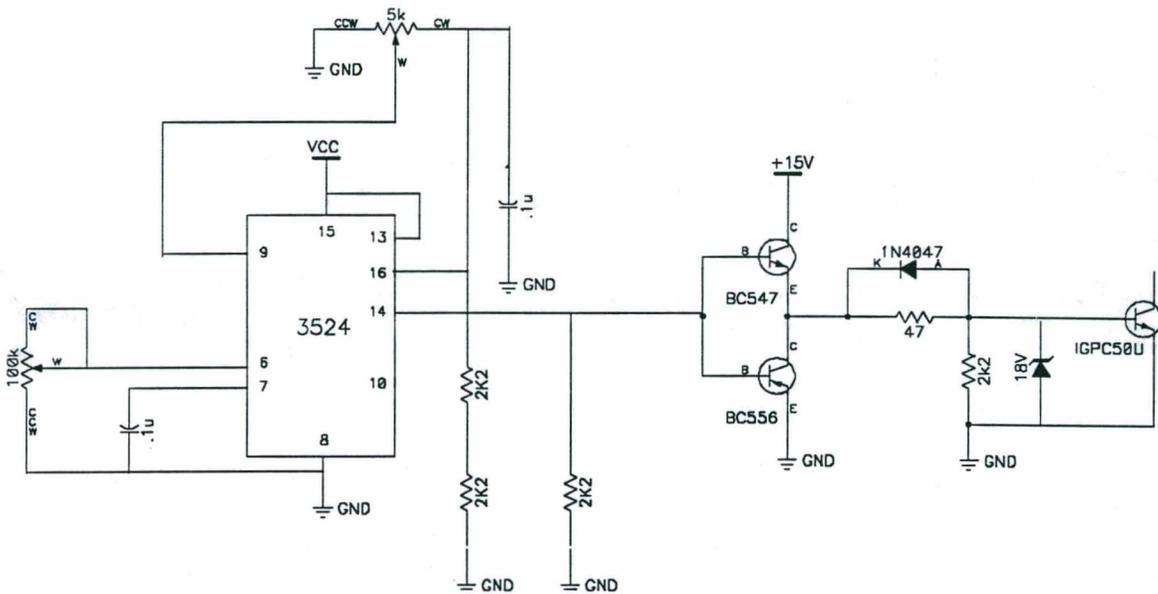


Fig. 7.6 Circuito de saída com comutação suave passiva.

Fig. 7.7 Circuito de comando do interruptor  $S_p$ .

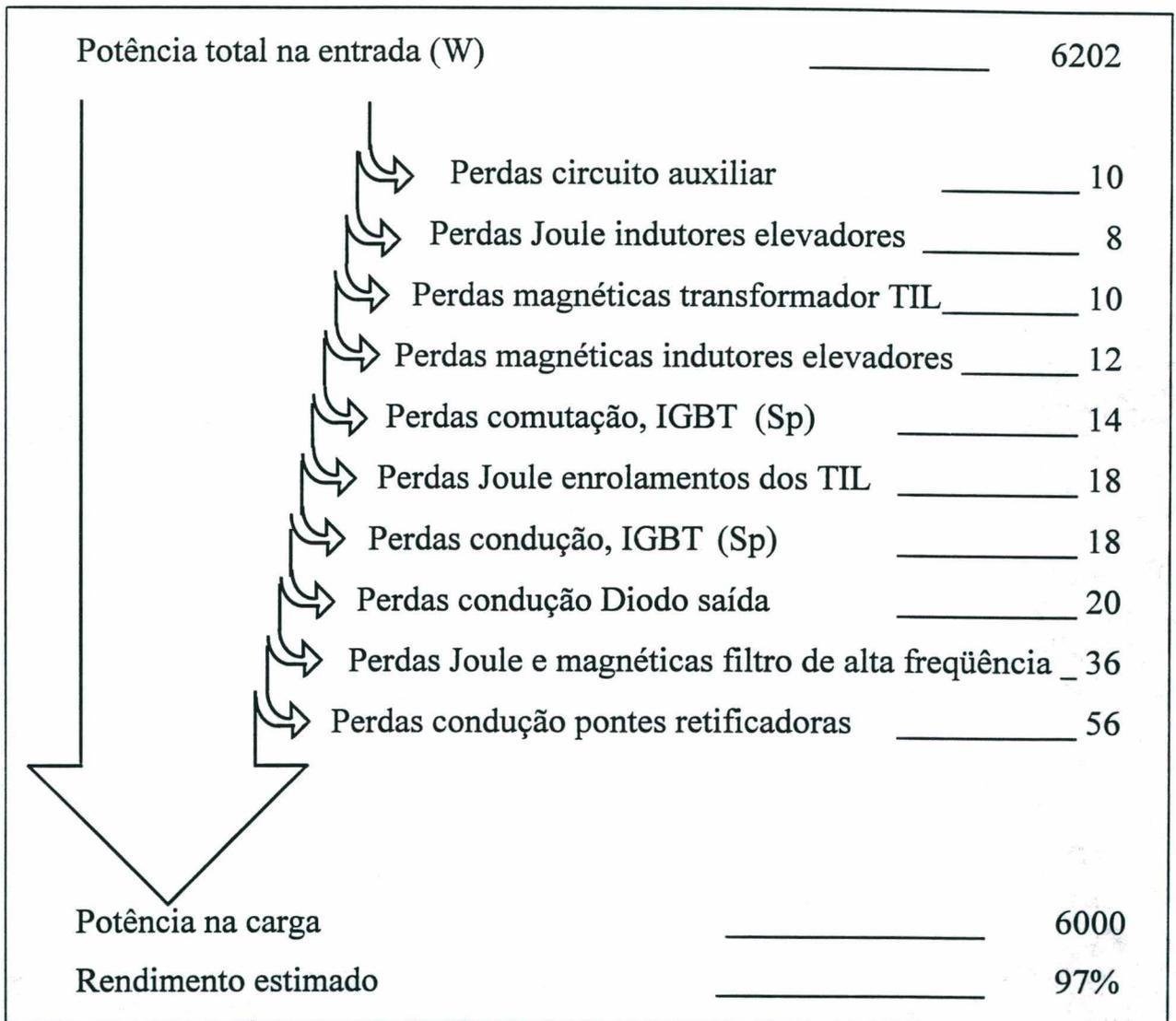
Na Fig. 7.6. é apresentado o circuito de potência, na saída, com os valores utilizados e, na Fig. 7.7, o circuito de comando e controle do interruptor  $S_p$ .

