

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

CONVERSORES CA-CC DE 12KW COM
ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA
UTILIZANDO AUTOTRANSFORMADOR
COM CONEXÃO DIFERENCIAL DE
MÚLTIPLOS PULSOS

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

FALCONDES JOSÉ MENDES DE SEIXAS

Florianópolis, Outubro de 2001.

CONVERSORES CA-CC DE 12 KW COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO AUTOTRANSFORMADOR COM CONEXÃO DIFERENCIAL DE MÚLTIPLOS PULSOS

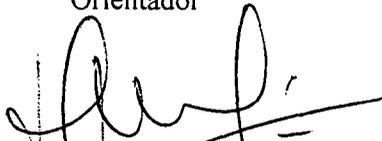
Falcondes José Mendes de Seixas

‘Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Sistemas de Energia (Eletrônica de Potência)*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade

Federal de Santa Catarina.’



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

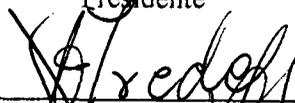


Prof. Edson Roberto De Pieri, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

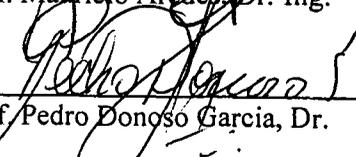
Banca Examinadora:



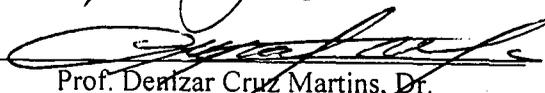
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Presidente



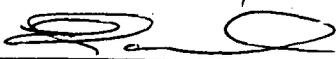
Prof. Márcio Aragão, Dr. Ing.



Prof. Pedro Donoso Garcia, Dr.



Prof. Dentzar Cruz Martins, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

A Deus

*À minha esposa Helena
À minha filha Amanda
e aquele que está chegando*

*A meus pais José e Daisy
A meus irmãos Elder Paulo,
Marcos Antônio, Claudiner e Flor de Liz*

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi, pela orientação sincera, segura e objetiva e pelo acompanhamento concedido durante a realização deste trabalho. Agradeço ainda pelos ensinamentos, pela amizade cultivada e pela honra de ter recebido sua orientação.

Aos professores Maurício Aredes, Pedro Donoso Garcia, Denizar Cruz Martins, Enio Valmor Kassick e Ivo Barbi, membros da banca examinadora, que muito contribuíram através das correções, sugestões e discussões, enriquecendo o conteúdo deste trabalho.

A todos os professores do INEP pela amizade e disponibilidade.

Aos técnicos Luis Marcellius Coelho e Antonio Luis Pacheco pela amizade, atenção e inestimável ajuda.

Às secretárias Patrícia Shmitt e Dulcemar Borges pelo carinho, atenção e presteza com que sempre me atenderam.

Aos colegas Grover Torrico Bascopé, Yales Rômulo Novaes e José Augusto da Matta Guedes, companheiros de sala, com quem sempre compartilhei os mais diversos assuntos e que sempre souberam me ouvir.

Aos amigos Grover e René Torrico Bascopé, pela sincera amizade e confiança familiar que se desenvolveu durante o intenso trabalho e também nos momentos de lazer.

A todos os colegas do INEP que convivi durante esta árdua, porém empolgante jornada, que com certeza contribuíram - e muito - para a vitória de mais esta etapa de minha vida. Um carinho especial aos *desportistas do INEP*, que souberam tornar muitas tardes mais descontraídas, mesmo sem futebol num gostoso bate-papo regado a cerveja.

À minha família, que sempre unida e caminhando em harmonia, deu força, incentivo e apoio incondicional. Sobretudo a meus pais que foram meus primeiros mestres.

A meu irmão Claudiner, grande incentivador e companheiro durante todo o tempo.

À minha querida esposa, companheira de todas as horas, e à minha filha Amanda, pelos fins de semana e feriados de renúncia em favor deste trabalho. Pelo carinho, pela dedicação, pelo incentivo e, principalmente, pelo amor.

Aos colegas do Departamento de Engenharia Elétrica de Ilha Solteira, pelo incentivo e confiança que sempre depositaram.

À administração do INEP e à UFSC pelos recursos financeiros que custearam a divulgação de vários artigos em eventos nacionais e internacionais.

À UNESP e à CAPES por viabilizarem a realização deste trabalho.

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

CONVERSORES CA-CC DE 12KW COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO AUTOTRANSFORMADOR COM CONEXÃO DIFERENCIAL DE MÚLTIPLOS PULSOS

Falcondes José Mendes de Seixas

Outubro/2001

Orientador: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Área de Concentração: Sistemas de Energia (Eletrônica de Potência).

Palavras-chave: autotransformador, conexão diferencial, fator de potência, distorção harmônica, múltiplos pulsos, conversor, retificador.

Número de Páginas: 218.

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo comparativo de diversas topologias de conversores CA-CC trifásicos de múltiplos pulsos, baseados nas conexões diferenciais de autotransformadores. Esta técnica de retificação trifásica apresenta as vantagens do baixo conteúdo harmônico de corrente na rede e do reduzido “kVA” processado pelo autotransformador. Uma atenção especial é dada às conexões Y-diferenciais de 12 e de 18 pulsos que são generalizadas através de uma expressão algébrica única que descreve toda a família dos conversores desta natureza, para quaisquer valores de tensão de entrada e de saída. Dentre estes conversores, a topologia Y-diferencial de 18 pulsos é escolhida para estudo detalhado da distorção harmônica de corrente na rede de alimentação, além do projeto e da implementação de um protótipo de 12kW. Com o protótipo do estágio CA-CC em operação, diversas técnicas de conversores CC-CC são analisadas para promover a regulação da tensão de saída e a conexão de carga única para as três saídas retificadas. Uma topologia não isolada, composta de três conversores *boost* e com circuitos reguladores de corrente, é projetada e experimentada para a mesma potência de 12kW. Finalmente, para obter o isolamento em alta frequência, muitas topologias CC-CC, adicionais ou em substituição aos conversores *boost* implementados, são analisadas. A topologia composta de três conversores *full-bridge* alimentados em tensão é então projetada e implementada para garantir o isolamento elétrico entre a carga e a rede de alimentação. Além disso, a conexão série dos enrolamentos secundários dos transformadores garantiu o equilíbrio das correntes retificadas, sem a necessidade dos reguladores eletrônicos utilizados no conversor anterior.

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

12KW HIGH POWER FACTOR AC-DC CONVERTERS USING AUTOTRANSFORMER WITH MULTIPULSE DIFFERENTIAL CONNECTION

Falcondes José Mendes de Seixas

October / 2001

Advisor: Ivo Barbi, Dr. Ing.

Area of Concentration: Energy Systems (Power Electronics).

Keywords: autotransformer, power transformers, transformer windings, power factor, harmonic distortion, rectifiers, power supplies, power quality, power system harmonics.

Number of Pages: 218.

ABSTRACT: This work presents a comparative study of several multiple pulse AC-DC three-phase converter topologies, based on the differential connections of autotransformers. This three-phase technique presents the advantages of low harmonic current in the mains and the reduced kVA capability of the autotransformer. Special attention is given to the 12 and 18-pulse differential Y-connections, which are generalized by one algebraic expression. This expression describes the family of these converters for any value of input and output voltages. Among these converters, the 18-pulse Y-connected topology is chosen for a detailed study on the line current harmonic distortion, and a 12kW prototype is designed and experimented on. With this prototype in operation, many DC-DC converter techniques are analyzed in order to regulate the output voltage and to connect one load in to the three rectified outputs. A non-isolated topology, composed of three boost converters and current regulators, is designed and experimented on at the 12kW of power. Finally, to obtain the high-frequency isolation, a variety of DC-DC topologies, to add to or replace the implemented boost converters, are analyzed. The topology composed of three voltage-fed full-bridge converters is then designed and experimented on to assure the insulation between the load and the mains. Furthermore, the series connection of the secondary windings of the transformers assures balanced DC-link currents, without the need for the current regulators used in the previous converter.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO	1
1.1 HISTÓRICO	1
1.2 REDUÇÃO DE HARMÔNICOS DE CORRENTE.....	2
1.3 UTILIZAÇÃO DE CONVERSORES DE MÚLTIPLOS PULSOS	5
1.3.1 Conversor de 6 pulsos	5
1.3.2 Conversor de 12 pulsos	6
1.3.3 Conversor de 18 pulsos	7
1.3.4 Conversor não-isolado de reduzido kVA	8
1.4 UTILIZAÇÃO DAS CONEXÕES DIFERENCIAIS	8

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DAS PRINCIPAIS CONEXÕES DIFERENCIAIS DE AUTOTRANSFORMADORES	10
2.1 INTRODUÇÃO	10
2.2 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO PLANA.....	11
2.2.1 Análise dos enrolamentos.....	11
2.2.2 Resultados de simulação	14
2.3 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS – CONEXÃO FECHADA	16
2.3.1 Análise dos enrolamentos.....	16
2.3.2 Resultados de simulação	18
2.4 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO ABERTA	20
2.4.1 Análise dos enrolamentos.....	20
2.4.2 Resultados de simulação	22
2.5 ESTRELA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO ABERTA	24
2.5.1 Análise dos enrolamentos.....	24
2.5.2 Resultados de simulação	26
2.6 ESTRELA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO FECHADA.....	29
2.6.1 Análise dos enrolamentos.....	29
2.6.2 Resultados de simulação	30

2.7 ESTRELA DIFERENCIAL DE 18 PULSOS – CONEXÃO ABERTA	33
2.7.1 Análise dos enrolamentos.....	33
2.7.2 Resultados de simulação	35
2.8 ESTRELA DIFERENCIAL DE 18 PULSOS – CONEXÃO FECHADA	38
2.8.1 Análise dos enrolamentos.....	38
2.8.2 Resultados de simulação	40
2.9 DELTA DIFERENCIAL DE 18 PULSOS	42
2.9.1 Análise dos enrolamentos.....	42
2.9.2 Resultados de simulação	45
2.10 ANÁLISE HARMÔNICA DAS CORRENTES DE LINHA DE CADA CONVERSOR	47
2.10.1 Conversores de 12 Pulsos.....	47
2.10.2 Conversores de 18 Pulsos.....	48
2.11 CONCLUSÕES	49

CAPÍTULO 3

GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES Y-DIFERENCIAIS DE 12 E DE 18 PULSOS	52
3.1 INTRODUÇÃO	52
3.2 ANÁLISE DAS TENSÕES DOS ENROLAMENTOS	52
3.2.1 Expressões para $V_{b1} > 0$ e $V_{c3} > 0$	55
3.2.2 Expressões para $V_{b1} > 0$ e $V_{c3} < 0$	56
3.2.3 Expressões para $V_{b1} < 0$ e $V_{c3} < 0$	56
3.2.4 Generalização das expressões obtidas	57
3.2.5 Enrolamento adicional para o conversor de 18 pulsos	58
3.3 RELAÇÕES DE ESPIRAS ENTRE OS ENROLAMENTOS.....	59
3.3.1 Ábacos para o conversor de 12 pulsos	60
3.3.2 Ábacos para o conversor de 18 pulsos	60
3.4 CONEXÕES PARTICULARES.....	62
3.4.1 Conexão Y-diferencial fechada (abaixador).....	62
3.4.2 Conexão Y-diferencial aberta (elevador)	63
3.5 EXEMPLO DE PROJETO E SIMULAÇÃO	64
3.5.1 Dados para projeto	64
3.5.2 Simulação	64
3.6 CONCLUSÕES	66

CAPÍTULO 4

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO AUTOTRANSFORMADOR COM CONEXÃO Y-

DIFERENCIAL DE 18 PULSOS	68
4.1 INTRODUÇÃO	68
4.2 SISTEMAS DE TENSÃO GERADOS.....	69
4.3 ANÁLISE DAS CORRENTES DOS SECUNDÁRIOS	70
4.3.1 Enrolamentos secundários em fase com a rede (I_{an} , I_{bn} e I_{cn})	71
4.3.2 Enrolamentos secundários em avanço de 20° (I_{a1} , I_{b1} e I_{c1}).....	73
4.3.3 Enrolamentos secundários em atraso de 20° (I_{a2} , I_{b2} e I_{c2}).....	74
4.4 ANÁLISE DAS CORRENTES DO PRIMÁRIO (I_a , I_b e I_c)	76
4.5 ANÁLISE DAS CORRENTES DA REDE (I_{ia} , I_{ib} e I_{ic}).....	78
4.5.1 Obtenção das formas de onda.....	78
4.5.2 Distorção harmônica e fator de potência	80
4.5.3 Conteúdo harmônico	80
4.5.4 Dimensionamento do autotransformador	81
4.6 PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR	83
4.6.1 Escolha do núcleo.....	83
4.6.2 Escolha dos enrolamentos	84
4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	86
4.8 CONCLUSÕES	89

CAPÍTULO 5

UTILIZAÇÃO DO CONVERSOR *BOOST* COM IMPOSIÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA

E TENSÃO DE SAÍDA REGULADA	90
5.1 INTRODUÇÃO	90
5.2 CONVERSOR <i>BOOST</i> SEM CONTROLE DE TENSÃO OU DE CORRENTE	92
5.2.1 Conexão paralela.....	92
5.2.2 Resultados de simulação	93
5.3 CONVERSOR <i>BOOST</i> COM CONTROLE POR HISTERESE CONSTANTE.....	96
5.3.1 Dimensionamento.....	96
5.3.2 Resultados de simulação	101
5.4 CONVERSOR <i>BOOST</i> COM CONTROLE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS	104
5.4.1 Estratégia de comando.....	104
5.4.2 Projeto do conversor <i>boost</i>	106

5.4.3 Resultados de simulação	113
5.5 CONTROLE DE CORRENTE SEM MULTIPLICADOR.....	122
5.5.1 Estratégia de comando.....	122
5.5.2 Resultados de simulação	122
5.6 CONCLUSÕES	126

CAPÍTULO 6

IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO NÃO ISOLADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	128
6.1 INTRODUÇÃO	128
6.2 ESCOLHA DOS COMPONENTES	129
6.2.1 Componentes do circuito de potência	129
6.2.2 Componentes do circuito de comando	134
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	138
6.4 CONCLUSÕES	146

CAPÍTULO 7

ESTUDO DO ESTÁGIO DE ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA.....	148
7.1 INTRODUÇÃO	148
7.2 REGULADORES <i>BOOST</i> DE CORRENTE E ESTÁGIO <i>FULL-BRIDGE</i> ÚNICO DE ISOLAMENTO.....	149
7.2.1 Parâmetros do circuito simulado	150
7.2.2 Resultados de simulação	151
7.3 CONVERSORES <i>FULL-BRIDGE</i> PARA REGULAÇÃO DE CORRENTE E ISOLAMENTO	153
7.3.1 Parâmetros do circuito simulado	154
7.3.2 Resultados de simulação	154
7.4 CONVERSORES <i>FULL-BRIDGE</i> COM ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE E SECUNDÁRIOS CONECTADOS EM SÉRIE	158
7.4.1 Parâmetros do circuito simulado	159
7.4.2 Resultados de simulação	160
7.5 CONVERSORES <i>PUSH-PULL</i> COM ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE E SECUNDÁRIOS CONECTADOS EM SÉRIE.	162
7.5.1 Parâmetros do circuito simulado	162
7.5.2 Resultados de simulação	163
7.6 CONVERSORES <i>FULL-BRIDGE</i> COM ALIMENTAÇÃO EM TENSÃO E SECUNDÁRIOS CONECTADOS EM SÉRIE	165

7.6.1 Parâmetros do circuito simulado	165
7.6.2 Resultados de simulação	166
7.7 CONCLUSÕES	169
CAPÍTULO 8	
PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR ISOLADO	171
8.1 INTRODUÇÃO	171
8.2 PROJETO DO CONVERSOR ISOLADO	171
8.2.1 Dados para o projeto completo.....	171
8.2.2 Resultados do projeto do estágio retificador de 18 pulsos (Capítulo 4).....	172
8.2.3 Descrição do estágio CC-CC isolado	172
8.2.4 Transformadores de alta frequência	174
8.2.5 Indutor de saída	177
8.2.6 Conversor <i>full-bridge</i> – circuito de potência.....	180
8.2.7 Conversor <i>full-bridge</i> – circuito de comando.....	186
8.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	187
8.4 CONCLUSÕES	197
CONCLUSÕES GERAIS	198
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	201

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 HISTÓRICO

Durante muitos anos, as cargas conectadas aos sistemas elétricos constituíam-se basicamente de elementos com características lineares, sendo a corrente resultante na maioria dos casos atrasada em relação à tensão devido à predominância de elementos de natureza indutiva no sistema elétrico, como por exemplo motores, transformadores e reatores. Como consequência, o fator de potência (ou simplesmente fator de deslocamento) resultante é baixo mas pode ser conduzido a um valor próximo da unidade através da instalação de bancos de capacitores em paralelo com as cargas.

Nos últimos anos, com a utilização dos conversores estáticos nas mais diversas aplicações, a injeção de elevado conteúdo harmônico de corrente no sistema elétrico passou a ser um fator preocupante, pois o fator de potência da instalação passou a ser reduzido também pela distorção da forma de onda da corrente. Esta injeção de harmônicos se deve principalmente à natureza não linear das cargas conectadas ao sistema, como por exemplo os equipamentos eletrônicos industriais que utilizam retificadores a diodos ou a tiristores, monofásicos ou trifásicos.

Devido à crescente preocupação com a eficiência dos equipamentos e à disponibilidade de dispositivos semicondutores de altas velocidades e potências, as fontes de alimentação chaveadas estão sendo cada vez mais empregadas em sistemas industriais, comerciais e também nas residências. A tendência para os próximos anos é de que a quase totalidade da energia fornecida pelas concessionárias seja processada eletronicamente. Como se observa atualmente, até as simples lâmpadas incandescentes vêm sendo substituídas por lâmpadas fluorescentes compactas (com reator eletrônico, embora ainda sem dispositivos pré-reguladores de fator de potência).

O baixo fator de potência da instalação, caracterizado principalmente pelo elevado conteúdo harmônico da corrente, é responsável por uma série de problemas causados no sistema elétrico, como por exemplo maior dissipação de calor nos condutores, erros introduzidos nos equipamentos de medição, problemas em outros equipamentos

conectados à mesma rede devido à distorção da tensão do barramento, interferência eletromagnética, etc.

Esta influência negativa que as fontes de alimentação exercem sobre a rede elétrica passa a preocupar o setor de energia elétrica. Por parte das empresas que gerenciam o setor, a medição do fator de potência é um instrumento valioso já que um elevado valor da Taxa de Distorção Harmônica (THD - *Total Harmonic Distortion*) é sinônimo de baixo fator de potência.

Decorrente disto, surgem normas reguladoras internacionais no sentido de limitar os níveis de distorção harmônica da corrente injetada à rede e reduzir o nível de interferência eletromagnética. Em 1975 a norma européia EN50006 foi apresentada pela CENELEC (*Commission Européen pour la Normalisation Eléctrique*) e substituída em 1982 pela IEC (*International Electrotechnical Commission*) de número 555 e revisada em 1991.

Hoje, os principais padrões são o europeu IEC-61000-3-4 e o americano IEEE-519 que estão ainda mais rígidos quanto aos níveis de THD e de interferência eletromagnética [01, 02].

1.2 REDUÇÃO DE HARMÔNICOS DE CORRENTE

A fim de reduzir o nível de harmônicos na corrente da rede de alimentação, técnicas de correção ativa e passiva, tanto para sistemas monofásicos como para sistemas trifásicos, têm sido largamente exploradas.