Nas Fig. 7.8 até Fig. 7.21. são apresentados resultados experimentais para  $V_o=400$  V e  $P_o=6$  kW na saída.

## 7.2.4 BALANÇO ENERGÉTICO PARA PLENA CARGA

A seguir é apresentado um diagrama com as principais fontes de perdas na estrutura completa com o “Snubber” regenerativo. Os valores apresentados foram estimados segundo os dados de projeto e dados dos fabricantes dos semicondutores usados. Neste balanço é considerado o circuito auxiliar para

comutação suave passivo. Para a solução ativa a potência dissipada no circuito auxiliar foi estimado de 30W. Sem o circuito de auxílio à comutação, as perdas de comutação no IGBT poderiam atingir 160W.



### 7.2.5 ANÁLISES DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS, CIRCUITO PASSIVO

O comportamento da corrente de linha filtrada, é mostrada nas Fig. 7.8. com sua análise harmônica, correspondendo com os resultados esperados.

A taxa de distorção de freqüências abaixo da 11ª harmônica é devida à distorção própria da rede de alimentação.

As tendências do FP e da TDH são similares as esperadas pela análise numérica, como mostrado nas Fig. 7.9 e Fig. 7.10.

Foi possível obter uma tensão de 400 V na saída com uma rede de alimentação 3 $\phi$  de 220 V de linha, com taxa de distorção harmônica de 6% , fato impossível de obter com a retificação convencional junto com o circuito “Boost” PWM MCD.

A Fig. 7.11, mostra o rendimento elevado e quase constante (95%) da estrutura para valores de carga superiores a 50% da nominal. A análise do balanço energético da estrutura, apresenta uma estimativa muito próxima do valor experimental. Diversas poderiam ser as causas da pequena diferença, dentre elas: medição, precisão e calibragem dos aparelhos de medida, perdas não consideradas (perdas nos elementos capacitivos, fiação, etc.). Nesta análise observa-se que os principais elementos de perdas são: as pontes retificadoras, o filtro de alta freqüência, interruptor principal, o TIL, os indutores elevadores, o diodo de saída e o circuito de comutação suave, nesta ordem de importância.

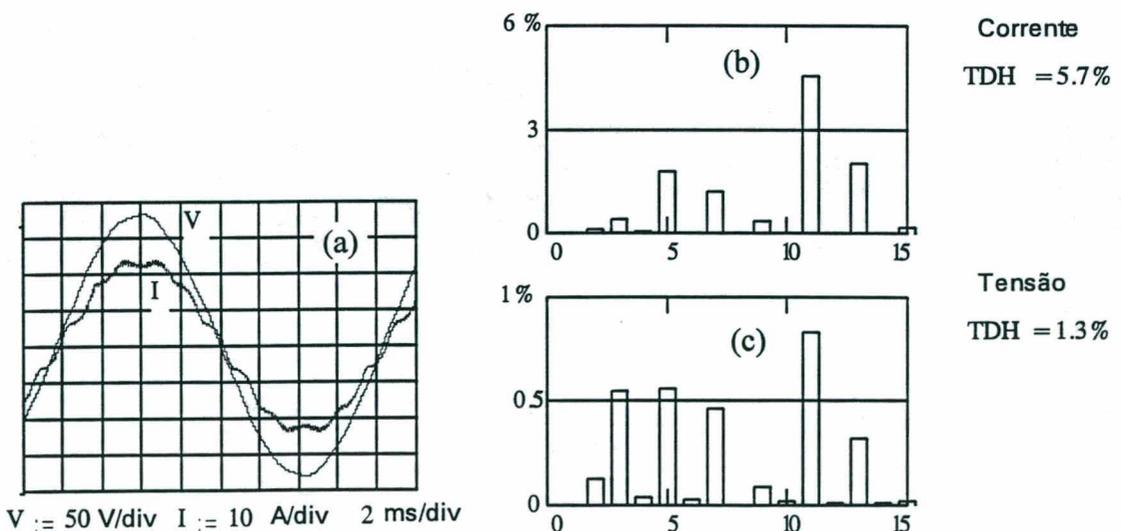


Fig. 7.8 (a) Corrente de linha e tensão de fase, para plena carga, análise harmônica da corrente (b) e tensão (c)

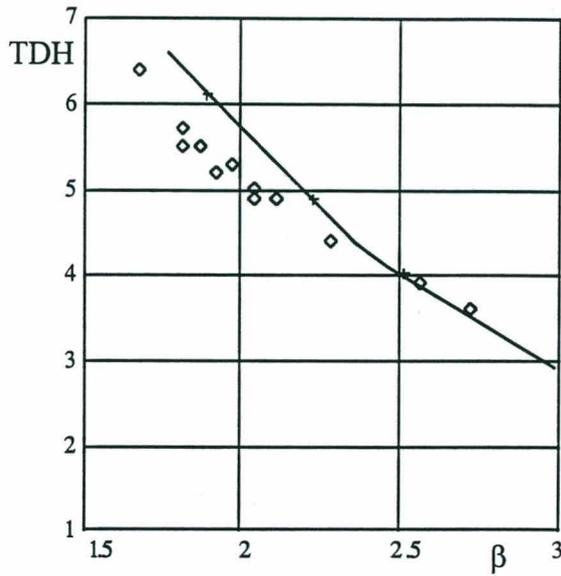


Fig. 7.9 Taxa de Distorção Harmônica.

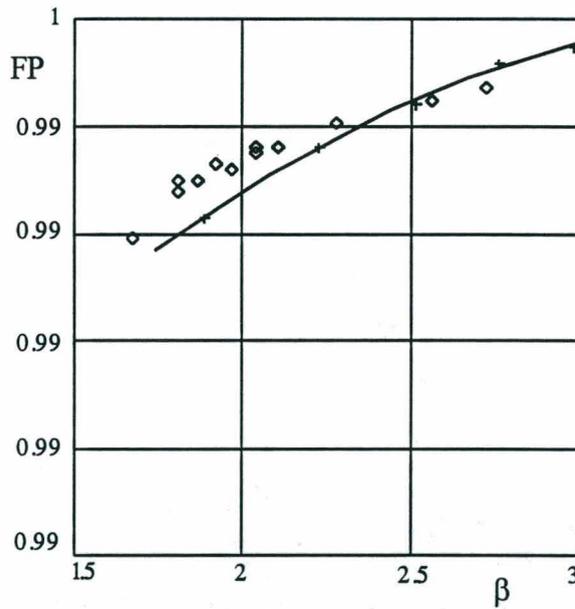


Fig. 7.10 Fator de Potência

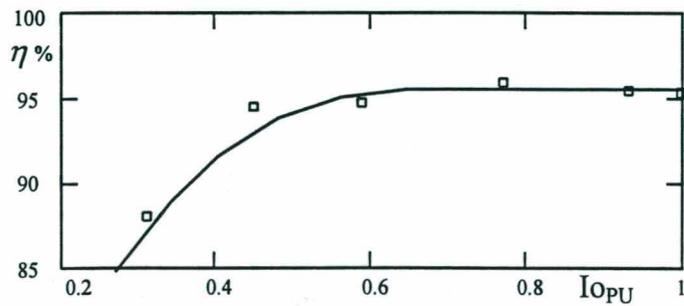
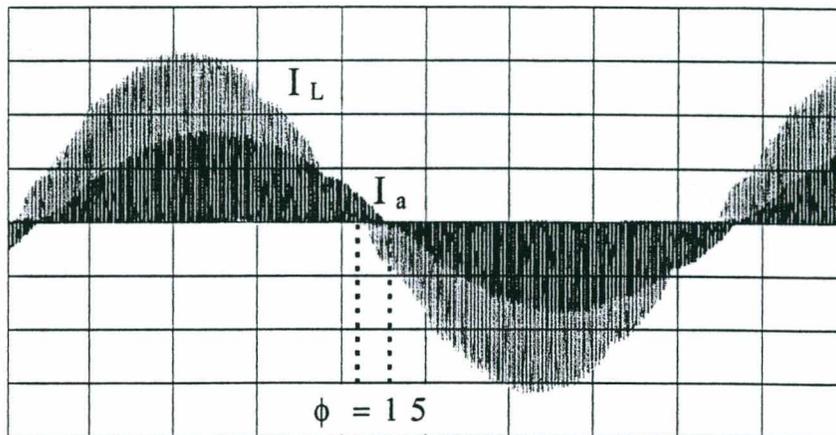


Fig. 7.11 Eficiência.



$I = 20 \text{ A/div.}$   $2 \text{ ms/div.}$

Fig. 7.12 Corrente na entrada ( $I_L$ ) e na saída ( $I_a$ ) do TIL.

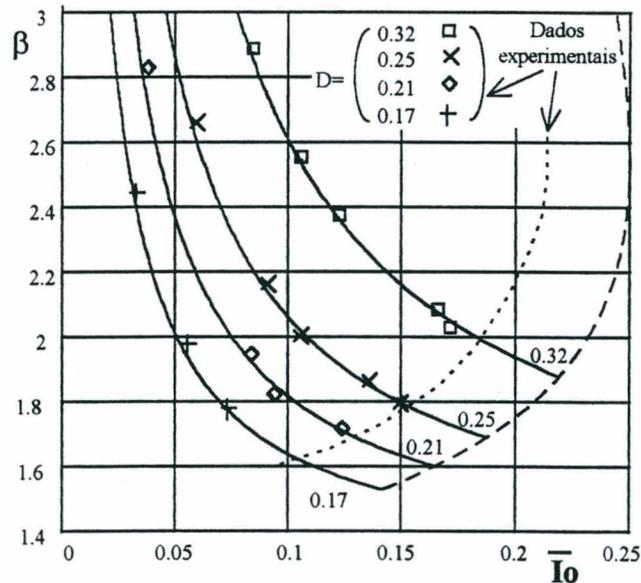


Fig. 7.13 Característica externa normalizada: traço contínuo refere-se à curva teórica, as marcas +, x,  $\diamond$  e  $\square$  são dados experimentais.