Os sistemas monofásicos apresentam como solução passiva para a redução de harmônicos provocados pelos retificadores em ponte completa e dobradores de tensão, a instalação de filtros L, LC ou LCD. As soluções ativas apresentam as técnicas que utilizam principalmente as topologias básicas *boost* [03, 04] e *buck-boost* [05, 06].

Os conversores trifásicos, que são objetos deste trabalho, também são beneficiados por muitas técnicas de redução de harmônicos na linha que são utilizadas nos sistemas monofásicos, porém, novas técnicas que aproveitam as características próprias dos sistemas trifásicos (ângulos de 120° entre as fases) têm sido cada vez mais exploradas.

O circuito retificador trifásico básico com seis diodos (ponte de *Graetz*) e filtro capacitivo de saída [07], mostrado na Fig. 1.1, apresenta taxa de distorção harmônica que chega a 150%, resultando em um fator de potência de apenas 0,55.

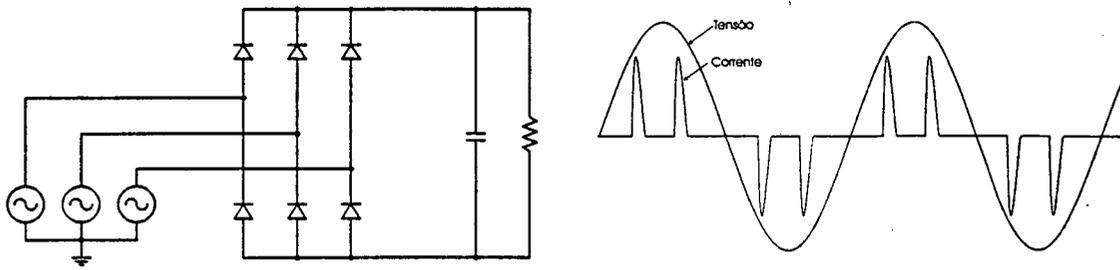


Fig. 1.1 - Retificador trifásico em ponte de Graetz.

Uma solução passiva para reduzir a distorção harmônica da corrente de linha é através da introdução de indutores em série com as linhas de alimentação do circuito [08], como mostra a Fig. 1.2. Além do significativo aumento do fator de potência, os indutores atuam no sentido de limitar a corrente no caso de eventuais curtos-circuitos.

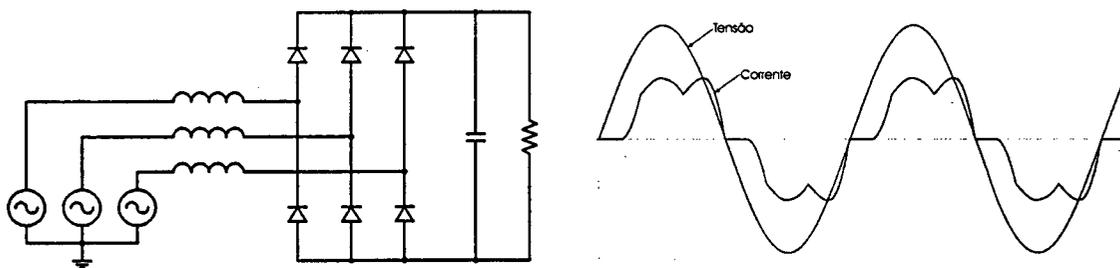


Fig. 1.2 - Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CA.

Como resultado, a THD fica em torno de 20% e o fator de potência em torno de 0,9, devido principalmente ao elevado deslocamento de fase entre os componentes fundamentais de tensão e de corrente.

Outra solução passiva que utiliza filtro indutivo é através da conexão de um indutor na saída do retificador [08], como mostra a Fig. 1.3. O indutor de filtragem é bastante volumoso para ter que suportar a máxima corrente de carga, sem que haja a saturação do núcleo.

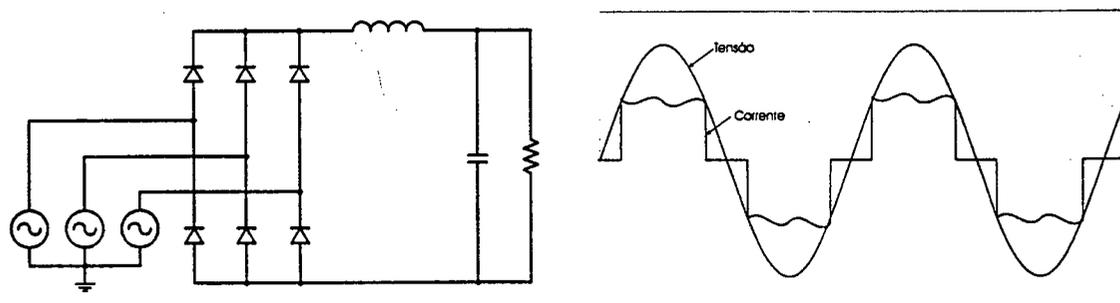


Fig. 1.3 - Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC.

Neste caso, a THD é no mínimo de 30% e o fator de potência pode chegar a 0,95, devido à simetria angular entre os componentes fundamentais de tensão e de corrente na rede de alimentação.

Uma técnica ativa de correção de fator de potência para retificadores trifásicos que utiliza apenas um interruptor [09], está representada na Fig. 1.4. O conversor empregado é do tipo *boost* e opera no modo de condução descontínua. Na saída do retificador são conectados os interruptores do conversor *boost* e o armazenamento de energia é feito por três indutores conectados na entrada da ponte.

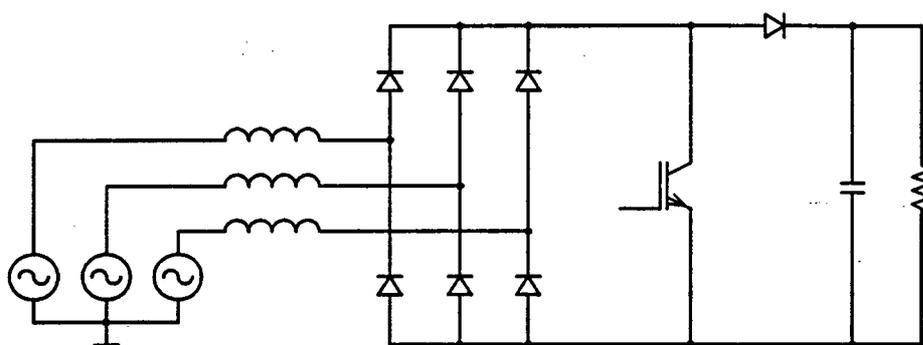


Fig. 1.4 Retificador trifásico com conversor *boost* acoplado.

Como resultado, o fator de potência é próximo da unidade devido ao deslocamento nulo entre os componentes fundamentais de tensão e de corrente, porém, além dos componentes harmônicos de alta frequência que são facilmente filtrados, aparecem também componentes de 5ª ordem na corrente que reduzem o fator de potência.

Apesar do bom resultado visto pela rede de alimentação, muitos pontos negativos, derivados dos elevados picos de correntes nos elementos do conversor, próprios do modo de condução descontínua, são verificados.

Esta proposta é muito interessante, mesmo com os problemas apresentados, pois abre a possibilidade de utilização de outras topologias de conversores CC-CC, inclusive possibilitando o isolamento de alta frequência entre a carga e a rede de alimentação [10]. Em potências elevadas, as perdas que ocorrem nos elementos do conversor CC-CC são fatores dominantes na escolha da topologia mais adequada.

Diversas técnicas de correção ativa de fator de potência trifásico têm sido propostas, seja pela comutação em baixa frequência de interruptores ligados ao neutro da rede [11] ou ao ponto médio dos capacitores de saída [12], que resultam em conversores robustos e de

baixo custo, seja através de técnicas de comutação suave e com isolamento da carga [13] ou através de conversores de três níveis [14].

Outras técnicas trifásicas utilizam a associação de três conversores monofásicos que realizam a tarefa da correção do fator de potência com as saídas conectadas juntas [15]. Nas aplicações que exigem o isolamento galvânico entre a carga e a rede de alimentação, cada um destes conversores pode ser seguido de três conversores CC-CC isolados [16-18], ou simplesmente utilizar três conversores isolados que já realizam a correção do fator de potência [19, 20].

1.3 UTILIZAÇÃO DE CONVERSORES DE MÚLTIPLOS PULSOS

Além das várias técnicas passivas e ativas de correção do fator de potência aplicadas aos conversores CA-CC trifásicos, muitas outras técnicas de redução de harmônicos da corrente da rede que também elevam o fator de potência têm se destacado na recente literatura. Estas técnicas aproveitam as características próprias de cada topologia em benefício da qualidade da corrente da rede. São técnicas estritamente passivas ou a composição de técnicas passivas e ativas com uso de conversores estáticos.

A motivação deste trabalho originou-se a partir do estudo e análise destas técnicas que incorporam conhecimentos de conversores que operam em alta frequência e de elementos magnéticos como transformadores e autotransformadores.

Como é conhecido da literatura técnica básica [21-25], o espectro harmônico da corrente da rede de alimentação de retificadores trifásicos com cargas indutivas (baixa ondulação da corrente no lado CC do retificador), também denominados de conversores de 6 pulsos, é formado pelo componente fundamental de corrente e pelos componentes harmônicos de ordens $k \cdot 6 \pm 1$ ($p/ k=1,2,3\dots$). Assim, devido à simetria da forma de onda, todos os harmônicos pares de corrente e os múltiplos de 3 são eliminados naturalmente, desde que a carga seja considerada como uma fonte de corrente constante.

1.3.1 Conversor de 6 pulsos

O conversor de 6 pulsos é obtido pela conexão direta do retificador à rede trifásica de alimentação ou, de forma isolada, geralmente através de transformador na conexão Δ/Y ,

como mostra a Fig. 1.5. É possível também obter conversores de 6 pulsos a partir da conexão Δ/Z (Δ/Z iguezague).

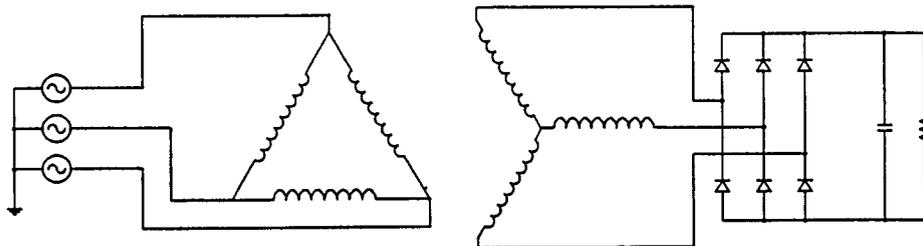


Fig. 1.5 - Conversor de 6 pulsos isolado por transformador Δ/Y .

1.3.2 Conversor de 12 pulsos

Com o objetivo de eliminar novos harmônicos de corrente e tornar o fator de potência mais alto, utiliza-se uma estrutura de 12 pulsos. Neste caso, apenas os harmônicos de ordens $k.12 \pm 1$ aparecem na corrente da rede. O conversor de 12 pulsos é obtido a partir de 2 conjuntos de 6 pulsos, defasados entre si de 30° .

A própria conexão Δ/Y defasa o sistema de tensão em 30° , porém, para a relação de espiras unitária, a tensão é modificada em $\sqrt{3}$ vezes. Assim, um conversor de 12 pulsos sem isolamento é obtido com uma das pontes ligada diretamente na rede e a outra, através de um transformador Δ/Y com relação unitária entre as tensões de linha. Para a topologia isolada, utiliza-se a conexão $\Delta/\Delta-Y$, ou seja, o primário é conectado em Δ e um dos secundários que alimenta uma das pontes retificadoras é conectado em Δ e o outro secundário, que alimenta a outra ponte, conectado em Y . É importante que as tensões de linha dos secundários tenham a mesma amplitude. A Fig. 1.6 mostra o esquema básico destes dois conversores de 12 pulsos.

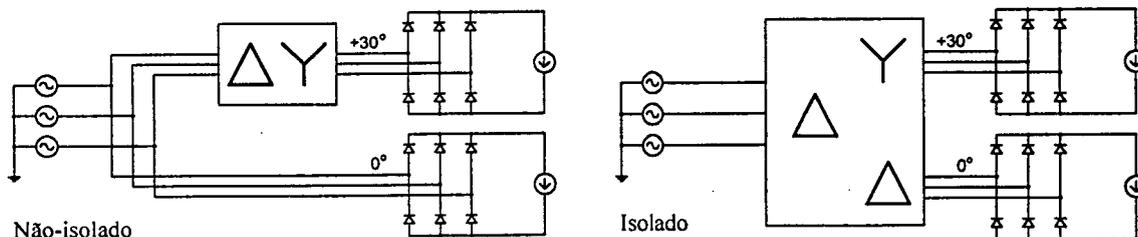


Fig. 1.6 - Conversores de 12 pulsos Δ/Y e $\Delta/\Delta-Y$.

Outros conversores de 12 pulsos isolados podem também ser obtidos através das conexões $\Delta/Z-Z$ ou $\Delta/P-P$ ($P = \text{Polígono}$) [25, 26]. Nestes dois casos, um dos secundários

conectado em ziguezague (ou em polígono) é projetado para produzir um atraso da tensão de 15° em relação à rede. O outro secundário produz tensão adiantada de 15° em relação à rede. Desta forma, para ambos os conversores, os secundários apresentam defasagem de 30° entre si, como mostram as duas topologias da Fig. 1.7.

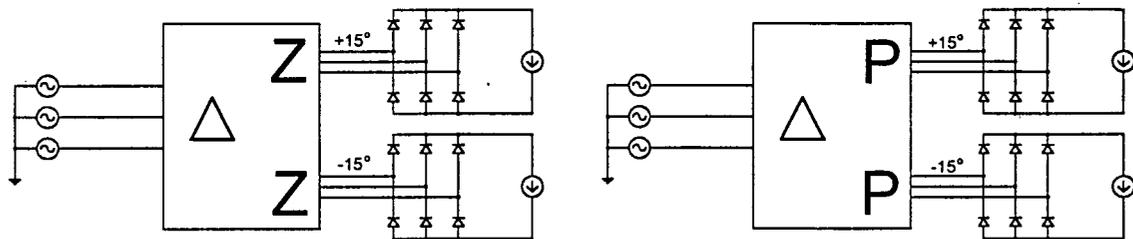


Fig. 1.7 - Conversores de 12 pulsos $\Delta/Z-Z$ e $\Delta/P-P$.

1.3.3 Conversor de 18 pulsos

Um conversor de 18 pulsos apresenta apenas os componentes harmônicos de ordens $k.18 \pm 1$. Muitos conversores de 18 pulsos utilizam três pontes trifásicas de 6 pulsos, análogo aos conversores de 12 pulsos. Neste caso, três sistemas de tensão trifásicos defasados de 20° entre si, devem alimentar as pontes retificadoras.

Como exemplo de conversores isolados de 18 pulsos, duas conexões são mostradas na Fig. 1.8. A conexão $\Delta/Z-Y-Z$ apresenta o secundário conectado em Y adiantado de 30° , que é típico da conexão Δ/Y e os dois secundários conectados em ziguezague, um é adiantado de 50° ($30^\circ + 20^\circ$) e o outro adiantado de 10° ($30^\circ - 20^\circ$), em relação ao primário. A conexão $\Delta/P-\Delta-P$ apresenta um secundário conectado em Δ em fase com o primário e os outros dois, conectados em polígono, com ângulos de $+20^\circ$ e -20° , em relação ao primário.

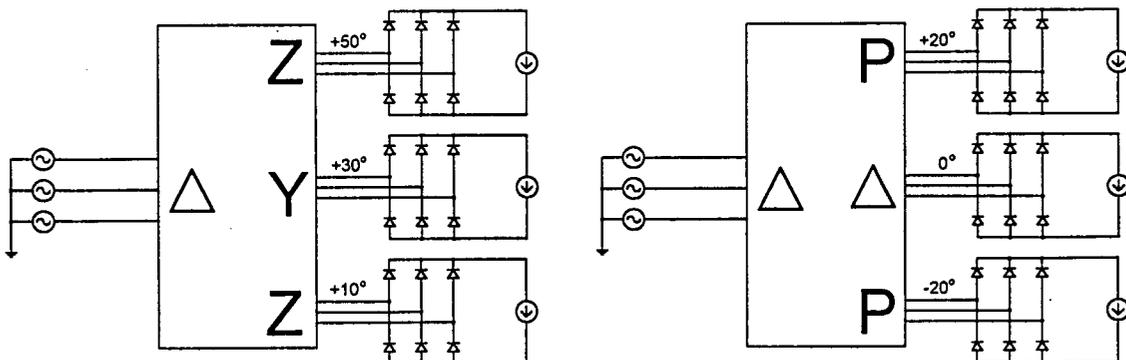


Fig. 1.8 - Conversores de 18 pulsos $\Delta/Z-Y-Z$ e $\Delta/P-\Delta-P$.

Apesar da grande robustez destes conversores e pelo isolamento galvânico entre a carga e a rede de alimentação, suas aplicações ficam prejudicadas pelo elevado peso e

volume finais do conversor, visto que o transformador processa toda a potência da carga na frequência da tensão da rede. Além disso, a tensão retificada não é regulada.

1.3.4 Conversor não-isolado de reduzido kVA

Com o objetivo de reduzir o peso e o volume dos elementos magnéticos e tornar as aplicações dos conversores de múltiplos pulsos mais atrativas, surgem os conversores que apresentam efeitos similares aos apresentados, porém não isolados.

Um destes conversores não isolados de baixos peso e volume é o conversor LIT (*Line Interphase Transformer*), com topologia para operar em 12 ou em 18 pulsos [27]. O conversor LIT é formado por um transformador trifásico, especialmente enrolado, um conjunto de indutores de filtragem e as pontes retificadoras. A potência processada pelo LIT é em torno de 13% da potência total da carga, o que torna os valores finais do peso e do volume do conversor muito reduzidos.

A utilização do LIT associado a um conversor CC-CC, aproveita a característica de entrada em corrente como estágio de entrada da topologia de alta frequência escolhida [28, 29].

Além do LIT, outras conexões de transformadores, também sem isolamento, têm-se mostrado atrativas pela robustez e simplicidade apresentadas. Estas topologias, na maioria dos casos, utilizam autotransformadores com conexões diferenciais.

1.4 UTILIZAÇÃO DAS CONEXÕES DIFERENCIAIS

As conexões Δ -diferenciais de 12 e de 18 pulsos utilizam autotransformadores reduzidos que processam apenas 20% da potência total da carga [30]. Para a conexão de 12 pulsos, 6 enrolamentos secundários e 4 indutores (IPT - *Inter-Phase Transformer*) conectados no lado CC são necessários. A conexão de 18 pulsos necessita de 12 enrolamentos secundários e de 6 IPTs.

A substituição do IPTs por um reator ativo, ao qual é injetada uma corrente triangular, reduz a distorção harmônica da corrente de entrada a menos de 1% [31].

A partir da conexão de 12 pulsos, isolada ou não, pode-se obter um conversor de 24 pulsos através de pequenas modificações no funcionamento dos IPTs [32]. A utilização do

transformador eletrônico, que opera em alta frequência, ajuda a tornar estes conversores mais compactos [33, 34].

A proposta deste trabalho compreende o estudo das conexões diferenciais de autotransformadores, algumas delas encontradas na literatura técnica e outras inéditas. Neste estudo, as principais topologias de 12 e de 18 pulsos são analisadas por simulação e os resultados comparativos apresentados.

Uma técnica para gerar toda a família das conexões Y-diferenciais de 12 e de 18 pulsos, descrita por uma única expressão matemática e representada por ábacos, é apresentada e comprovada por simulação [35, 36].

Uma das topologias de 18 pulsos estudadas é implementada no laboratório [37] e utilizada como estágio de entrada de conversores CC-CC que operam em alta frequência. Estes conversores serão cuidadosamente analisados e escolhidos de forma a manter o princípio de operação em múltiplos pulsos do autotransformador, que exige corrente com baixa ondulação nas saídas dos retificadores, e a permitir o controle da tensão de saída.

O primeiro conversor CC-CC de alta frequência, proposto e implementado para operar em conjunto com o autotransformador, é uma topologia não-isolada baseada em conversores *boost* [38, 39]. Na sequência, um grande esforço é feito no sentido de encontrar topologias isoladas de conversores CC-CC que também operam em alta frequência e em sintonia com o autotransformador [40-44]. Das várias topologias analisadas, é escolhida uma configuração baseada em conversores *full-bridge* alimentados em tensão [45-47], com os enrolamentos especialmente conectados [48] para a implementação do protótipo isolado de 12 kW, que é a parte final deste trabalho.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE DAS PRINCIPAIS CONEXÕES DIFERENCIAIS DE AUTOTRANSFORMADORES

2.1 INTRODUÇÃO

A conexão diferencial dos enrolamentos de um autotransformador trifásico permite gerar subsistemas trifásicos, equilibrados e adequadamente defasados entre si, a partir de um sistema de alimentação trifásico que é conectado ao enrolamento primário do autotransformador em Y ou Δ .

Por tratar-se de um autotransformador, é conhecido pela literatura técnica que nem toda a potência entregue à carga é processada pelo núcleo do autotransformador [25, 27]. Em outras palavras pode-se dizer que uma parcela da energia é apenas “conduzida” pelos enrolamentos primário e secundário, sem a transformação eletromagnética, visto que não há isolamento galvânico entre os enrolamentos.

O uso do autotransformador, apesar do não-isolamento entre a entrada e as saídas, para certas aplicações e conexões, pode reduzir a potência aparente processada pelo sistema magnético em até 80% com relação ao sistema convencional isolado. O grande benefício de imediato é a redução drástica do peso e do volume do conversor.

Um conversor CA-CC trifásico em ponte completa, convencional, é um clássico conversor de 6 pulsos. Os conversores com maior número de pulsos geralmente são obtidos a partir de dois ou mais conversores de 6 pulsos, com defasagens específicas entre os sistemas de alimentação de cada bloco de 6 pulsos e com conexões série, paralela ou com cargas independentes e idênticas nas saídas retificadas. Os conversores resultantes apresentam então número de pulsos múltiplo de 6. Os mais comuns são os de 12 e de 18 pulsos, que são compostos por 2 e 3 conversores de 6 pulsos, respectivamente.

Neste capítulo são mostrados os conversores trifásicos de 12 e de 18 pulsos, utilizando autotransformador com conexão diferencial. A análise qualitativa para obtenção das defasagens entre as tensões, através de diagramas de fase, também está apresentada. Para verificar o princípio de operação de cada topologia, elas são testadas através de simulação digital (com uso do programa *PSpice*).

Os resultados de simulação permitem obter os valores médios e eficazes de tensão e de corrente em vários pontos de cada circuito sob teste, calcular as potências ativa e aparente, as relações entre tensões sobre os enrolamentos, o fator de potência de entrada e até a análise harmônica (THD) da corrente de entrada.

Os conversores de 12 pulsos podem ser obtidos a partir de dois sistemas trifásicos, defasados entre si de 30° . Cada sistema trifásico alimenta uma ponte trifásica de 6 pulsos.

Para gerar os dois sistemas trifásicos, com defasagem de 30° , várias conexões diferenciais de autotransformador podem ser utilizadas. Algumas soluções com primário conectado em Y e outras com primário conectado em Δ , são apresentadas.

Os conversores de 18 pulsos são formados por três sistemas de tensões trifásicas, de mesmas amplitudes, com defasagens de 20° . Cada saída trifásica é conectada a uma ponte trifásica de 6 pulsos. Para manter uma certa simetria entre os enrolamentos secundários, um dos enrolamentos é posicionado em fase com a tensão de fase da rede de alimentação e, os outros dois, defasados de $+20^\circ$ e de -20° em relação a este primeiro.

Para validar as equações apresentadas e visualizar as formas de onda de tensão e de corrente nos principais pontos e elementos dos conversores, cada conversor é submetido e analisado por simulação. Os resultados de simulação permitem verificar os valores eficazes de corrente através dos enrolamentos e calcular a potência aparente do autotransformador em relação à potência ativa entregue à carga.

Todos os testes de simulação são para um sistema trifásico de alimentação de 220/380V e cargas de 25A (isentas de ondulações) na saída de cada ponte retificadora trifásica (12 pulsos= $I_o/2$ e 18 pulsos= $I_o/3$).

2.2 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO PLANA

2.2.1 Análise dos enrolamentos

A conexão Δ -diferencial plana de 12 pulsos [25, 30] está representada na Fig. 2.1. Nesta conexão, os enrolamentos secundários montados nos vértices dos triângulos são paralelos às respectivas bases, daí a designação de conexão plana.

Os enrolamentos do autotransformador são representados por indutores acoplados e denominados por:

- L_{ab}, L_{bc} e L_{ca} : enrolamentos do primário
- L_{ab1}, L_{bc1} e L_{ca1} : enrolamentos do secundário1
- L_{ab2}, L_{bc2} e L_{ca2} : enrolamentos do secundário2

Os enrolamentos com índices ab , $ab1$ e $ab2$ estão montados sobre a mesma perna do núcleo. Assim, as tensões sobre estes enrolamentos estão rigorosamente em fase e os sentidos dos enrolamentos são definidos pelas marcas de polaridade. O mesmo acontece com o conjunto de enrolamentos bc , $bc1$ e $bc2$ e também com o conjunto ca , $ca1$ e $ca2$.

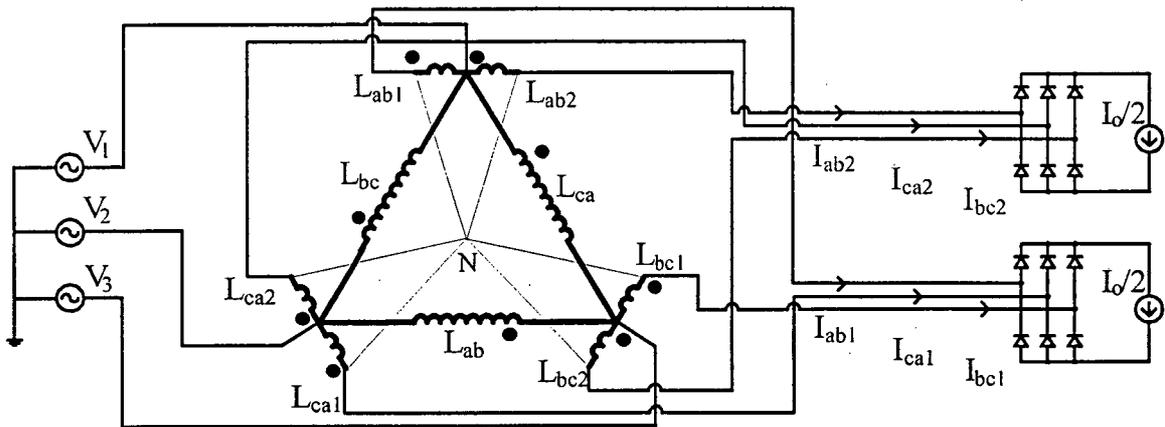


Fig. 2.1 - Conexão Δ -diferencial plana de 12 pulsos.

Os enrolamentos do primário são alimentados pelas tensões definidas por:

- V_{ab}, V_{bc} e V_{ca} : tensões de linha
- V_1, V_2 e V_3 : tensões de fase

A relação entre tensões de fase e de linha é dada pela equação (2.1).

$$V_{ab} = V_1 \cdot \sqrt{3} \quad (2.1)$$

As tensões entre os terminais de cada enrolamento secundário são definidas por:

- V_{ab1}, V_{bc1} e V_{ca1} : secundário1
- V_{ab2}, V_{bc2} e V_{ca2} : secundário2

Cada um dos sistemas trifásicos é gerado a partir do sistema da rede de alimentação, tomando como referência angular as tensões de fase (V_1, V_2 e V_3), ou seja, com relação ao neutro da rede ou ao neutro fictício (ponto N) que, tratando-se de um sistema simétrico e equilibrado, estão no mesmo potencial. Para obter um sistema em avanço de 15° e outro em atraso de 15° com relação à referência, basta efetuar uma operação vetorial de soma ou

de subtração entre as tensões, dependendo da polaridade dos enrolamentos. É mais simples, porém, efetuar esta operação através da representação fasorial ou simplesmente através de relações trigonométricas.

O valor do ângulo de defasagem está diretamente relacionado ao módulo da tensão aplicada sobre cada enrolamento secundário. Assim, busca-se o valor desta tensão, que por sua vez relaciona-se com a tensão do primário (ou de referência). A relação de espiras entre primário e secundário resulta então em um número definido pelo ângulo de defasagem escolhido.

Os módulos das tensões de saída do autotransformador (V_{R1} , V_{R2} , V_{S1} , V_{S2} , V_{T1} e V_{T2}), com relação ao ponto N, não devem ser alterados pela relação de espiras (pois esta é responsável pelo ângulo de defasagem entre os sistemas), apenas pela variação da tensão de alimentação.

As tensões sobre todos os enrolamentos bem como os dois sistemas de tensões trifásicas gerados para a conexão Δ -diferencial plana estão representados nos diagramas de fase da Fig. 2.2.

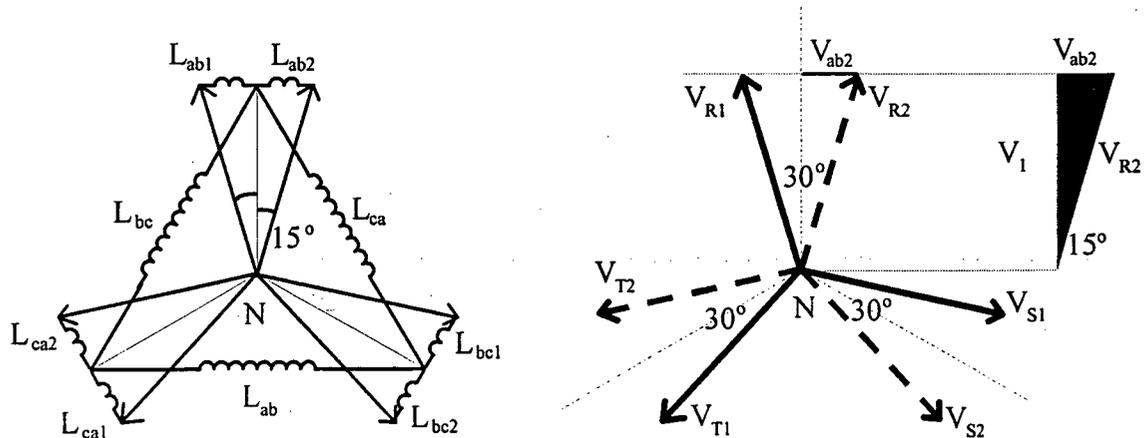


Fig. 2.2 - Diagramas de fase para a conexão Δ -diferencial plana de 12 pulsos.

O sistema de tensões R_1 , S_1 e T_1 forma um sistema trifásico que está adiantado de 15° em relação ao sistema de tensões de fase da rede de alimentação (referência), enquanto que o sistema R_2 , S_2 e T_2 está atrasado de 15° em relação à mesma referência. Portanto, a defasagem entre os dois sistemas é de 30° .

Com auxílio do triângulo retângulo destacado na Fig. 2.2, formado pelas tensões V_1 , V_{ab2} e V_{R2} , fica fácil obter o valor de V_{ab2} através da expressão (2.2), uma vez que o ângulo de atraso de V_{ab2} em relação a V_1 é de 15° .

$$V_{ab2} = V_1 \cdot \text{tg}(15^\circ) = 0,268 \cdot V_1 \quad (2.2)$$

A relação de espiras (K_0) entre o primário e o secundário é calculada pela expressão (2.3).

$$K_0 = \frac{V_{ab}}{V_{ab2}} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_1}{V_{ab2}} = \frac{\sqrt{3}}{\text{tg}(15^\circ)} = 6,464 \quad (2.3)$$

Todos os enrolamentos secundários L_{ab1} , L_{ab2} , L_{bc1} , L_{bc2} , L_{ca1} e L_{ca2} são idênticos, portanto, têm o mesmo número de espiras e estão submetidos ao mesmo valor eficaz de tensão. Observa-se que o número de espiras de cada enrolamento secundário é 6,464 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

2.2.2 Resultados de simulação

A Fig. 2.3 e a Fig. 2.4 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores e das tensões de uma fase de cada sistema trifásico obtido (V_{R1} e V_{R2}), com relação à tensão de referência V_1 .

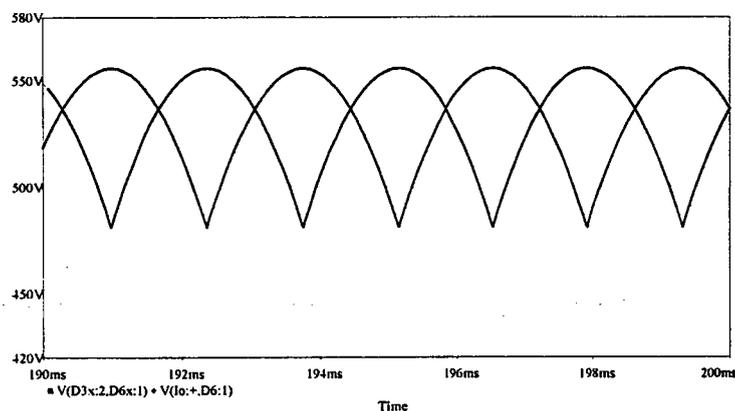


Fig. 2.3 - Tensões nas saídas dos retificadores.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo e da tensão e da corrente na rede de alimentação, estão mostradas na Fig. 2.5 e na Fig. 2.6.

Observa-se que as correntes que circulam através dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_0/2 = 25A$) durante 2/3 do período da rede. A corrente do primário é muito reduzida, cujo valor máximo não chega a 4A.

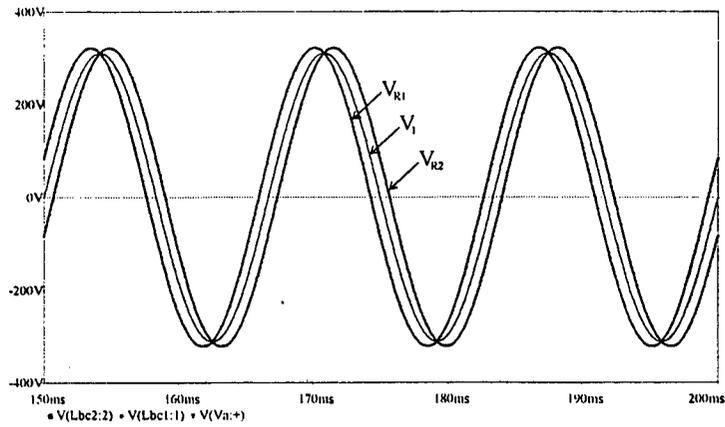


Fig. 2.4 - Defasagens entre os sistemas.

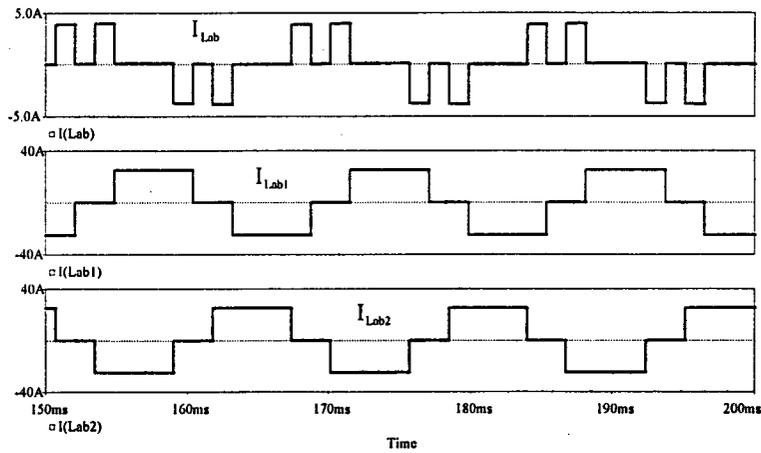


Fig. 2.5 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (ab).

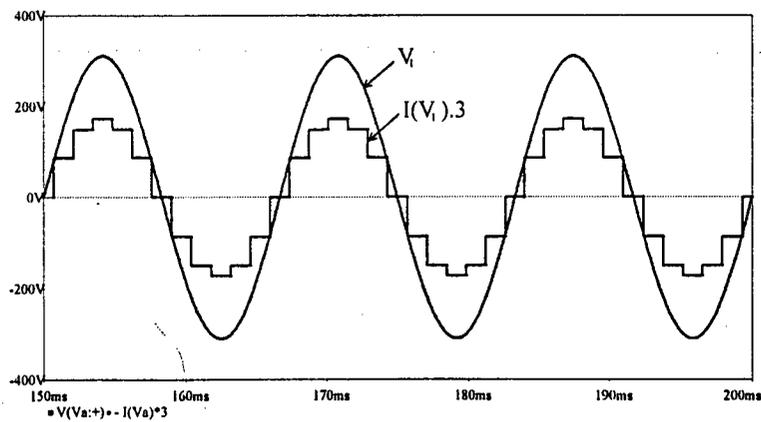


Fig. 2.6 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

O cálculo da potência aparente do autotransformador, a partir dos resultados de simulação, utiliza os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos. A

potência média da carga é calculada pelos valores médios de tensão e de corrente das duas saídas.

$$\begin{array}{lll} \text{Primário:} & V_{ef} = 380V & I_{ef} = 2,24A \\ \text{Secundários:} & V_{ef} = 59V & I_{ef} = 20,4A \\ \text{Carga:} & V_o = 531V & I_o = 2,25A \end{array}$$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (2.4).

$$S_p = 3 \cdot 2,24 \cdot 380 = 2.554VA \quad (2.4)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (2.5).

$$S_s = 6 \cdot 20,4 \cdot 59 = 7.222VA \quad (2.5)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (2.6).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 4.888VA \quad (2.6)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (2.7).

$$P_o = 2 \cdot 2,25 \cdot 531 = 26.550W \quad (2.7)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (2.8).

$$S = 18,4\% \text{ de } P_o \quad (2.8)$$

2.3 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS – CONEXÃO FECHADA

2.3.1 Análise dos enrolamentos

Na conexão Δ -diferencial fechada de 12 pulsos, ainda não divulgada na literatura técnica, os enrolamentos secundários são colocados nos vértices do triângulo e em paralelo aos lados adjacentes, por isso o nome de conexão fechada. Esta conexão está representada na Fig. 2.7.

Nesta conexão, as tensões de saída do autotransformador são reduzidas em relação à conexão plana e portanto, menores do que a tensão de referência da fase. A defasagem de 30° entre os sistemas continua preservada.