A Fig. 7.12, mostra o resultado da corrente, no indutor elevador e no secundário do TIL, ambos elementos magnéticos trabalhando em alta frequência.

A Fig. 7.12, mostra também o deslocamento de  $15^\circ$  provocado pelo transformador TIL, entre a corrente de entrada e a corrente de saída da conexão especial, similar ao mostrado na Fig. 2.5.

Na Fig. 7.13 verifica-se, experimentalmente, a característica externa da estrutura, apresentando-se ainda o limite prático para garantir-se condução

descontínua, que difere do limite teórico. Isto é devido à necessidade de anular a corrente magnetizante dos transformadores a cada ciclo de comutação, estágio este que é desconsiderado na análise teórica.

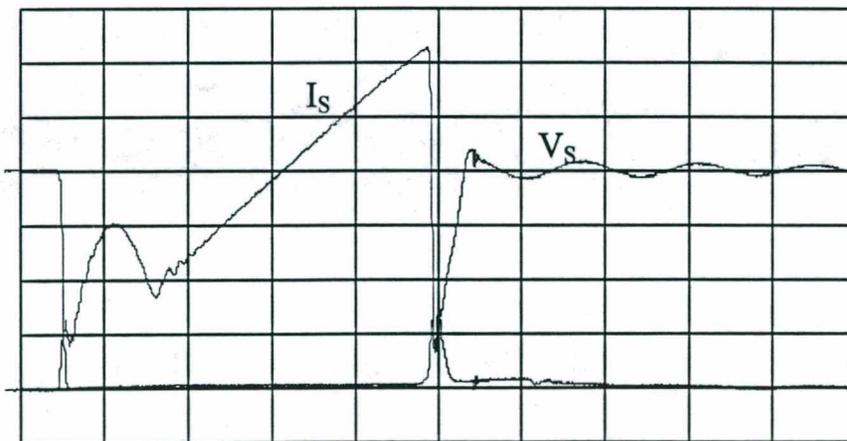
O volume total da estrutura apresentou-se baixo, se comparado com a mesma estratégia sem o circuito “Boost” PWM, sendo que os dissipadores dos dispositivos semicondutores, ocupam perto de 40% do volume total.

A Fig. 7.14 mostra que o circuito passivo ZVS proposto gera um crescimento lento de tensão no bloqueio, permitindo assim reduzir as perdas de comutação.

Há um incremento de corrente no interruptor principal devido à armazenagem de energia no circuito ressonante.

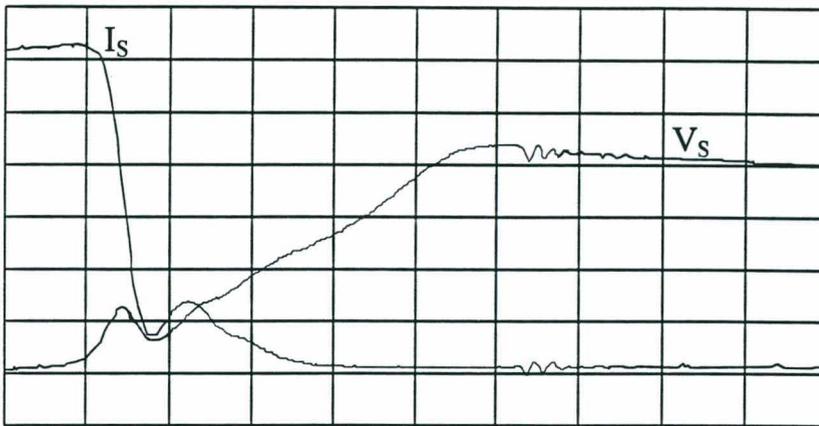
As perdas totais no circuito auxiliar passivo, são reduzidas uma vez que apresenta somente elementos reativos e semicondutores não controlados.

A Fig. 7.15 apresenta em detalhe a comutação. Observa-se que a tensão não apresenta um crescimento totalmente linear, mostrando um pico de tensão inicial. Este é devido à indutância introduzida pelo sensor de corrente utilizado. Nesta figura, pode-se verificar claramente a presença da corrente de cauda no dispositivo IGBT utilizado.



V = 100 V/div. I = 10 A/div. 2  $\mu$ s/div.

Fig. 7.14 Corrente e tensão no interruptor principal.

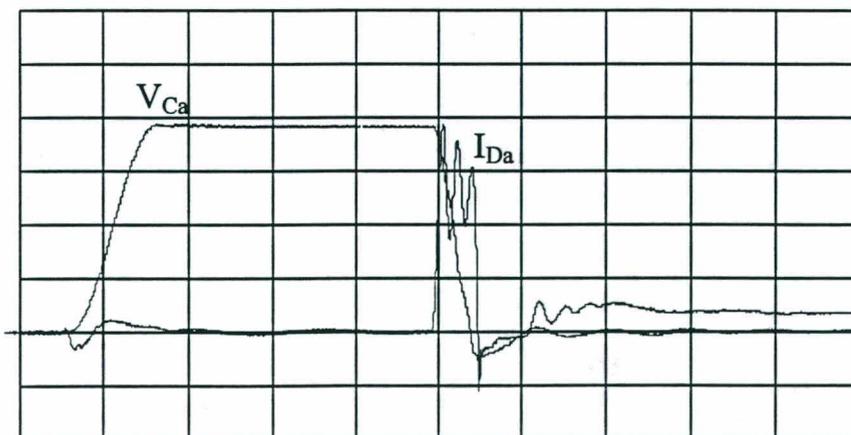


V = 100 V/div. I = 10 A/div. 0,2  $\mu$ s/div.