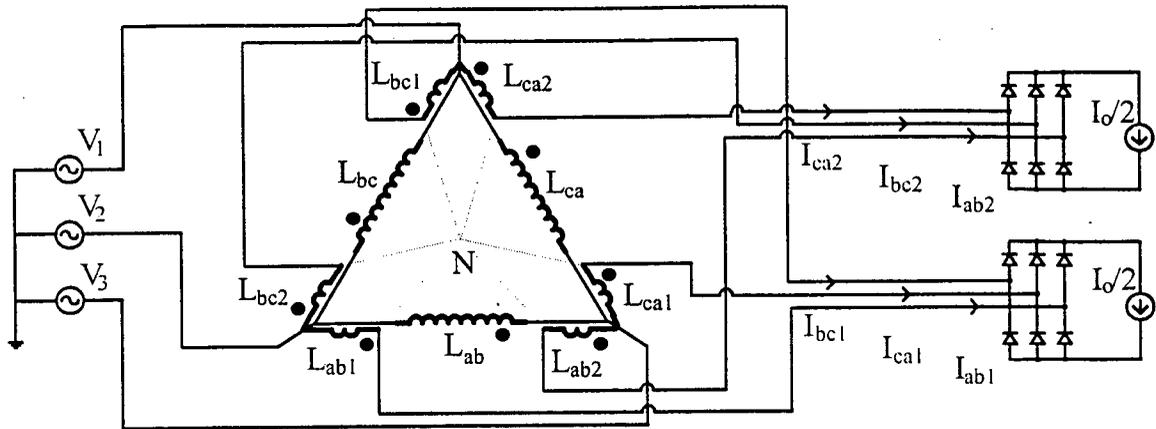


Fig. 2.7 - Conexão Δ-diferencial fechada de 12 pulsos.

As tensões sobre todos os enrolamentos, bem como os dois sistemas de tensões trifásicas gerados para a conexão Δ-diferencial fechada, estão representados no diagrama de fases da Fig. 2.8.

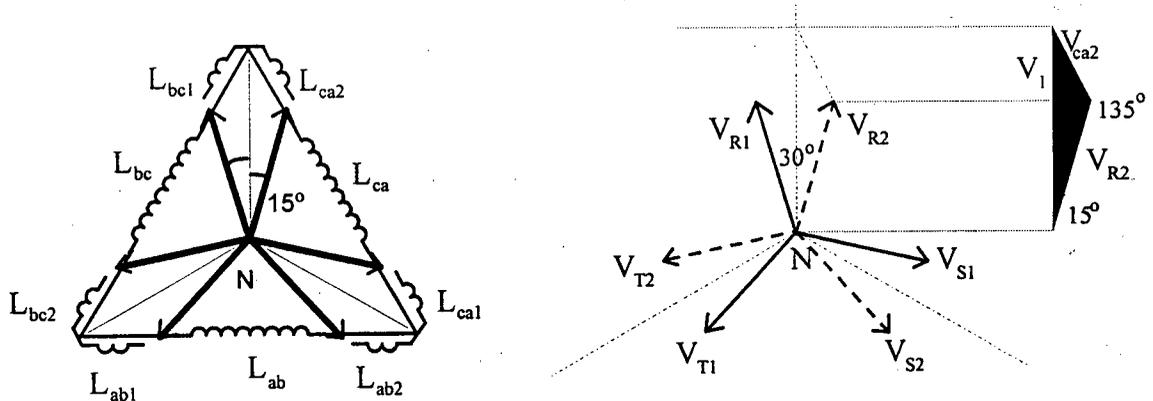


Fig. 2.8 - Diagrama de fases para a conexão Δ-diferencial fechada de 12 pulsos.

O sistema de tensões R_1 , S_1 e T_1 está adiantado de 15° em relação ao sistema de referência, enquanto que o sistema R_2 , S_2 e T_2 está atrasado de 15° em relação ao mesmo sistema de referência.

Com auxílio do triângulo destacado na Fig. 2.8, formado pelos módulos das tensões V_1 , V_{ca2} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{ca2} através da expressão (2.9), conhecendo-se os ângulos de 15° e de 135° e o módulo da tensão V_1 da rede.

$$V_{ca2} = V_1 \cdot \frac{\text{sen}(15^\circ)}{\text{sen}(135^\circ)} = 0,366 \cdot V_1 \tag{2.9}$$

A relação de espiras entre primário e secundário é calculada pela expressão (2.10).

$$K_0 = \frac{V_{ca}}{V_{ca2}} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_1}{0,366} = 4,732 \quad (2.10)$$

Todos os enrolamentos secundários L_{ab1} , L_{ab2} , L_{bc1} , L_{bc2} , L_{ca1} e L_{ca2} são idênticos, portanto têm o mesmo número de espiras e estão submetidos ao mesmo valor eficaz de tensão. Observa-se que o número de espiras de cada enrolamento secundário é 4,732 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

2.3.2 Resultados de simulação

A Fig. 2.9 e a Fig. 2.10 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores e das tensões de uma fase de cada sistema trifásico obtido (V_{R1} e V_{R2}), com relação à tensão de referência V_1 .

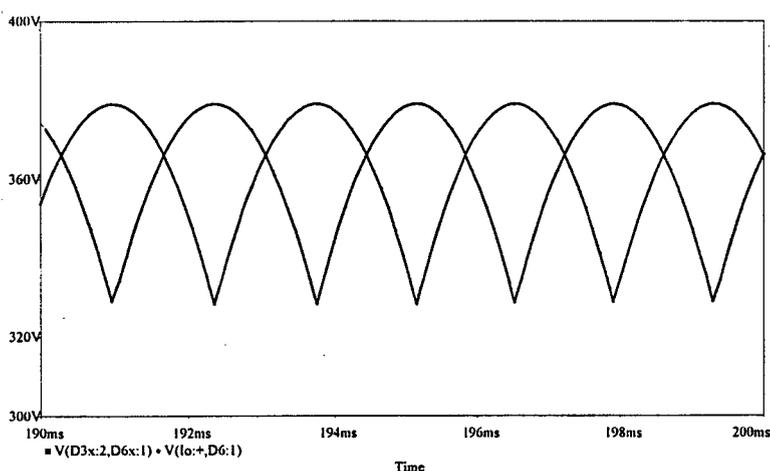


Fig. 2.9 - Tensões nas saídas dos retificadores.

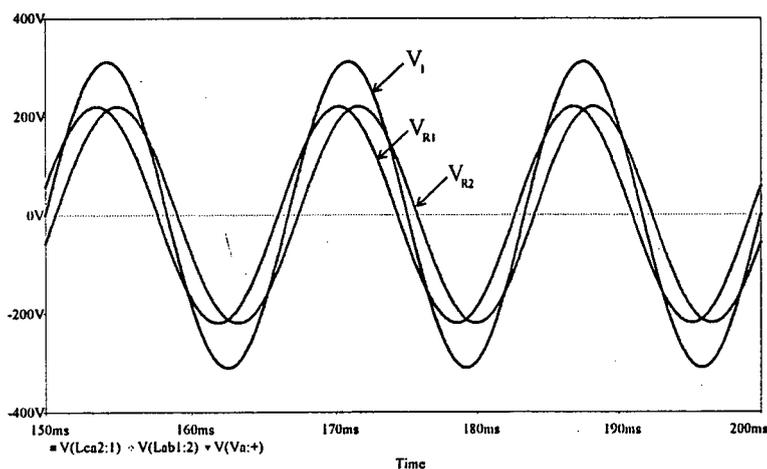


Fig. 2.10 - Defasagens entre os sistemas.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo e da tensão e da corrente na rede de alimentação, estão mostradas na Fig. 2.11 e na Fig. 2.12.

Observa-se que as correntes que circulam através dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_o/2 = 25A$) durante 2/3 do período da rede. A corrente do primário é reduzida com valor de pico de 10A, porém maior do que na conexão plana.

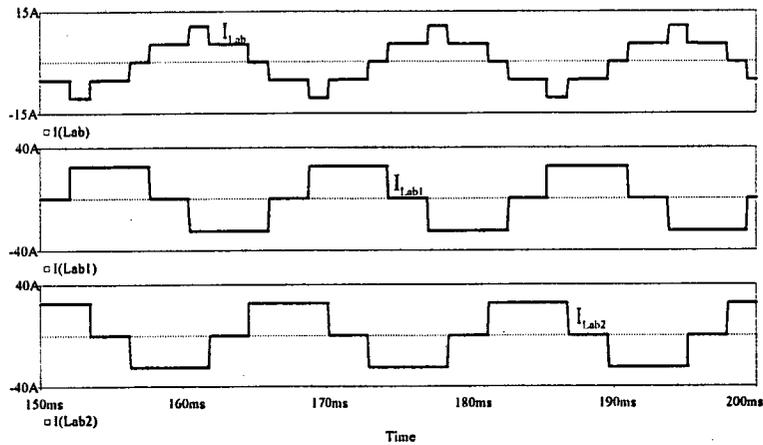


Fig. 2.11 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (ab).

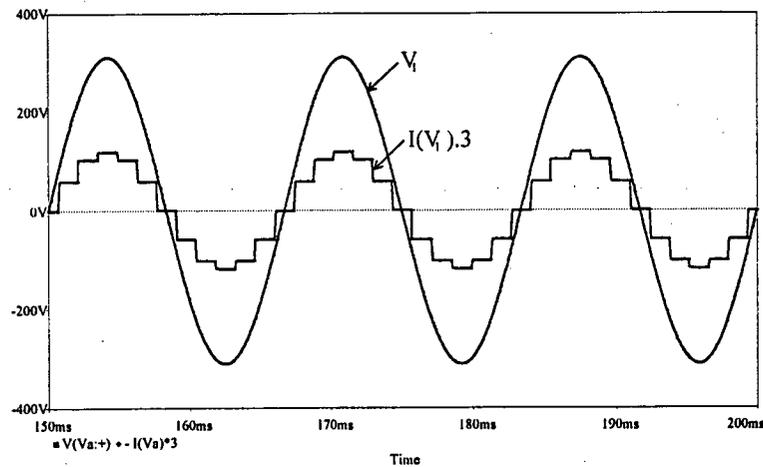


Fig. 2.12 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

O cálculo da potência aparente do autotransformador, a partir dos resultados de simulação, utiliza os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos. A potência média da carga é calculada pelos valores médios de tensão e de corrente das duas saídas.

Primário: $V_{ef} = 380V$ $I_{ef} = 6,1A$

$$\text{Secundários:} \quad V_{ef} = 80,5V \quad I_{ef} = 20,4A$$

$$\text{Carga:} \quad V_o = 362V \quad I_o = 2,25A$$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (2.11).

$$S_p = 3 \cdot 6,1 \cdot 380 = 6.955VA \quad (2.11)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (2.12).

$$S_s = 6 \cdot 20,4 \cdot 80,5 = 9.853VA \quad (2.12)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (2.13).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 8.404VA \quad (2.13)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (2.14).

$$P_o = 2 \cdot 25 \cdot 362 = 18.100W \quad (2.14)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (2.15).

$$S = 46,5\% \text{ de } P_o \quad (2.15)$$

2.4 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO ABERTA

2.4.1 Análise dos enrolamentos

Na conexão Δ -diferencial aberta de 12 pulsos, também inédita, os enrolamentos secundários são colocados nos vértices do triângulo em paralelo com os lados adjacentes, porém, no prolongamento dos respectivos lados. Por isso o nome de conexão aberta. Esta conexão está representada na Fig. 2.13.

Nesta conexão, as tensões de saída do autotransformador são aumentadas em relação à conexão plana, e ainda, maiores do que a tensão de referência de fase. A defasagem de 30° entre os sistemas continua preservada.

As tensões sobre todos os enrolamentos bem como os dois sistemas de tensões trifásicas gerados para a conexão Δ -diferencial aberta, estão representados no diagrama de fases da Fig. 2.14.

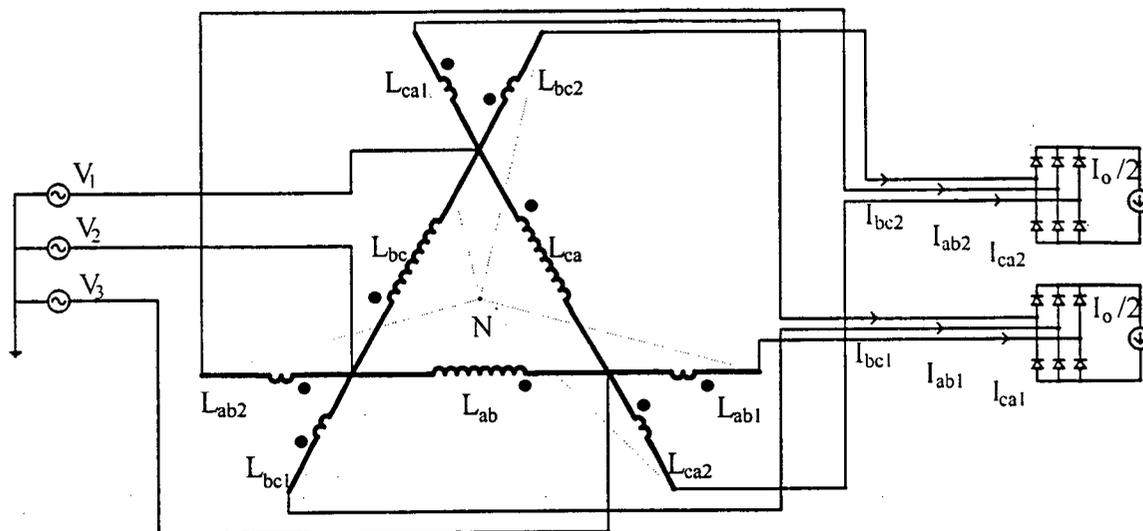


Fig. 2.13 - Conexão Δ-diferencial aberta de 12 pulsos.

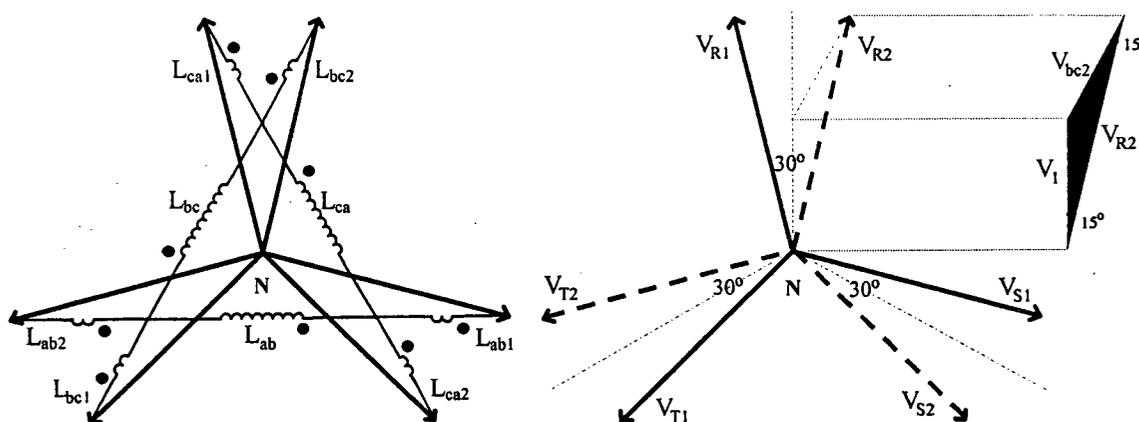


Fig. 2.14 - Diagrama de fases para a conexão Δ-diferencial aberta de 12 pulsos.

O sistema de tensões R_1, S_1 e T_1 está adiantado de 15° em relação ao sistema de tensões de fase da rede de alimentação, enquanto que o sistema R_2, S_2 e T_2 está atrasado de 15° em relação à mesma referência.

Com auxílio do triângulo destacado na Fig. 2.14, formado pelos módulos das tensões V_1, V_{bc2} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{bc2} através da expressão (2.16), conhecendo-se o ângulo de 15° e o módulo da tensão V_1 da rede.

$$V_{bc2} = V_1 \cdot \frac{\text{sen}(15^\circ)}{\text{sen}(15^\circ)} = V_1 \tag{2.16}$$

A relação de espiras entre primário e secundário, é calculada pela expressão (2.17).

$$K_0 = \frac{V_{bc}}{V_{bc2}} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_1}{V_1} = \sqrt{3} = 1,732 \tag{2.17}$$

Todos os enrolamentos secundários L_{ab1} , L_{ab2} , L_{bc1} , L_{bc2} , L_{ca1} e L_{ca2} são idênticos, portanto têm o mesmo número de espiras e estão submetidos ao mesmo valor eficaz de tensão. Observa-se que o número de espiras de cada enrolamento secundário é $\sqrt{3}$ vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário. Desta forma, o módulo da tensão sobre um enrolamento secundário é igual ao módulo da tensão de fase da rede.

2.4.2 Resultados de simulação

A Fig. 2.15 e a Fig. 2.16 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores e das tensões de uma fase de cada sistema trifásico obtido (V_{R1} e V_{R2}), com relação a tensão de referência V_1 . Na conexão aberta, as tensões retificadas (e nos sistemas gerados) são bem maiores do que a tensão de referência.

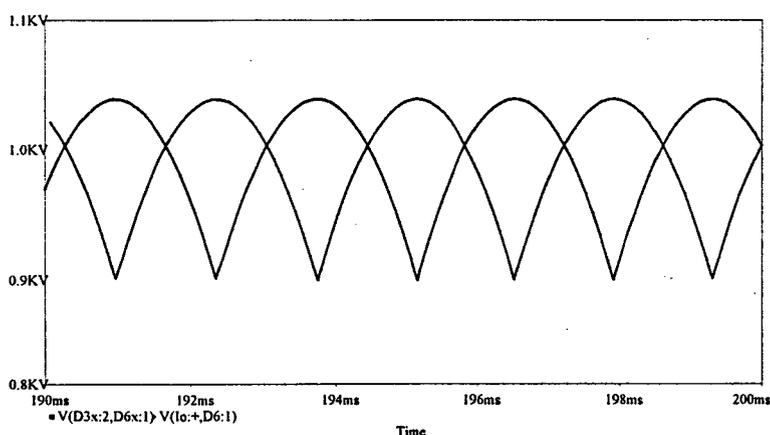


Fig. 2.15 - Tensões nas saídas dos retificadores.

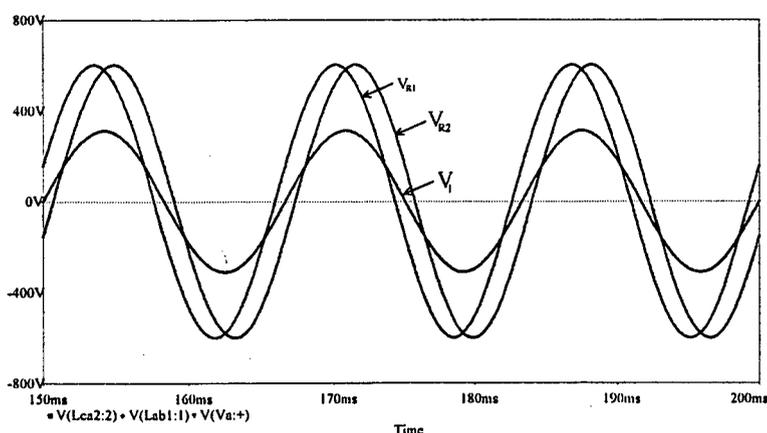


Fig. 2.16 - Defasagens entre os sistemas.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo e da tensão e da corrente na rede de alimentação, estão mostradas na Fig. 2.17 e na Fig. 2.18.

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_o/2 = 25A$) durante $2/3$ do período da rede. A corrente do primário é elevada, comparada com a corrente de carga.

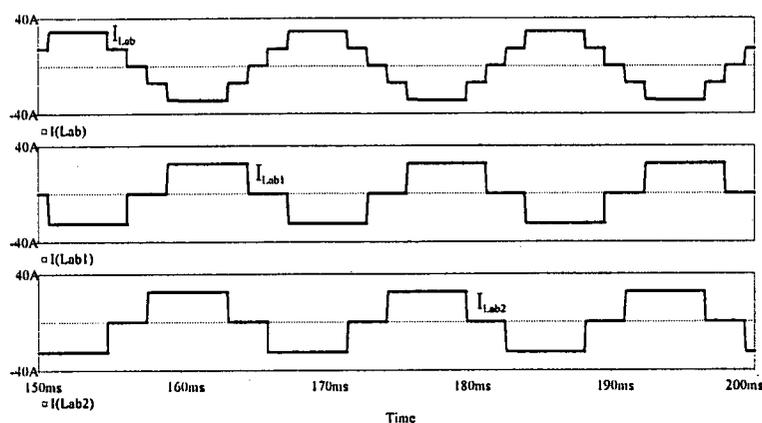


Fig. 2.17 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (ab).

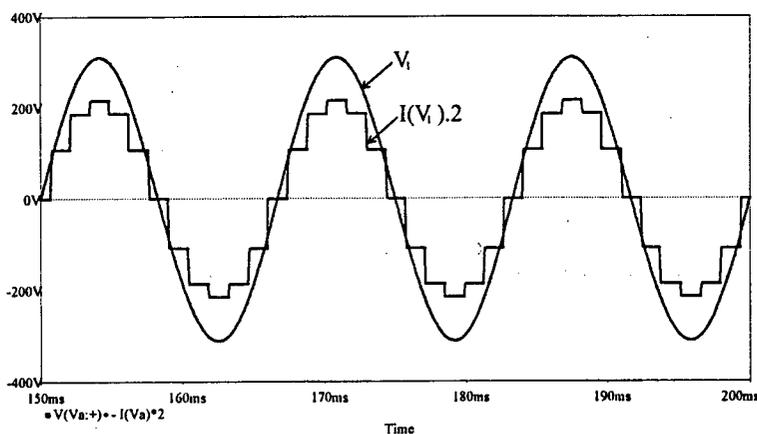


Fig. 2.18 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

O cálculo da potência aparente do autotransformador, a partir dos resultados de simulação, utiliza os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos. A potência média da carga é calculada pelos valores médios de tensão e de corrente das duas saídas.

Primário:	$V_{ef} = 380V$	$I_{ef} = 22,1A$
Secundários:	$V_{ef} = 220V$	$I_{ef} = 20,4A$
Carga:	$V_o = 992V$	$I_o = 2 \cdot 25A$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (2.18).

$$S_p = 3 \cdot 22,1 \cdot 380 = 25.195 \text{VA} \quad (2.18)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (2.19).

$$S_s = 6 \cdot 20,4 \cdot 220 = 26.928 \text{VA} \quad (2.19)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (2.20).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 26.060 \text{VA} \quad (2.20)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (2.21).

$$P_o = 2 \cdot 25 \cdot 992 = 49.600 \text{W} \quad (2.21)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (2.22).

$$S = 52,5\% \text{ de } P_o \quad (2.22)$$

2.5 ESTRELA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO ABERTA

2.5.1 Análise dos enrolamentos

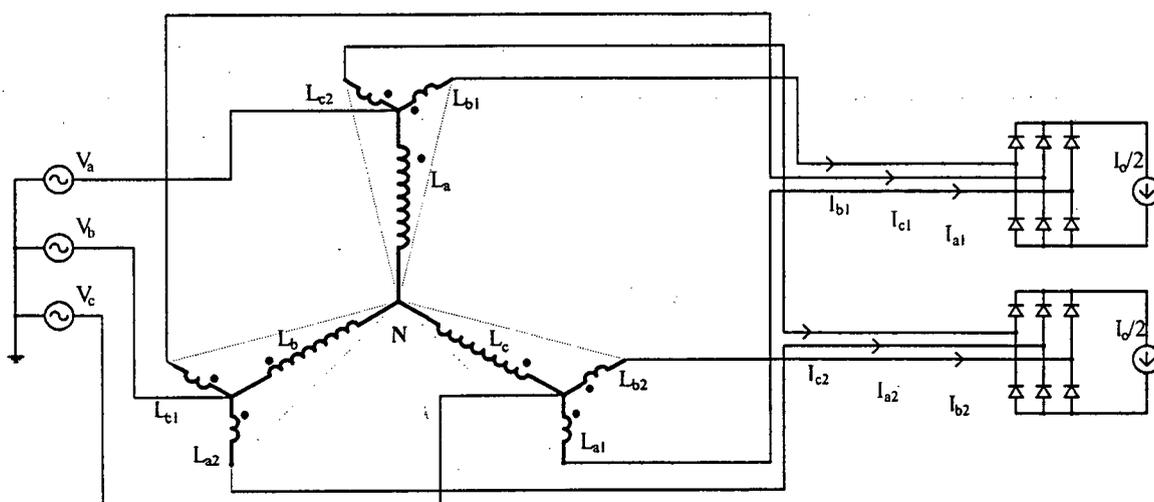


Fig. 2.19 - Conexão Y-diferencial aberta de 12 pulsos.

Na conexão Y-diferencial aberta de 12 pulsos [25], os enrolamentos secundários são colocados nas extremidades da estrela, formando três novas estrelas, uma em cada extremidade. Por isso o nome de conexão aberta. Esta conexão está mostrada na Fig. 2.19.

Os enrolamentos do autotransformador são representados por indutores acoplados e denominados por:

L_a, L_b e L_c :	enrolamentos do primário
L_{a1}, L_{b1} e L_{c1} :	enrolamentos do secundário 1
L_{a2}, L_{b2} e L_{c2} :	enrolamentos do secundário 2

Os enrolamentos com índices a , $a1$ e $a2$ estão montados sobre a mesma perna do núcleo. Assim, as tensões sobre estes enrolamentos estão rigorosamente em fase e os sentidos dos enrolamentos são definidos pelas marcas de polaridade. O mesmo acontece com o conjunto de enrolamentos b , $b1$ e $b2$ e também com o conjunto c , $c1$ e $c2$.

Os enrolamentos do primário são alimentados pelas tensões definidas por:

V_a, V_b e V_c :	tensões de fase da rede
----------------------	-------------------------

As tensões entre os terminais dos enrolamentos secundários são definidas por:

V_{a1}, V_{b1} e V_{c1} :	secundário 1
V_{a2}, V_{b2} e V_{c2} :	secundário 2

Cada um dos sistemas trifásicos é gerado a partir do sistema da rede de alimentação, tomando como referência angular as tensões de fase (V_a, V_b e V_c), ou seja, com relação ao neutro da rede ou ao neutro fictício (ponto N). Para obter um sistema em avanço de 15° e outro em atraso de 15° com relação à referência, procede-se da mesma maneira que para a conexão Δ , através da representação fasorial ou simplesmente através das equações de um triângulo.

Os módulos das tensões de saída do autotransformador ($V_{R1}, V_{R2}, V_{S1}, V_{S2}, V_{T1}$ e V_{T2}), com relação ao ponto N, não devem ser alterados pela relação de espiras (pois esta é responsável pelo ângulo de defasagem entre os sistemas), apenas pela variação da tensão de alimentação.

As tensões sobre todos os enrolamentos bem como os dois sistemas de tensões trifásicas gerados para a conexão Y-diferencial aberta de 12 pulsos, estão representados no diagrama de fases da Fig. 2.20.

O sistema de tensões R_1, S_1 e T_1 está adiantado de 15° em relação ao sistema de tensões de fase da rede de alimentação, enquanto que o sistema R_2, S_2 e T_2 está atrasado de 15° em relação à mesma referência.

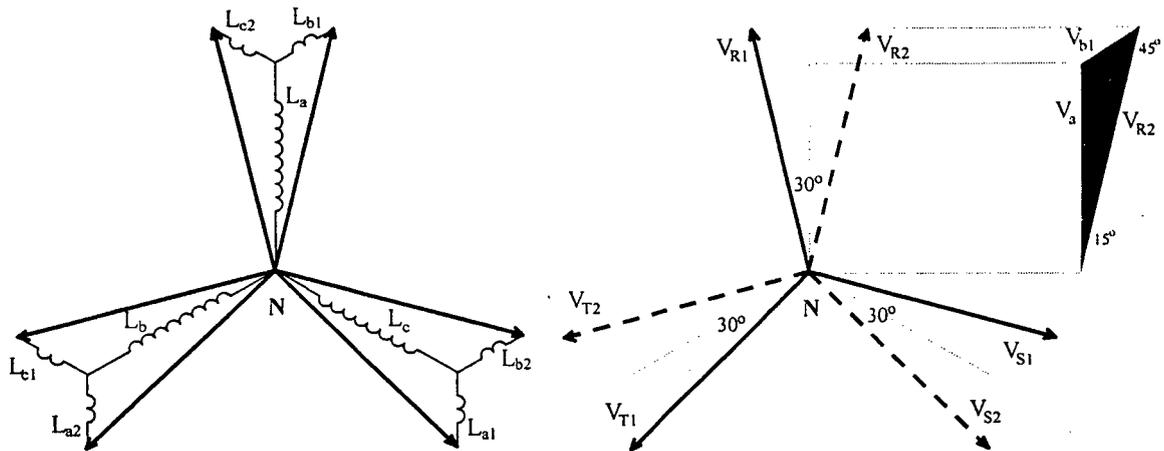


Fig. 2.20 - Diagrama de fases para a conexão Y-diferencial aberta de 12 pulsos.

Com auxílio do triângulo destacado na Fig. 2.20, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{b1} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{b1} através da expressão (2.23), conhecendo-se os ângulos de 15° e de 45° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{b1} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(15^\circ)}{\text{sen}(45^\circ)} = 0,366 \cdot V_a \quad (2.23)$$

A relação de espiras entre primário e secundário, é calculada pela expressão (2.24).

$$K_0 = \frac{V_a}{V_{b1}} = \frac{V_a}{0,366 \cdot V_a} = 2,732 \quad (2.24)$$

Todos os enrolamentos secundários L_{a1} , L_{a2} , L_{b1} , L_{b2} , L_{c1} e L_{c2} são idênticos, portanto têm o mesmo número de espiras e estão submetidos ao mesmo valor eficaz de tensão. Observa-se que o número de espiras de cada enrolamento secundário é 2,732 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

2.5.2 Resultados de simulação

A Fig. 2.21 e a Fig. 2.22 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores e das tensões em uma fase de cada sistema trifásico obtido (V_{R1} e V_{R2}), com relação à tensão de referência V_a . Na conexão aberta, as tensões retificadas e dos sistemas gerados são maiores do que a tensão de referência.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo e da tensão e da corrente na rede de alimentação estão mostradas na Fig. 2.23 e na Fig. 2.24.

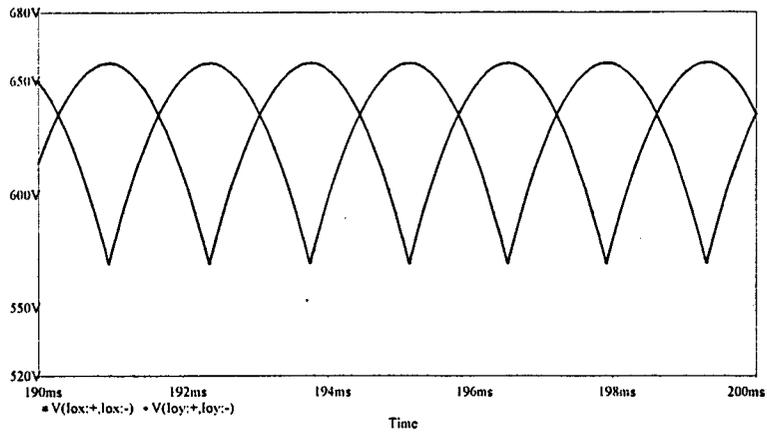


Fig. 2.21 - Tensões nas saídas dos retificadores.

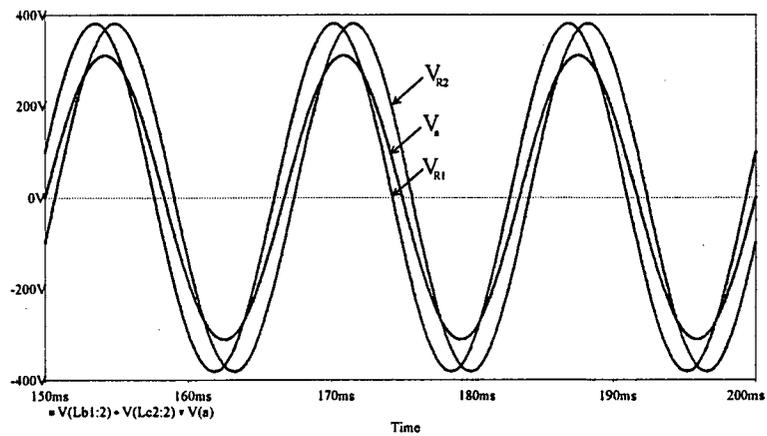


Fig. 2.22 - Defasagens entre os sistemas.

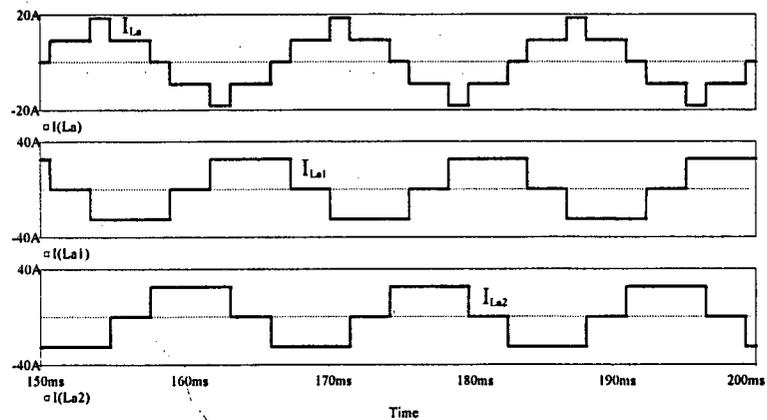


Fig. 2.23 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (a).

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_o/2 = 25A$) durante $2/3$ do período da rede. A corrente do primário é elevada, comparada com a corrente de carga.

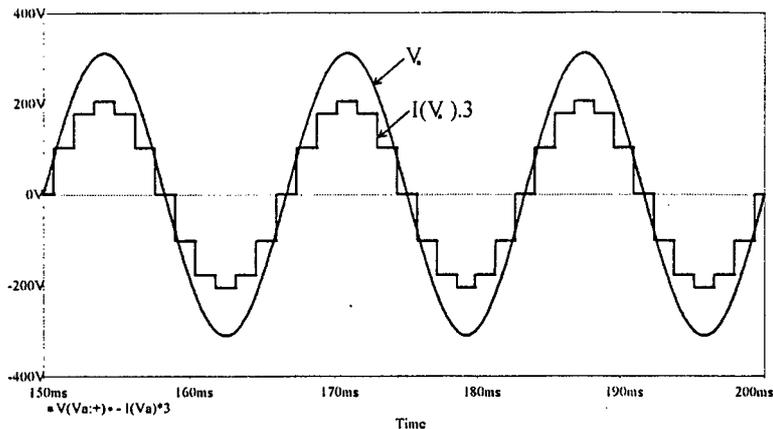


Fig. 2.24 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

A potência aparente do autotransformador é calculada a partir dos resultados de simulação, utilizando os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos. A potência média da carga é calculada pelos valores médios de tensão e de corrente das duas saídas.

$$\text{Primário:} \quad V_{ef} = 220V \quad I_{ef} = 10,5A$$

$$\text{Secundários:} \quad V_{ef} = 80,5V \quad I_{ef} = 20,4A$$

$$\text{Carga:} \quad V_o = 628V \quad I_o = 2,25A$$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (2.25).

$$S_p = 3 \cdot 10,5 \cdot 220 = 6.930VA \quad (2.25)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (2.26).

$$S_s = 6 \cdot 20,4 \cdot 80,5 = 9.853VA \quad (2.26)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (2.27).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 8.391VA \quad (2.27)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (2.28).

$$P_o = 2,25 \cdot 628 = 31.400W \quad (2.28)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (2.29).

$$S = 26,7\% \text{ de } P_o \quad (2.29)$$

2.6 ESTRELA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO FECHADA

2.6.1 Análise dos enrolamentos

Na conexão Y-diferencial fechada de 12 pulsos, também inédita, os enrolamentos secundários são colocados nas extremidades da estrela, formando ângulos de 60° com cada extremidade. Por isso o nome de conexão fechada. Esta conexão está representada na Fig. 2.25.

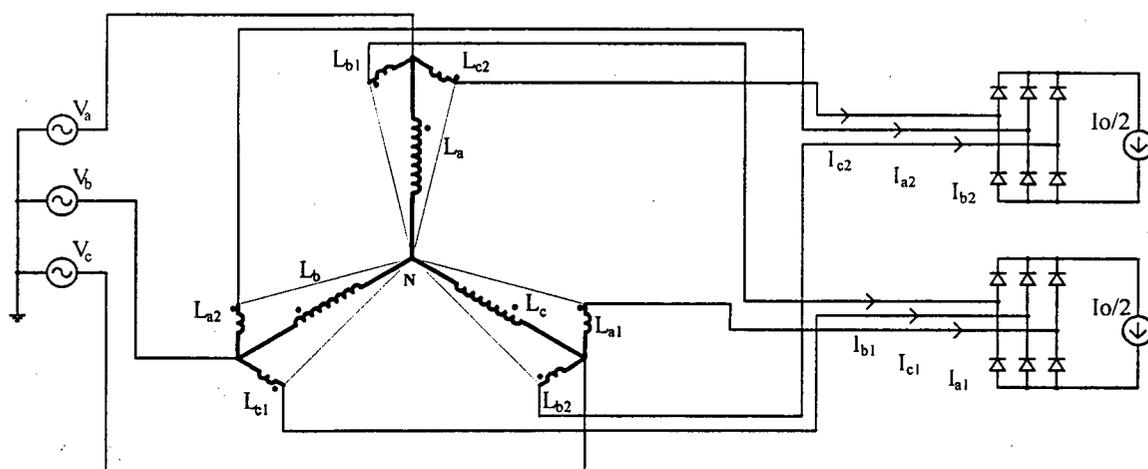


Fig. 2.25 - Conexão Y-diferencial fechada de 12 pulsos.

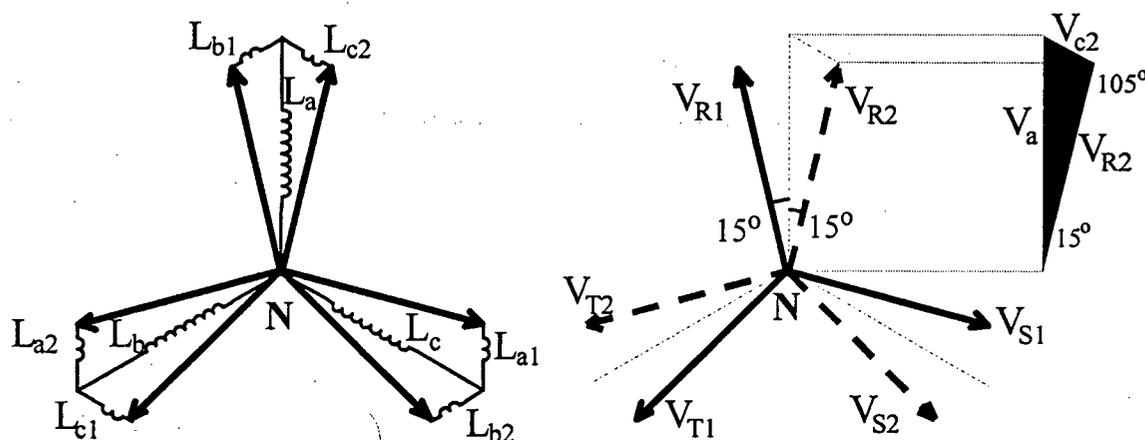


Fig. 2.26 - Diagrama de fases para a conexão Y-diferencial fechada de 12 pulsos.