Fig. 7.15 Detalhe da corrente e tensão no interruptor principal durante o bloqueio.

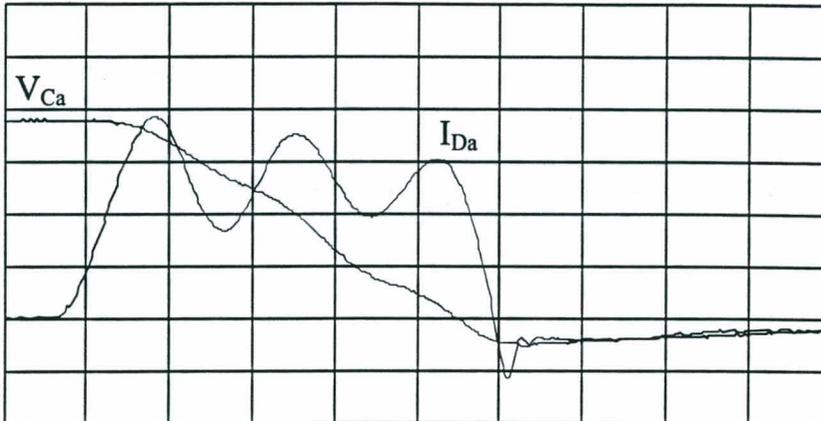
As Fig. 7.16 a 7.17 apresentam o comportamento experimental do circuito auxiliar de auxílio à comutação. Observa-se que a corrente nos diodos auxiliares não é perfeitamente constante, como indicado na análise teórica. A discrepância é devida basicamente às componentes parasitas do “Layout” e não idealidades dos componentes semicondutores.

A Fig. 7.18, mostra o comportamento da corrente no indutor auxiliar e os capacitores auxiliares.



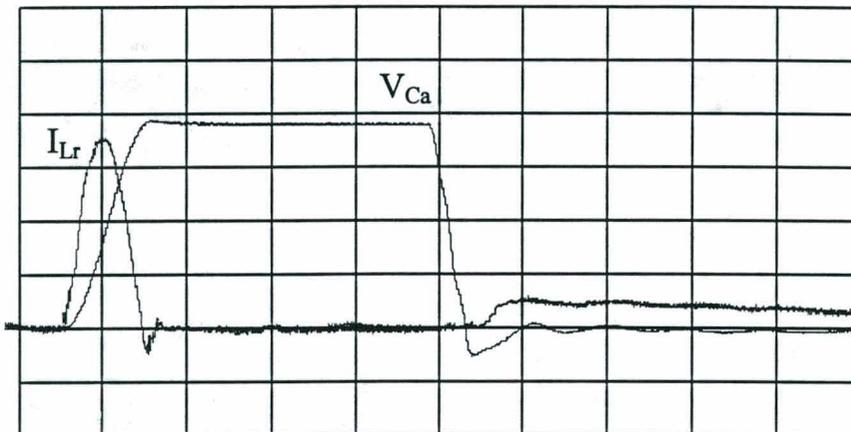
V = 100 V/div. I = 10 A/div. 2  $\mu$ s/div.

Fig. 7.16 Corrente num diodo auxiliar e tensão no capacitor auxiliar



V= 100 V/div. I= 10 A/div. 0,2  $\mu$ s/div.

Fig. 7.17 Detalhe da corrente num diodo auxiliar e a tensão no capacitor auxiliar durante a comutação.

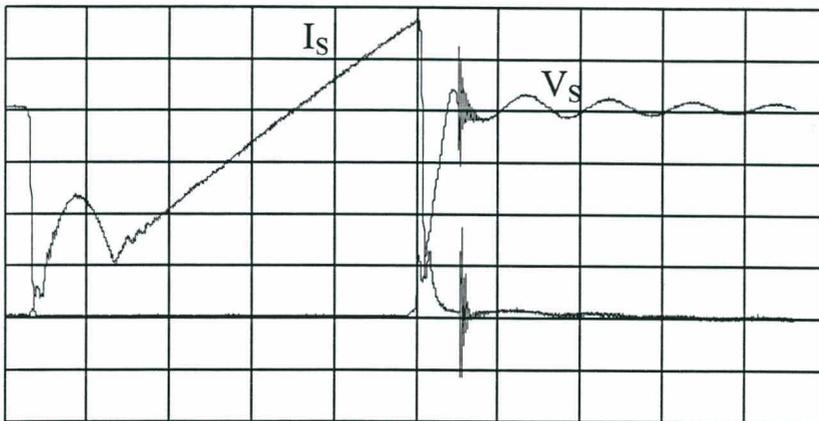


V= 100 V/div. I= 10 A/div. 2  $\mu$ s/div.

Fig. 7.18 Corrente no indutor auxiliar e tensão no capacitor auxiliar.