Nesta conexão, as tensões de saída do autotransformador são reduzidas em relação à conexão aberta, e ainda menores do que a tensão de referência. A defasagem de 30° entre os sistemas continua preservada.

As tensões sobre todos os enrolamentos bem como os dois sistemas de tensões trifásicas gerados para a conexão Y-diferencial fechada estão representados no diagrama de fases da Fig. 2.26.

O sistema de tensões R_1 , S_1 e T_1 está adiantado de 15° em relação ao sistema de tensões de fase da rede de alimentação, enquanto que o sistema R_2 , S_2 e T_2 está atrasado de 15° em relação à mesma referência.

Com auxílio do triângulo destacado na Fig. 2.26, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{c2} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{c2} através da expressão (2.30), conhecendo-se os ângulos de 15 e 105° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{c2} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(15^\circ)}{\text{sen}(105^\circ)} = 0,268 \cdot V_a \quad (2.30)$$

A relação de espiras entre primário e secundário, é calculada pela expressão (2.31).

$$K_0 = \frac{V_a}{V_{c2}} = \frac{V_a}{0,268 \cdot V_a} = 3,732 \quad (2.31)$$

Todos os enrolamentos secundários L_{a1} , L_{a2} , L_{b1} , L_{b2} , L_{c1} e L_{c2} são idênticos, portanto, têm o mesmo número de espiras e estão submetidos ao mesmo valor eficaz de tensão. Observa-se que o número de espiras de cada enrolamento secundário é 3,732 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

2.6.2 Resultados de simulação

A Fig. 2.27 e a Fig. 2.28 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores e das tensões em uma fase de cada sistema trifásico obtido (V_{R1} e V_{R2}), com relação à tensão de referência V_a . Na conexão fechada, as tensões nos sistemas gerados são menores do que a tensão de referência.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo e da tensão e da corrente na rede de alimentação, estão mostradas na Fig. 2.29 e na Fig. 2.30.

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_o/2 = 25A$) durante $2/3$ do período da rede. A corrente do primário é baixa, comparada com a corrente de carga.

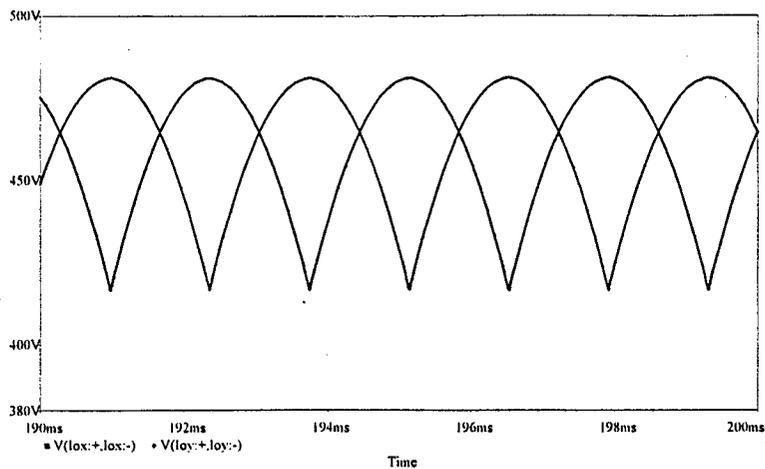


Fig. 2.27 - Tensões nas saídas dos retificadores.

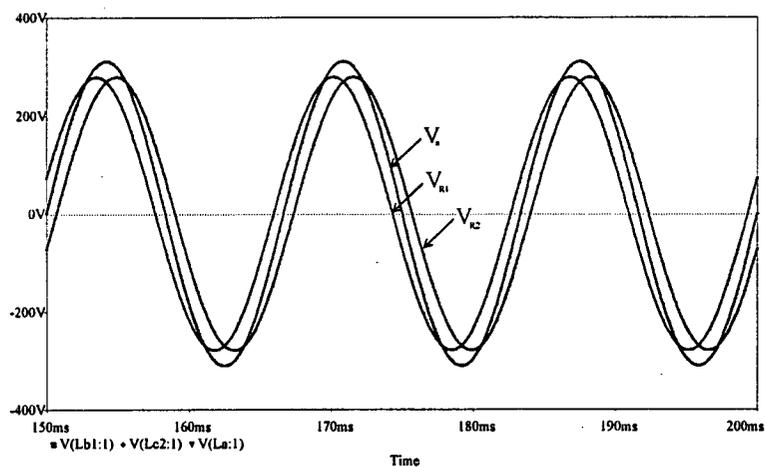


Fig. 2.28 - Defasagens entre os sistemas.

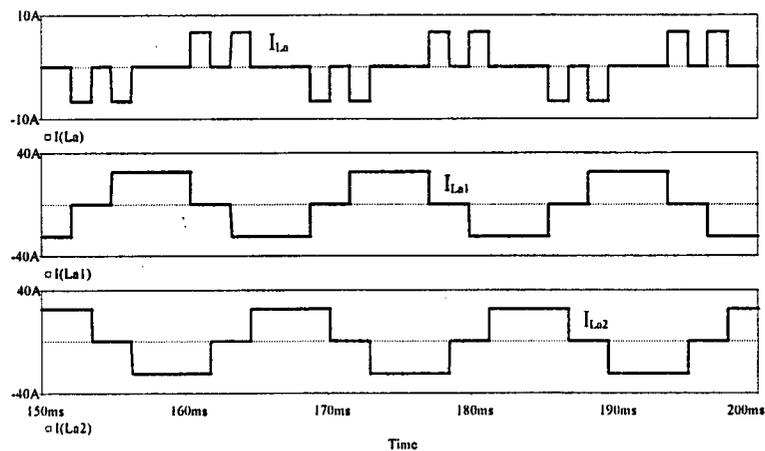


Fig. 2.29 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (ab).

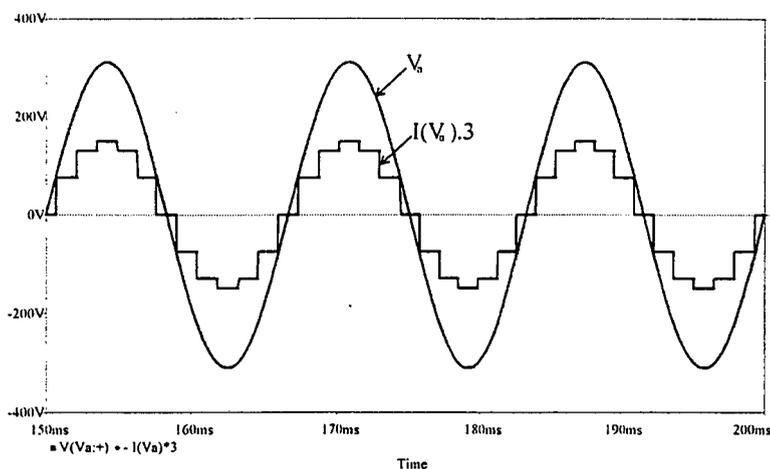


Fig. 2.30 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

A potência aparente do autotransformador pode ser calculada a partir dos resultados de simulação, utilizando os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos. A potência média da carga é calculada pelos valores médios de tensão e de corrente das duas saídas.

$$\text{Primário:} \quad V_{ef} = 220V \quad I_{ef} = 3,9A$$

$$\text{Secundários:} \quad V_{ef} = 59V \quad I_{ef} = 20,4A$$

$$\text{Carga:} \quad V_0 = 460V \quad I_0 = 2.25A$$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (2.32).

$$S_p = 3 \cdot 3,9 \cdot 220 = 2.574VA \quad (2.32)$$

A potência aparente do secundário é calculada pela expressão (2.33).

$$S_s = 6 \cdot 20,4 \cdot 59 = 7.222VA \quad (2.33)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (2.34).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 4.898VA \quad (2.34)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (2.35).

$$P_0 = 2.25 \cdot 460 = 23.000W \quad (2.35)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (2.36).

$$S = 21,3\% \text{ de } P_0 \quad (2.36)$$

2.7 ESTRELA DIFERENCIAL DE 18 PULSOS – CONEXÃO ABERTA

2.7.1 Análise dos enrolamentos

A conexão básica do conversor de 18 pulsos é semelhante à do conversor de 12 pulsos, porém são necessários três sistemas trifásicos de mesma amplitude e defasados de 20° . Assim, os enrolamentos secundários que geram os dois sistemas de $+20^\circ$ e -20° são idênticos aos do conversor de 12 pulsos que geram $+30^\circ$ e -30° , exceto com respeito à relação de espiras que é a responsável pelo ângulo característico de 20° ou de 30° . Esta conexão ainda não é encontrada nas referências.

O terceiro sistema trifásico está em fase com as tensões de fase da rede de alimentação. A amplitude deste sistema tem que ser ajustada para o valor igual ao dos sistemas de $+20^\circ$ e -20° .

A conexão Y-diferencial aberta de 18 pulsos está representada na Fig. 2.31.

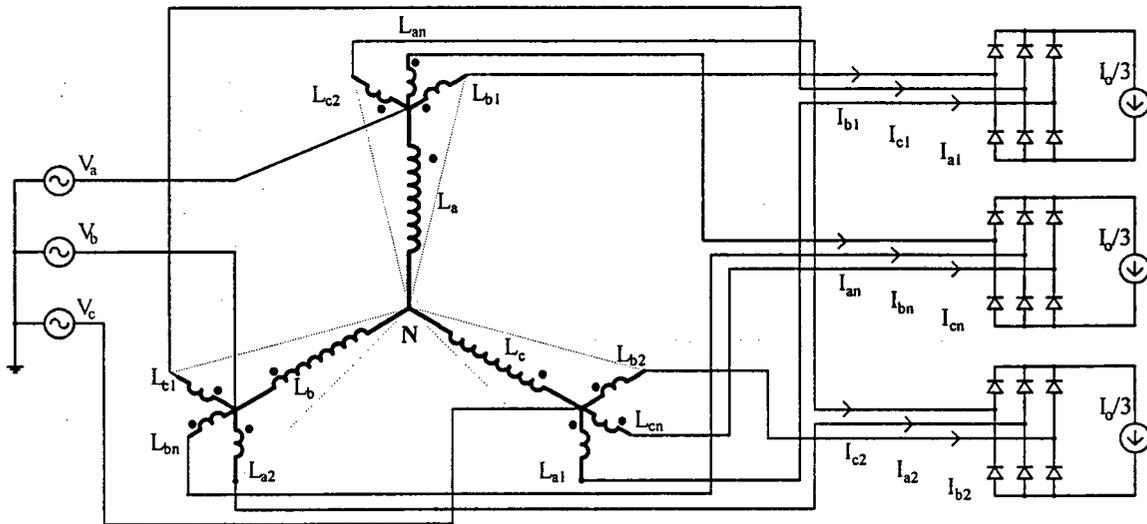


Fig. 2.31 - Conexão Y-diferencial aberta de 18 pulsos.

Os enrolamentos do autotransformador são representados por indutores acoplados e denominados por:

- | | |
|-------------------------------|--------------------------------|
| L_a, L_b e L_c : | enrolamentos do primário |
| L_{a1}, L_{b1} e L_{c1} : | enrolamentos do secundário (1) |
| L_{a2}, L_{b2} e L_{c2} : | enrolamentos do secundário (2) |
| L_{an}, L_{bn} e L_{cn} : | enrolamentos do secundário (n) |

Os enrolamentos com índices $a, a1, a2$ e an estão montados sobre a mesma perna do núcleo. Assim, as tensões sobre estes enrolamentos estão rigorosamente em fase e os sentidos dos enrolamentos são definidos pelas marcas de polaridade. O mesmo acontece com o conjunto de enrolamentos $b, b1, b2$ e bn e também com o conjunto $c, c1, c2$ e cn .

Os enrolamentos do primário são alimentados pelas tensões definidas por:

V_a, V_b e V_c : Tensões de fase da rede

As tensões entre os terminais de cada enrolamento secundário são definidas por:

V_{a1}, V_{b1} e V_{c1} : secundário (1)

V_{a2}, V_{b2} e V_{c2} : secundário (2)

V_{an}, V_{bn} e V_{cn} : secundário (n)

Para obter um sistema em avanço de 20° e outro em atraso de 20° com relação à referência, procede-se da mesma maneira que para a conexão de 12 pulsos, através da representação fasorial ou simplesmente através de um triângulo. O sistema em fase com a referência é ajustado (através do número de espiras) para ter o módulo das tensões iguais aos módulos das tensões dos sistemas de $+20^\circ$ e -20° .

As tensões sobre todos os enrolamentos, bem como os três sistemas de tensões trifásicas gerados para a conexão Y-diferencial aberta de 18 pulsos, estão representados no diagrama de fases da Fig. 2.32.

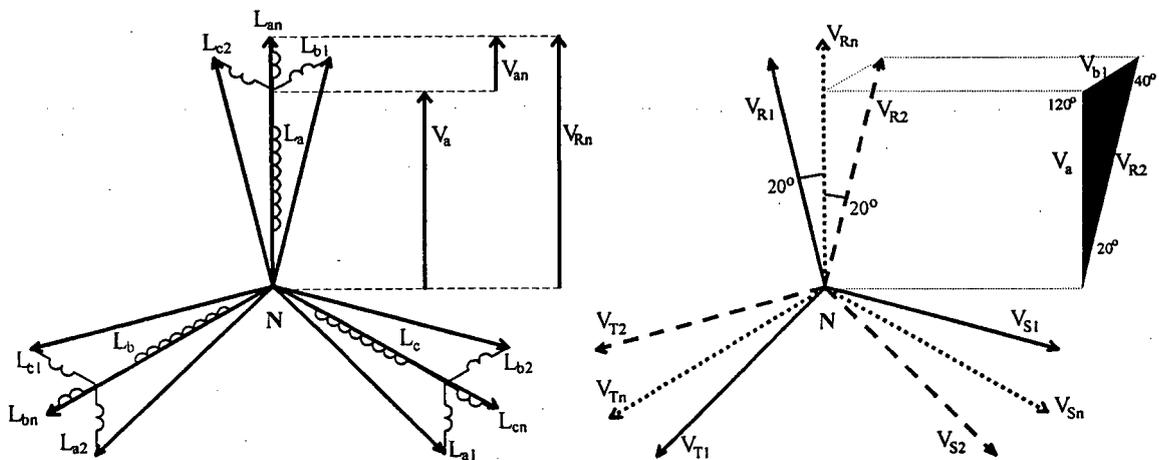


Fig. 2.32 - Diagrama de fases para a conexão Y-diferencial aberta de 18 pulsos.

O sistema de tensões R_1, S_1 e T_1 está adiantado de 20° em relação ao sistema de tensões de fase da rede de alimentação, o sistema R_2, S_2 e T_2 está atrasado de 20° em relação à mesma referência e o sistema R_n, S_n e T_n está em fase com a referência.

Com auxílio do triângulo destacado na Fig. 2.32, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{b1} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{b1} através da expressão (2.37), conhecendo-se os ângulos de 20° e de 40° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{b1} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(20^\circ)}{\text{sen}(40^\circ)} = 0,532 \cdot V_a \quad (2.37)$$

A relação de espiras (K_2) entre o primário e os secundários defasados de $+20^\circ$ e -20° é calculada pela expressão (2.38).

$$K_2 = \frac{V_a}{V_{b1}} = \frac{V_a}{0,532 \cdot V_a} = 1,879 \quad (2.38)$$

Todos os enrolamentos secundários L_{a1} , L_{a2} , L_{b1} , L_{b2} , L_{c1} e L_{c2} são idênticos e o número de espiras de cada um destes enrolamentos é 1,879 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

O módulo das tensões de fase de cada um dos três sistemas trifásicos gerados é o mesmo e pode ser calculado pelo mesmo triângulo destacado na Fig. 2.32, como mostra a expressão (2.39).

$$V_{R2} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(120^\circ)}{\text{sen}(40^\circ)} = 1,347 \cdot V_a \quad (2.39)$$

A tensão sobre cada um dos enrolamentos L_{an} , L_{bn} e L_{cn} é calculada pela diferença linear entre as tensões em fase, $V_{an} = V_{Rn} - V_a$. Como os módulos das tensões de todos os três sistemas são iguais ($V_{R2} = V_{Rn}$), torna-se válida a expressão (2.40).

$$V_{an} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(120^\circ)}{\text{sen}(40^\circ)} - V_a = 0,347 \cdot V_a \quad (2.40)$$

A relação de espiras (K_1) entre o primário e o secundário em fase com a referência é calculada pela expressão (2.41).

$$K_1 = \frac{V_a}{V_{an}} = \frac{V_a}{0,347 \cdot V_a} = 2,879 \quad (2.41)$$

Os enrolamentos secundários L_{an} , L_{bn} , e L_{cn} são idênticos e o número de espiras de cada um é 2,879 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

2.7.2 Resultados de simulação

A Fig. 2.33 e a Fig. 2.34 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores, e das tensões de uma fase de cada sistema trifásico obtido (V_{R1} , V_{R2} e V_{Rn}),

com relação à tensão de referência V_a . Na conexão aberta, as tensões nos sistemas gerados são maiores do que a tensão de referência.

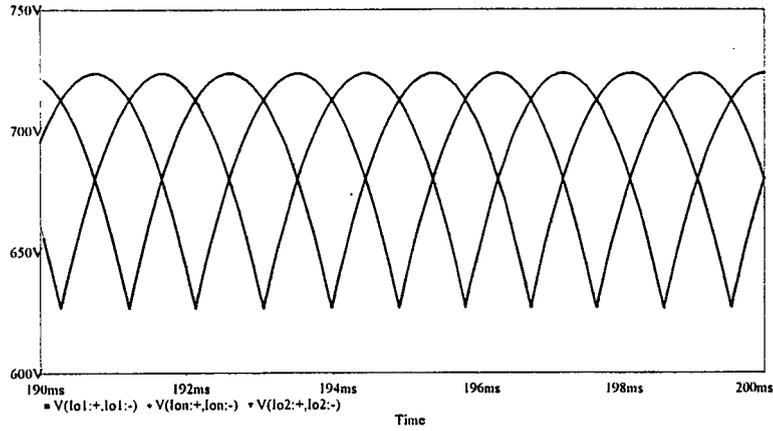


Fig. 2.33 - Tensões nas saídas dos retificadores.

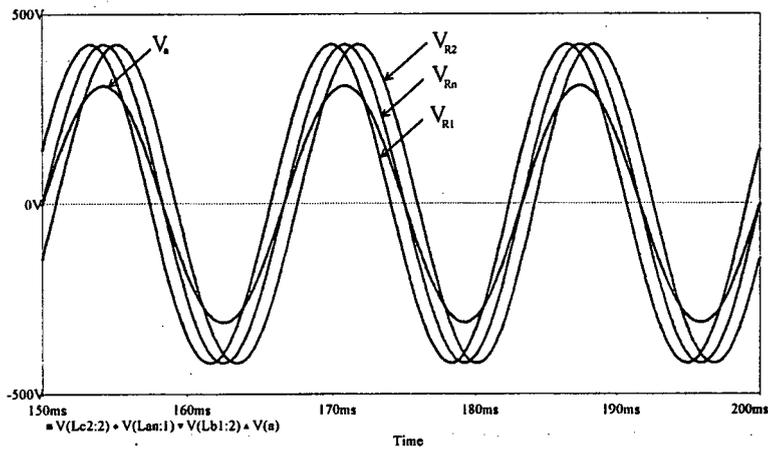


Fig. 2.34 - Defasagens entre os sistemas.