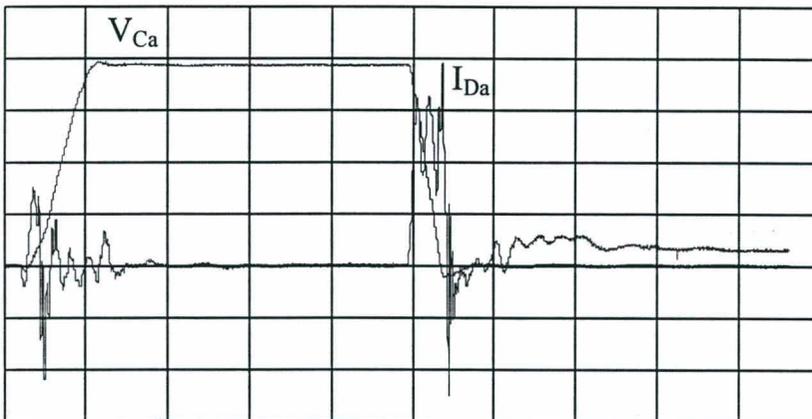
As Fig. 7.19 até Fig. 7.21 apresentam as mesmas características relatadas acima mas para diodos mais rápidos. O resultado é maior interferência eletromagnética, gerada pelo elevado  $di/dt$  devido a uma menor indutância própria do dispositivo semicondutor.

Com o circuito de comutação suave; a temperatura na cápsula dos IGBT chegou a 72 °C, após uma hora de funcionamento contínuo e sem uso de ventilação forçada. Os elementos magnéticos, com exceção dos indutores elevadores, mantiveram uma temperatura de funcionamento aceitável: 60 °C para os indutores do filtro de alta frequência e 55 °C para o TIL. Os indutores de



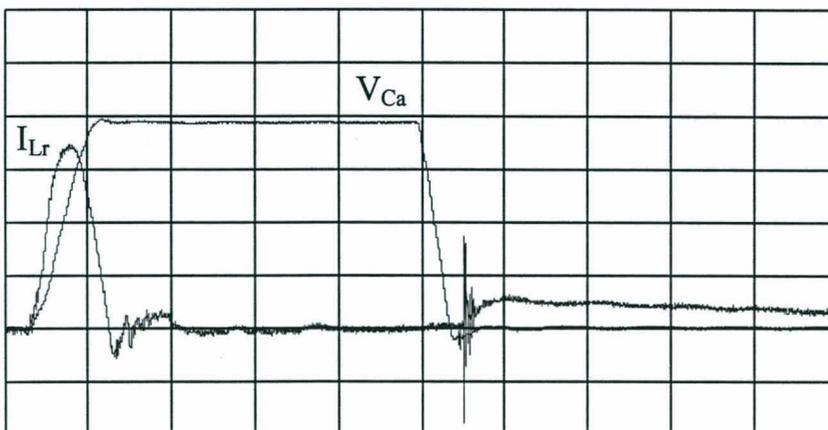
$V = 100 \text{ V/div.}$   $I = 10 \text{ A/div.}$   $2 \mu\text{s/div.}$

Fig. 7.19 Corrente e tensão no interruptor principal com diodos auxiliares MUR1550.



$V = 100 \text{ V/div.}$   $I = 10 \text{ A/div.}$   $2 \mu\text{s/div.}$

Fig. 7.20 Corrente num diodo auxiliar e tensão no capacitor auxiliar para diodos auxiliares MUR1550.



$V = 100 \text{ V/div.}$   $I = 10 \text{ A/div.}$   $2 \mu\text{s/div.}$

Fig. 7.21 Corrente no indutor auxiliar e tensão no capacitor auxiliar

elevação atingiram 90 °C, sendo que seu projeto teve que ser ajustado para reduzir esta elevação de temperatura, a temperatura ambiente foi em média 28 °C.

### 7.3 CONCLUSÕES:

Os resultados obtidos experimentalmente apresentam as características esperadas da estrutura, dentre elas: elevado fator de potência, baixa distorção harmônica, eliminação de harmônicas de baixa ordem, ajuste e regulação da tensão de saída, baixo volume, comando e controle simples, robustez e alto rendimento.

Com os componentes disponíveis no laboratório, foi possível construir um protótipo com 6 kW de potência máxima por unidade PFC usando o TIL, podendo-se facilmente colocadas em paralelo, ou utilizar elementos magnéticos maiores, para atender potências superiores, algumas dezenas de kW.

A estrutura analisada mostrou ser uma boa solução para aplicações em potências médias, como em sistemas de telecomunicação.

## **CONCLUSÕES GERAIS**

## **8. CONCLUSÕES GERAIS**

A partir dos estudos teóricos e experimentais relatados nesta tese, podemos estabelecer os seguintes comentários:

Na conversão trifásica em altas potências o TIL se apresenta como um excelente solução, robusta, com baixo volume, bloqueio natural das harmônicas de corrente de baixa ordem, baixa Taxa de Distorção Harmônica, baixa ondulação da tensão CC. Porém uma desvantagem é o fato da sua tensão de saída ser 11% menor que a obtida pela retificação trifásica simples de 6 pulsos.

Neste trabalho foi apresentada uma análise teórica e experimental do TIL, fornecendo-se ábacos que permitem um projeto simplificado e da uma visão mais global do comportamento dos circuitos usando o TIL.

Apresenta-se uma solução para fornecer tensões de saída reguláveis, como consequência da união de técnicas ativas e passivas (Boost PWM MCD e o TIL) consegue-se melhorar as características da conversão CA/CC com retificação de 12 pulsos, reduzindo volume e TDH, com excelente controlabilidade. A técnica proposta é simples e robusta.

Como consequência do estudo do circuito PWM e o uso de interruptores IGBT, gerou-se uma nova técnica passiva de auxílio à comutação do tipo ZVS, muito robusta, simples de implementar e facilmente extensível a outros conversores básicos.