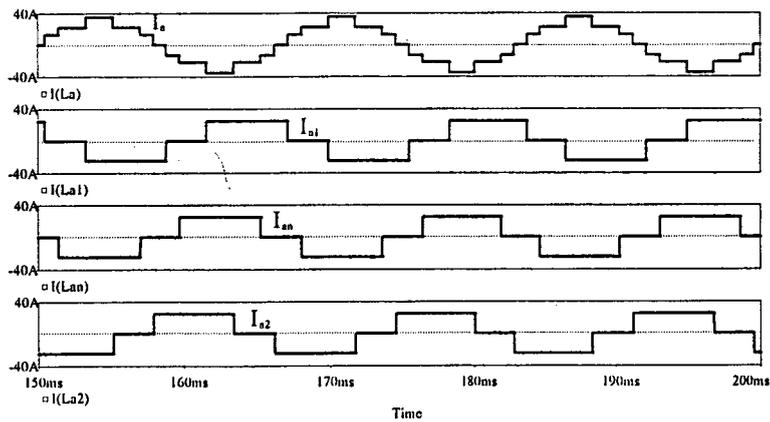


Fig. 2.35 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (a).

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo e da tensão e da corrente na rede de alimentação, estão mostradas na Fig. 2.35 e na Fig. 2.36.

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_o/3 = 25A$) durante $2/3$ do período da rede. A corrente que circula através do primário tem elevado valor eficaz, comparada com a corrente de carga.

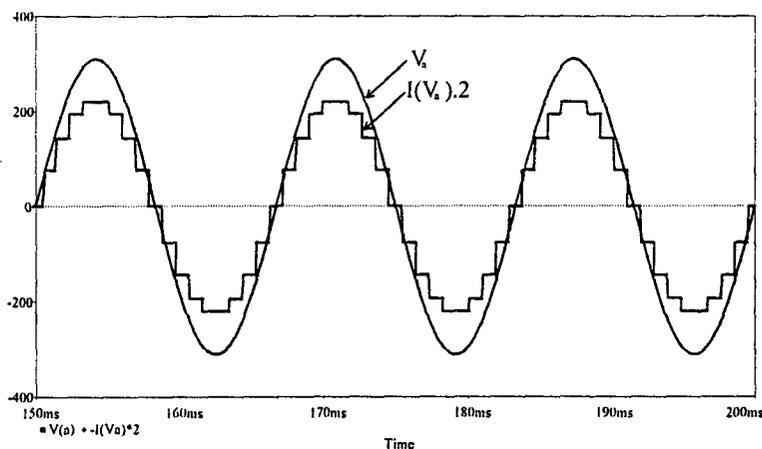


Fig. 2.36 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

O cálculo da potência aparente do autotransformador, a partir dos resultados de simulação, utiliza os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos. A potência média da carga é calculada pelos valores médios de tensão e de corrente das três saídas.

Primário:	$V_{ef} = 220V$	$I_{ef} = 23A$
Secundários (1 e 2):	$V_{ef} = 117V$	$I_{ef} = 20,4A$
Secundário (n):	$V_{ef} = 76V$	$I_{ef} = 20,4A$
Carga:	$V_o = 691V$	$I_o = 3.25A$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (2.42).

$$S_p = 3 \cdot 23 \cdot 220 = 15.180VA \quad (2.42)$$

A potência aparente do secundário é calculada pela expressão (2.43).

$$S_s = 6 \cdot 20,4 \cdot 117 + 3 \cdot 20,4 \cdot 76 = 18.972VA \quad (2.43)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (2.44).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 17.076VA \quad (2.44)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (2.45).

$$P_o = 3 \cdot 25 \cdot 691 = 51.825 \text{ W} \quad (2.45)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (2.46).

$$S = 33\% \text{ de } P_o \quad (2.46)$$

2.8 ESTRELA DIFERENCIAL DE 18 PULSOS – CONEXÃO FECHADA

2.8.1 Análise dos enrolamentos

A conexão Y-diferencial fechada de 18 pulsos, também inédita, está representada na Fig. 2.37. Nesta conexão, os enrolamentos secundários proporcionam tensões nos três sistemas menores do que as tensões de referência.

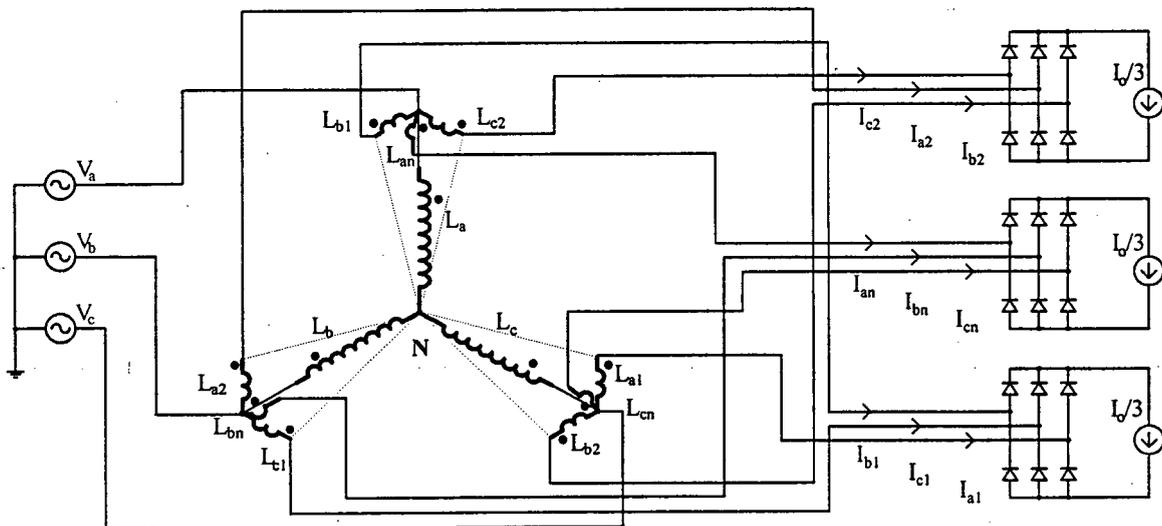


Fig. 2.37 - Conexão Y-diferencial fechada de 18 pulsos.

As tensões sobre todos os enrolamentos, assim como os três sistemas de tensões trifásicas gerados para a conexão Y-diferencial fechada de 18 pulsos, estão representados no diagrama de fases da Fig. 2.38.

O sistema de tensões R_1 , S_1 e T_1 está adiantado de 20° em relação ao sistema de tensões de fase da rede de alimentação, o sistema R_2 , S_2 e T_2 está atrasado de 20° em relação à mesma referência e o sistema R_n , S_n e T_n está em fase com a referência.

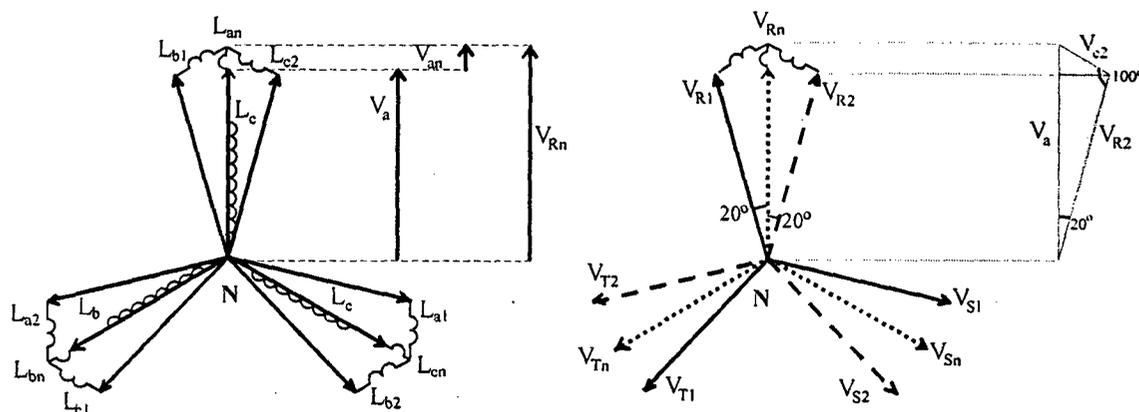


Fig. 2.38 - Diagrama de fases para a conexão Y-diferencial fechada de 18 pulsos.

Com auxílio do triângulo destacado na Fig. 2.38, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{c2} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{c2} através da expressão (2.47), conhecendo-se os ângulos de 20° e 100° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{c2} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(20^\circ)}{\text{sen}(100^\circ)} = 0,347 \cdot V_a \quad (2.47)$$

A relação de espiras (K_2) entre o primário e os secundários defasados de $+20^\circ$ e -20° é calculada pela expressão (2.48).

$$K_2 = \frac{V_a}{V_{c2}} = \frac{V_a}{0,347 \cdot V_a} = 2,879 \quad (2.48)$$

Todos os enrolamentos secundários L_{a1} , L_{a2} , L_{b1} , L_{b2} , L_{c1} e L_{c2} são idênticos e o número de espiras de cada um destes enrolamentos é 2,879 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

O módulo das tensões de fase de cada um dos três sistemas trifásicos gerados é o mesmo e pode ser calculado pelo mesmo triângulo destacado na Fig. 2.38, como mostra a expressão (2.49).

$$V_{R2} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(60^\circ)}{\text{sen}(100^\circ)} = 0,879 \cdot V_a \quad (2.49)$$

A tensão sobre cada um dos enrolamentos L_{an} , L_{bn} e L_{cn} é calculada pela diferença linear entre as tensões em fase, $V_{an} = V_a - V_{Rn}$. Como os módulos das tensões de todos os três sistemas são iguais ($V_{R2} = V_{Rn}$), torna-se válida a expressão (2.50).

$$V_{an} = V_a - \frac{\text{sen}(60^\circ)}{\text{sen}(100^\circ)} \cdot V_a = 0,121 \cdot V_a \quad (2.50)$$

A relação de espiras (K_1) entre o primário e o secundário em fase com a referência é calculada pela expressão (2.51).

$$K_1 = \frac{V_a}{V_{an}} = \frac{V_a}{0,121 \cdot V_a} = 8,292 \quad (2.51)$$

Os enrolamentos secundários L_{an} , L_{bn} , e L_{cn} são idênticos e o número de espiras de cada um é 8,292 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

2.8.2 Resultados de simulação

A Fig. 2.39 e a Fig. 2.40 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores e das tensões de uma fase de cada sistema trifásico obtido (V_{R1} , V_{R2} e V_{Rn}), com relação à tensão de referência V_a . Na conexão fechada, as tensões nos sistemas gerados são menores do que a tensão de referência.

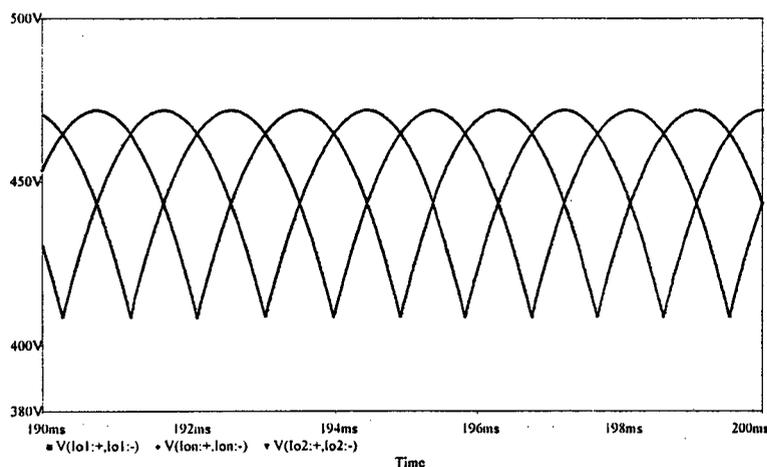


Fig. 2.39 - Tensões nas saídas dos retificadores

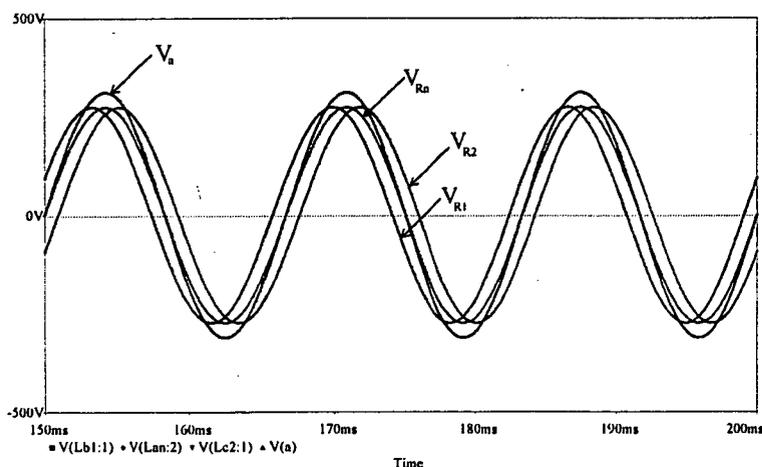


Fig. 2.40 - Defasagens entre os sistemas.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo e da tensão e da corrente na rede de alimentação estão mostradas na Fig. 2.41e na Fig. 2.42.

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_o/3 = 25\text{A}$) durante $2/3$ do período da rede. A corrente do primário é muito baixa, comparada com a corrente de carga.

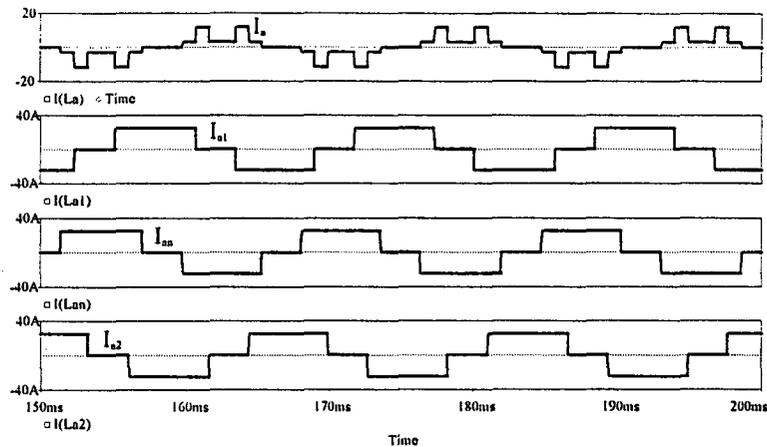


Fig. 2.41 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (a).

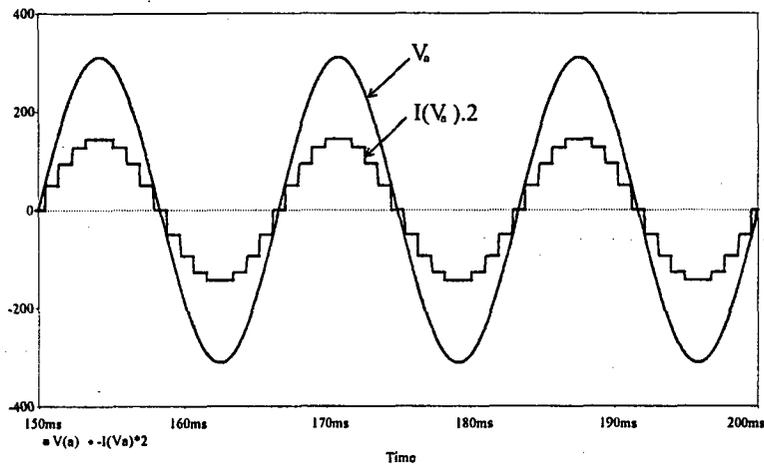


Fig. 2.42 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

A potência aparente do autotransformador, calculada a partir dos resultados de simulação, utiliza os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos. A potência média da carga é calculada pelos valores médios de tensão e de corrente das três saídas.

Primário: $V_{ef} = 220\text{V}$ $I_{ef} = 5,88\text{A}$

Secundários (1 e 2): $V_{ef} = 76\text{V}$ $I_{ef} = 20,4\text{A}$

$$\text{Secundário (n):} \quad V_{ef} = 26,5V \quad I_{ef} = 20,4A$$

$$\text{Carga:} \quad V_o = 451V \quad I_o = 3,25A$$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (2.52).

$$S_p = 3 \cdot 5,88 \cdot 220 = 3.880VA \quad (2.52)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (2.53).

$$S_s = 6 \cdot 20,4 \cdot 76 + 3 \cdot 20,4 \cdot 26,5 = 10.924VA \quad (2.53)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (2.54).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 7.400VA \quad (2.54)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (2.55).

$$P_o = 3 \cdot 25 \cdot 451 = 33.825W \quad (2.55)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (2.56).

$$S = 21,9\% \text{ de } P_o \quad (2.56)$$

2.9 DELTA DIFERENCIAL DE 18 PULSOS

2.9.1 Análise dos enrolamentos

A conexão Δ -diferencial de 18 pulsos [25, 30] está representada na Fig. 2.43. Esta conexão é semelhante à conexão Δ plana de 12 pulsos, porém, o ângulo de defasagem entre os enrolamentos e a referência de tensões passa de 15° para 20° . Uma terceira ponte de seis pulsos é ligada diretamente à fonte de alimentação. Este sistema de tensões é a própria referência de tensões.

Os enrolamentos secundários são formados por dois pequenos enrolamentos ligados em série, porém, enrolados em pernas do núcleo distintas e adequadas para proporcionar dois sistemas de tensão defasados de -20° e de $+20^\circ$ em relação às tensões de referência.

Como cada par de enrolamentos que forma um secundário está conectado em série, não importa a ordem para a conexão. Assim duas estruturas são possíveis, como apresentado na Fig. 2.44.

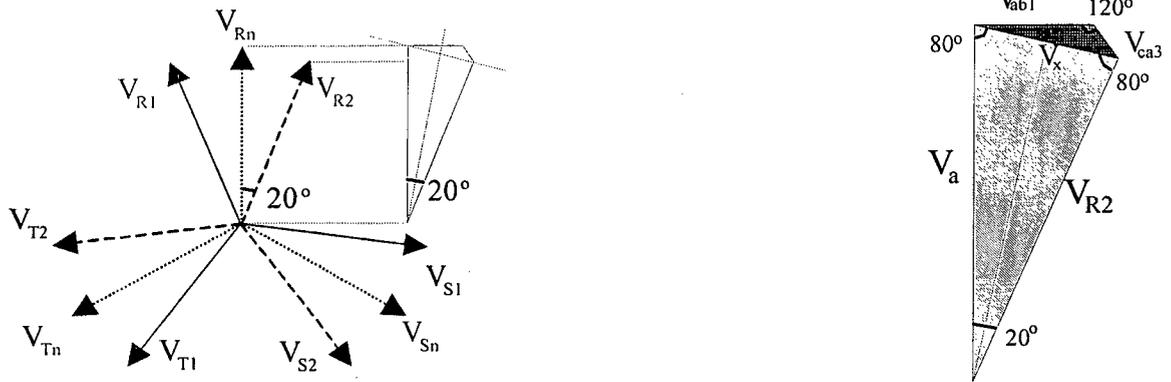


Fig. 2.45 - Diagrama de fases para a conexão Δ-diferencial.

$$V_x = \frac{\text{sen}(20^\circ)}{\text{sen}(80^\circ)} \cdot V_a \tag{2.57}$$

Através do triângulo formado pelas tensões V_x , V_{ab1} , V_{ca3} e os ângulos de 10, 120 e 50° , obtém-se os valores de V_{ab1} e de V_{ca3} através das expressões (2.58) e (2.59), substituindo-se a expressão da tensão V_x .

$$V_{ab1} = \frac{\text{sen}(50^\circ)}{\text{sen}(120^\circ)} \cdot \frac{\text{sen}(20^\circ)}{\text{sen}(80^\circ)} \cdot V_a = 0,3072 \cdot V_a \tag{2.58}$$

$$V_{ca3} = \frac{\text{sen}(10^\circ)}{\text{sen}(120^\circ)} \cdot \frac{\text{sen}(20^\circ)}{\text{sen}(80^\circ)} \cdot V_a = 0,0696 \cdot V_a \tag{2.59}$$

A relação de espiras (K_2) entre o primário e os secundários de maior tensão é calculada pela expressão (2.60).

$$K_2 = \frac{V_{ab}}{V_{ab1}} = \frac{V_a \cdot \sqrt{3}}{0,3072 \cdot V_a} = 5,638 \tag{2.60}$$

Todos os enrolamentos secundários L_{ab1} , L_{ab2} , L_{bc1} , L_{bc2} , L_{ca1} e L_{ca2} são idênticos e o número de espiras de cada um destes enrolamentos é 5,638 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamentos primário.