Todas as análises teóricas e numéricas foram verificadas com protótipo de laboratório, com excelentes resultados, verificando-se uma alta eficiência em todas as configurações apresentadas.

Alguns problemas foram encontrados durante esta pesquisa como a falta de alguns componentes, incompatibilidade de outros, etc. O maior foi a elevada

poluição da rede local, tendo-se a necessidade de implementar filtros volumosos na tentativa por dispor de uma fonte de alimentação mais limpa.

Deste trabalho se desprende a possibilidade de aplicar o uso do TIL em conjunto a outras topologias. Assim como checar, a viabilidade de aplicação da técnica de auxílio à comutação, em outros conversores.

Como conclusões mais pontuais pode-se dizer:

a) Existe uma família de retificadores incorporando o transformador de interfase de linha (TIL).

b) O uso do TIL naturalmente elimina as harmônicas de corrente de ordem 5 e 7, independentemente da presença de indutores de filtragem ou de correção ativa com conversor boost.

c) As técnicas de correção com o emprego do conversor boost dos retificadores trifásicos convencionais pode ser estendida para o conversor com o TIL, com grandes vantagens.

d) Os modelos obtidos teoricamente foram confirmados em laboratório, podendo ser empregados na análise e no projeto de novos conversores.

e) Dispositivos semicondutores do tipo IGBT requerem circuitos auxiliares para reduzir as perdas no bloqueio.

f) Um circuito inédito, passivo e robusto, para comutação ZVS em circuitos PWM MCD é apresentado.

g) As soluções passivas, para redução de harmônicas, adaptam-se bem para potências elevadas.

h) Obtém-se rendimentos elevados, tanto para as soluções passivas como as ativas.

i) Os esforços de tensão na saída, para uma mesma TDH, são menores no circuito PWM proposto.

j) As soluções passivas requerem pequenos filtros de forma a cumprir com a norma IEEE- 519.

k) Para potências médias e baixas, a solução ativa cumpre com a norma IEEE- 519.

l) As técnicas de correção com o emprego do conversor boost junto ao TIL apresentam-se bem adaptadas para potências médias, por exemplo para sistemas de telecomunicação.

m) O limite para o uso das soluções passivas é definido principalmente pela capacidade em corrente e tensão dos elementos semicondutores não controlados. Assim, a potência poderia atingir até centenas de MVA. Já para soluções ativas o limite é imposto pelos interruptores usados e os elementos magnéticos, assim, em unidades individuais poder-se-ia atingir algumas dezenas de kVA.

## APÊNDICE

RECOMENDAÇÕES PARA AS HARMÔNICAS DA  
CORRENTE EM CIRCUITOS RETIFICADORES E  
CONVERSORES CA-CC  
EM GERAL.

## INTRODUÇÃO:

A escolha ou não do uso de filtros sintonizados para reduzir a amplitude de algumas harmônicas depende das regulamentações a cumprir. As recomendações mais usadas como referência são a IEC 555-2 para potências até 3kVA. e a IEEE Std 519-1992 para potências mais elevadas em concordância com a Tabela 1.2. Nestas recomendações são fixados os valores máximos das amplitudes das harmônicas que são drenadas da rede de alimentação.

### AS RECOMENDAÇÕES IEC 555-2 (revisão de 1990) [28]

Esta norma recomenda que equipamentos de conversão estática de energia elétrica, tenham em vista a Tabela 1.1 abaixo, que apresenta os valores máximos das componentes harmônicas da corrente de entrada (drenadas da rede), definidos para tensão (de fase) de 230V.

**Tabela 1.1 Valores máximos das Componentes Harmônicas da Corrente de entrada**

Ordem da Harmônica	Valor Limite da Corrente Relativa [ma/W]	Valor Limite da Corrente Absoluta [A]
2	1,0	0,30
3	3,6	1,08
4	0,5	0,15
5	2,0	0,60
7	1,5	0,45
9	1,0	0,30
$11 \leq n \leq 39$	$0,6 \cdot \frac{11}{n}$	$0,18 \cdot \frac{11}{n}$

## AS RECOMENDAÇÕES IEEE Std 519-1992 [29]

Esta norma recomenda que equipamentos de conversão estática de energia elétrica, tenham em vista a Tabela 1.3 abaixo, que apresenta os valores máximos das componentes harmônicas da corrente de entrada (drenadas da rede).

**Tabela 1.2 . Tipo de consumidor segundo a capacidade de curto-circuito do sistema (IEEE-Std 519-1992).**

Relação da capacidade de curto-circuito ( $I_{cc}/I_L$ ) no ponto de conexão.	Tipo de sistema
10	Sistema dedicado
20	1 ou 2 grandes consumidores.
50	Alguns poucos relativamente grandes consumidores.
100	5-20 médios consumidores.
1000	Muitos pequenos consumidores.

**Tabela 1.3 Taxa de distorção harmônica máxima em porcentagem de  $I_L$  para tensões de 120 V até 69000 V**

(Ordem das harmônicas ímpares individuais)

$(I_{cc}/I_L)$	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

## **BIBLIOGRAFIA**

**BIBLIOGRAFIA**

- [1] Jih-Sheng Lai, Don Husrt, and Tom Key "Switch-mode Power Supply Power Factor Improvement Via Harmonic Elimination Methods", Conferens Record of Power Electronics Specialist Conference, pp 415-421, Massachusetts, 1991
- [2] Ewaldo L.M. Mehl e Ivo Barbi "Estudo de um Retificador Trifásico de Baixo Custo e Fator de Potência Elevado", II-Seminario de Eletrônica de Potência, INEP, Florianópolis, 1995.
- [3] M.J. Kocher and R. Steigerwald "An AC to DC Converter With High quality input waveform", Conferens Record of Power Electronics Specialist Conference PESC'82, pp 63, pp 62-75, Massachusetts, 1982.
- [4] Rajendra N. et al., "Third-harmonic Modulated Power Electronics Interface with 3-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics", Conferences Record IEEE IAS, pp. 689-694, Texas, 1992.
- [5] Mukul R. et al., "Three-Phase Sinusoidal Current Rectifier With Zero-Current Switching", Conferens Record of Applied Power Electronics Conference, pp 718-724, Orlando, 1994.
- [6] Slobodan. Gataric, D. Boroyevich, and F. Lee. "Soft-Switched Single Switch Three-Phase Rectifier With Power Factor Correction", Record IEEE APEC'94, pp 738-744, Orlando, 1994.
- [7] I. Barbi, et al., "A Low Cost High Power Factor Three-Phase Diode Rectifier With Capacitive Load", Conference Record of Applied Power Electronics Conference, pp 745-751, Orlando, 1994
- [8] Clemens Niermann, "New rectifier circuits with low mains pollution and additional low cost inverter for energy recovery", EPE'89 pp. 1131-1136.
- [9] A.R. Prasad, P.D. Ziogas, S. Manias "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers", PESC'89 Records, pp.58-65., Milwaukee, 1989.
- [10] Johannes Schaefer Rectifier Circuits Capitulo 5. John Wiley & Sons, USA, 1965.

- [11] Raoul Mascarin. Redresseurs Industriels a Semiconducteurs Editions EYROLLES, Paris, 1973
- [12] Werther A. Vervloet. Eletrônica Industrial Capitulo 9. Editora LTC. Rio de Janeiro, 1978.
- [13] Cyril W. Lander. Eletrônica Industrial Teoria e Aplicações Capitulo 2. Mac.Graw-Hill. São Paulo, 1988
- [14] R.G. Schienman, T Khuwatsamrit "A-C Line Currente Variation On A Theree-Phase PWM Drive With A-C Line Impedance" IEEE-IAS-90, pp 1067-1072., Seattle, 1990.
- [15] C. Muñoz and I. Barbi "A New Approach To The Three-Phase Power Factor Passive Correction Using The Line Inter-Phase Transformer" COBEP'95, USP.,. Procedings III Brazilian Power Electronic Conference. pp 315-319., São Paulo, Brazil. Decembro 95
- [16] R.Pintado Rico. "Filtros pasivos y activos" Electronica y Automática Industriales, Tomo I, Serie Mundo Electrónico. 1981.
- [17] C. Muñoz and I. Barbi, "A Comparative Analisis Between two Propoused Use of the Line Interphase Transformer in 12 pulse Threephase rectifier." CIEP'96 Procedings of Power Electronic International Conferece 1996, pp 212-216., Cuernavaca, México. 1996.
- [18] C. Muñoz and I. Barbi "A New High Power Factor Three-Phase Diode Rectifier" IECON'95. Procedings Industrial Electronics Conference 1995. pp 451-456. Orlando FL. USA. November 95
- [19] Carlos Muñoz and Ivo Barbi "Uma Nova Estratégia Para A Correção Do Fator De Potência Em Retificadores Trifásicos, Usando O Transformador De Inter-Fase De Linha (TIL)" SEP'95 II Seminário de Eletrônica de Potência, INEP, pp 98-104, Florianópolis - SC. 1995.
- [20] Kwang Hwa Lui, Yung-Lin "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous Mode Boost Converter", IEEE PESC RECORD, 1989, pp. 825-829, Milwaukee, 1989.

- [21] Ivo Barbi and A. F. de Sousa " Curso: Correção do fator de potência em fontes de alimentação", Publicação interna, INEP, Julho 1993.
- [22] G. Hua, F.C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters", Conference Record IEEE PESC'93, pp 538-543, Seattle, 1993.
- [23] K. Wuang, G. Hua, F. C. Lee, "Analysis, design and experimental results of ZVT-PWM boost converters", Records IEEE IPEC, 1995, pp 1197-1202.
- [24] C. Duarte and I. Barbi. "A Family of ZVS-PWM Active-Clamping DC to DC Converters: Synthesis, Analysis, and Experimentation", Proceedings INTELEC'95, pp. 502-509. 1995
- [25] G. Hua, F. C. Lee, "Soft-Switching techniques in PWM Converters", Records IEEE IECON'93, pp 637-643. Hawaii, 1993.
- [26] C. Canesin and I. Barbi, "Comparison of experimental losses among six different topologies for a 1.6kW boost converter, using IGBT's", Record IEEE PESC'95, pp. 1265-1271. Bavemo, Italy, 1995.
- [27] M Domb, R. Redl, N. Sokal, "Nondissipative Turn-Off Snubber Alleviates Switching Power Dissipation, Second-Breakdown stress and Vce Overshoot" Records IEEE PESC, 1982, pp 445-454.
- [28] International Electrotechnical Commission. Rdisturbances in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipament - Part 2: Harmonics. Publicação IEC 555-2 Emenda N<sup>o</sup> 2, 1990.
- [29] Electrical and Electronics Engineers IEEE. Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems Std 519-1992. New York, USA, April 12, 1993.