A relação de espiras (K_1) entre o primário e os secundários de menor tensão é calculada pela expressão (2.61).

$$K_1 = \frac{V_{ca}}{V_{ca3}} = \frac{V_a \cdot \sqrt{3}}{0,0696 \cdot V_a} = 24,886 \tag{2.61}$$

Todos os enrolamentos secundários L_{ab3} , L_{ab4} , L_{bc3} , L_{bc4} , L_{ca3} e L_{ca4} são idênticos e o número de espiras de cada um destes enrolamentos é 24,886 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

2.9.2 Resultados de simulação

A Fig. 2.46 e a Fig. 2.47 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores e das tensões de uma fase de cada sistema trifásico obtido (V_{R1} , V_{R2} e V_{Rn}), com relação à tensão de referência V_a ou V_1 . Nesta conexão, as tensões nos sistemas gerados são iguais às tensão de referência.

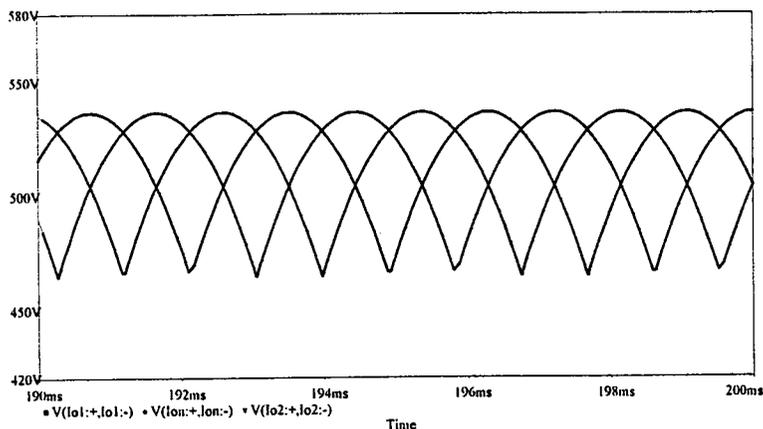


Fig. 2.46 - Tensões nas saídas dos retificadores.

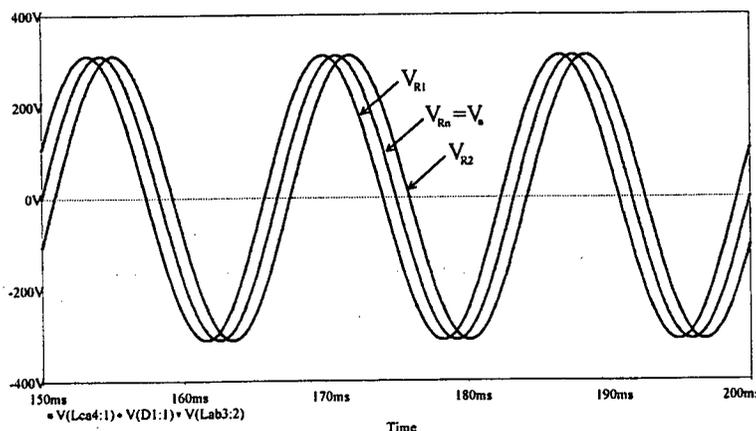


Fig. 2.47 - Defasagens entre os sistemas.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo e da tensão e da corrente na rede de alimentação, estão mostradas na Fig. 2.48 e na Fig. 2.49.

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_o/3 = 25A$) durante $2/3$ do período da rede. A corrente do primário é muito baixa, comparada com a corrente de carga.

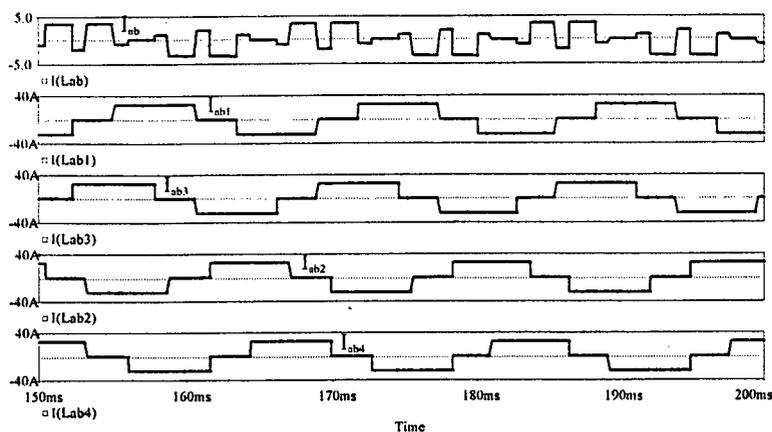


Fig. 2.48 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (ab).

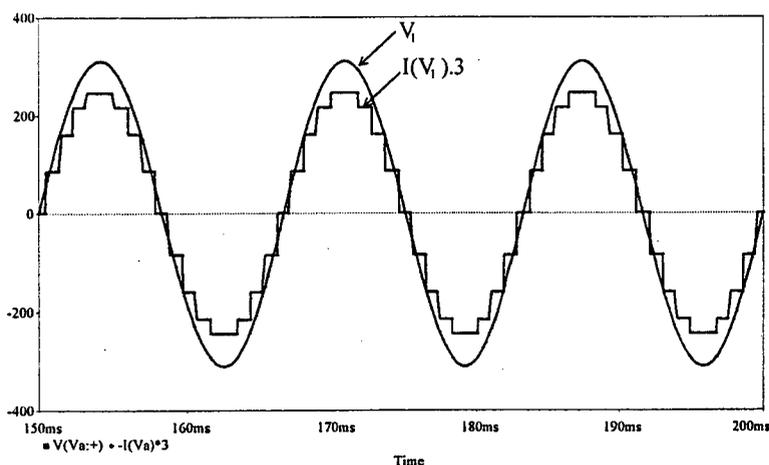


Fig. 2.49 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

A potência aparente do autotransformador pode ser calculada a partir dos resultados de simulação, utilizando os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos. A potência média da carga é calculada pelos valores médios de tensão e de corrente das três saídas.

Primário: $V_{ef} = 380V$ $I_{ef} = 2,44A$

Secundários (1 e 2): $V_{ef} = 67V$ $I_{ef} = 20,4A$

Secundários (3 e 4): $V_{ef} = 15.4V$ $I_{ef} = 20,4A$

Carga: $V_o = 512V$ $I_o = 3.25A$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão 1.61.

$$S_p = 3 \cdot 2,44 \cdot 380 = 2.782VA \quad (2.62)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (2.63).

$$S_s = 6 \cdot 20,4 \cdot 67 + 6 \cdot 20,4 \cdot 15,4 = 10.086VA \quad (2.63)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (2.64).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 6.434 \text{VA} \quad (2.64)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (2.65).

$$P_o = 3 \cdot 25 \cdot 512 = 38.400 \text{W} \quad (2.65)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (2.66).

$$S = 16,8\% \text{ de } P_o \quad (2.66)$$

2.10 ANÁLISE HARMÔNICA DAS CORRENTES DE LINHA DE CADA CONVERSOR

Todos os conversores de 12 pulsos apresentam a mesma forma de onda de corrente na rede de alimentação, independente da conexão diferencial utilizada. O mesmo ocorre com os conversores de 18 pulsos apresentados. Assim, são apresentadas as formas de onda obtidas por simulação e as respectivas análises harmônicas para apenas um conversor de 12 pulsos e outro de 18 pulsos.

2.10.1 Conversores de 12 Pulsos

A Fig. 2.50 e a Fig. 2.51 mostram a forma de onda da corrente que circula através de uma fase e o espectro harmônico desta corrente para os conversores de 12 pulsos.

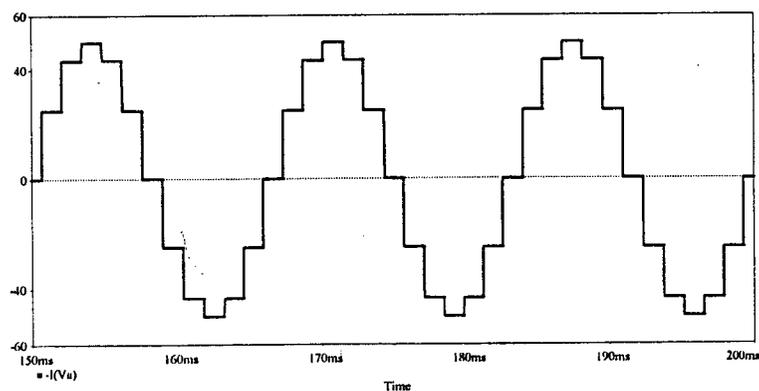


Fig. 2.50 - Corrente em uma fase.

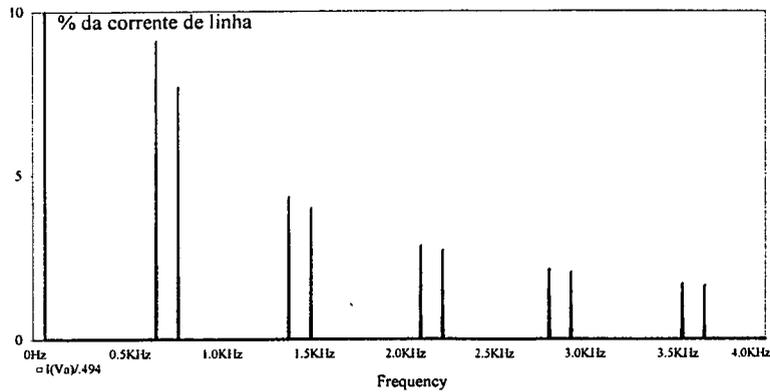


Fig. 2.51 - Espectro harmônico da corrente.

A distorção harmônica calculada por simulação é de 21.7% e a ordem dos harmônicos encontrados é calculada por $k.12 \pm 1$, sendo que $k=1,2,3,\dots$. Os harmônicos mais significativos são o 11º e o 13º.

2.10.2 Conversores de 18 Pulsos

A Fig. 2.52 e a Fig. 2.53 mostram a forma de onda da corrente que circula através de uma das fase e o espectro harmônico desta corrente para todos os conversores de 18 pulsos.

Neste caso, a distorção harmônica calculada por simulação é de 14.3% e a ordem dos harmônicos encontrados é calculada por $k.18 \pm 1$. O 17º e o 19º são os harmônicos mais significativos.

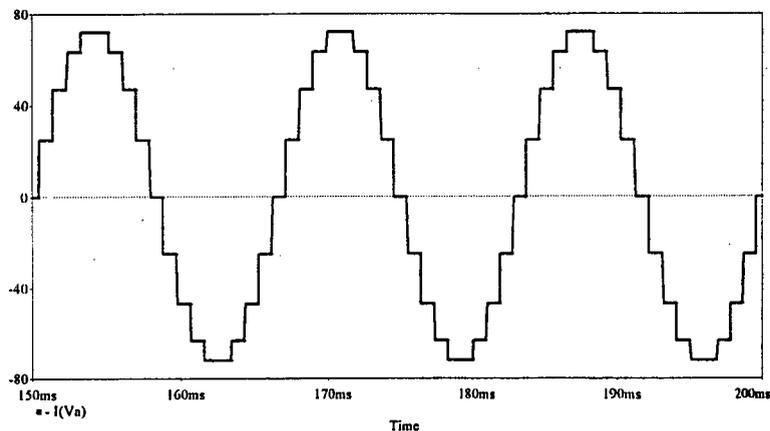


Fig. 2.52 - Corrente em uma fase.

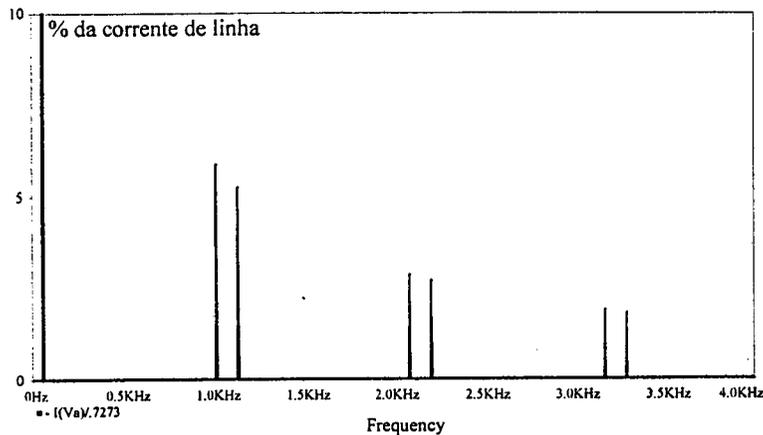


Fig. 2.53 - Espectro harmônico da corrente.

2.11 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentadas as principais conexões diferenciais de autotransformador para os modos de operação em 12 e 18 pulsos. Para cada modo de operação, várias configurações com o primário conectado em Δ ou em Y foram exploradas, sendo que muitas destas conexões ainda não foram apresentadas na literatura técnica.

O número de pulsos, múltiplos de seis, determina o número de retificadores trifásicos em ponte completa que são utilizados. Cada conversor é alimentado por um sistema trifásico gerado no secundário do autotransformador.

A defasagem característica de cada conversor foi facilmente obtida por relações trigonométricas, conhecendo-se o diagrama fasorial e os ângulos de cada enrolamento do autotransformador, com relação ao sistema de referência.

Todos os conversores apresentados foram submetidos a testes de simulação, sendo que o mesmo sistema trifásico de tensões de 220/380V foi aplicado em todos eles e que a corrente constante de 25A foi imposta na carga. Assim, as correntes nos secundários de todos os conversores (que são as mesmas das entradas das pontes) têm a mesma forma e, portanto, o mesmo valor eficaz.

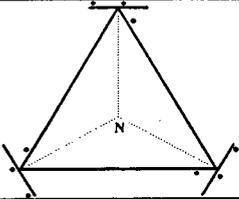
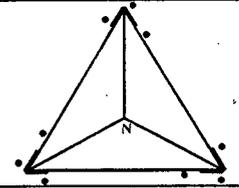
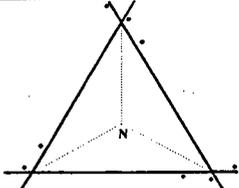
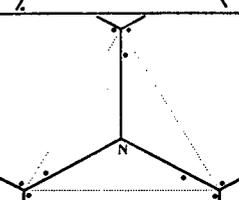
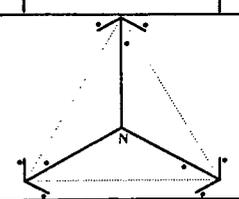
A potência aparente do autotransformador foi calculada pela média entre as potências aparentes do primário e do secundário. O produto dos valores eficazes de tensão e de corrente de cada enrolamento, cujos valores foram obtidos por simulação, determinou a potência processada em cada enrolamento. O valor da potência ativa na saída de cada

retificador é o produto da tensão média retificada, também obtida por simulação, pelo valor constante da corrente de saída.

Com todos estes parâmetros, é possível escolher qual a melhor topologia a ser utilizada numa determinada aplicação, considerando que todas são diferentes com relação à tensão de saída, à porcentagem dos kVA processados, à THD, ao número de elementos do conversor, etc.

A tabela 2.1 mostra um resumo dos conversores apresentados, destacando-se as principais características de cada um e reportando as respectivas origens.

Tabela 2.1 - Resumo dos conversores analisados.

Topologia	Conexão	THD (%)	S/P _o (%)	V _o (V)	Origem	Espiras N _p /N _s
	12 Pulsos Δ-diferencial Plana	21,7	18,4	531	[25, 30]	K _o =6,464
	12 Pulsos Δ-diferencial Fechada	21,7	16,8	362	Novo	K _o =4,732
	12 Pulsos Δ-diferencial Aberta	21,7	52,6	992	Novo	K _o =1,732
	12 Pulsos Y-diferencial Aberta	21,7	26,7	628	[25]	K _o =2,732
	12 Pulsos Y-diferencial Fechada	21,7	21,3	460	Novo	K _o =3,732

	<p>18 Pulsos Y-diferencial Aberta</p>	<p>14,3</p>	<p>33,0</p>	<p>691</p>	<p>Novo</p>	<p>$K_1=2,879$ $K_2=1,879$</p>
	<p>18 Pulsos Y-diferencial Fechada</p>	<p>14,3</p>	<p>21,9</p>	<p>451</p>	<p>Novo</p>	<p>$K_1=8,292$ $K_2=2,879$</p>
	<p>18 Pulsos Δ-diferencial Plana</p>	<p>14,3</p>	<p>16,9</p>	<p>512</p>	<p>[30]</p>	<p>$K_1=24,89$ $K_2=5,638$</p>

CAPÍTULO 3

GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES Y-DIFERENCIAIS DE 12 E DE 18 PULSOS

3.1 INTRODUÇÃO

O objetivo principal deste capítulo é a elaboração de uma metodologia prática para a obtenção de todas as conexões diferenciais de 12 e de 18 pulsos de autotransformadores com ligação Y no primário.

Através do diagrama fasorial que relaciona as tensões de entrada, de saída e sobre todos os enrolamentos, são obtidas expressões trigonométricas que podem ser generalizadas para toda a faixa de tensão de entrada e de saída.

A partir de uma expressão geral que dá origem a ábacos, pode-se determinar as relações de espiras e as polaridades de todos os enrolamentos do autotransformador. Além disso, a configuração proposta permite escolher o valor da tensão de saída em função da tensão de entrada, ou vice-versa. Ambas as tensões podem assumir quaisquer valores práticos positivos. Tanto as tensões como o ângulo característico (15° ou 20°) são ajustados pelas relações de espiras.

Apesar do número infinito de possibilidades para as conexões Y-diferenciais, neste trabalho é apresentada a metodologia para obtenção destas conexões e apenas algumas topologias são analisadas, inclusive algumas conexões particulares com menores números de enrolamentos nos secundários.

Um exemplo de projeto é apresentado para verificar a metodologia proposta. O conversor obtido é analisado por simulação para validar as equações apresentadas e visualizar as principais formas de onda de tensão e de corrente. Além disso, a THD da corrente de entrada e o fator de potência são calculados.

3.2 ANÁLISE DAS TENSÕES DOS ENROLAMENTOS

A Fig. 3.1 mostra o diagrama fasorial do sistema trifásico de tensões de alimentação (V_a , V_b e V_c) e dos sistemas defasados, obtidos nos secundários. O ângulo θ caracteriza a operação em 12 pulsos (15°) ou em 18 pulsos (20°). As tensões dos sistemas trifásicos dos

secundários são definidas por V_{R1} , V_{S1} e V_{T1} para o sistema em avanço de θ° em relação ao primário e definidas por V_{R2} , V_{S2} e V_{T2} para o sistema em atraso de θ° , também em relação ao primário.

Além dos sistemas de tensão defasados, o conversor de 18 pulsos necessita de um sistema de tensão secundária em fase com o primário, definido pelas tensões V_{Rn} , V_{Sn} e V_{Tn} .

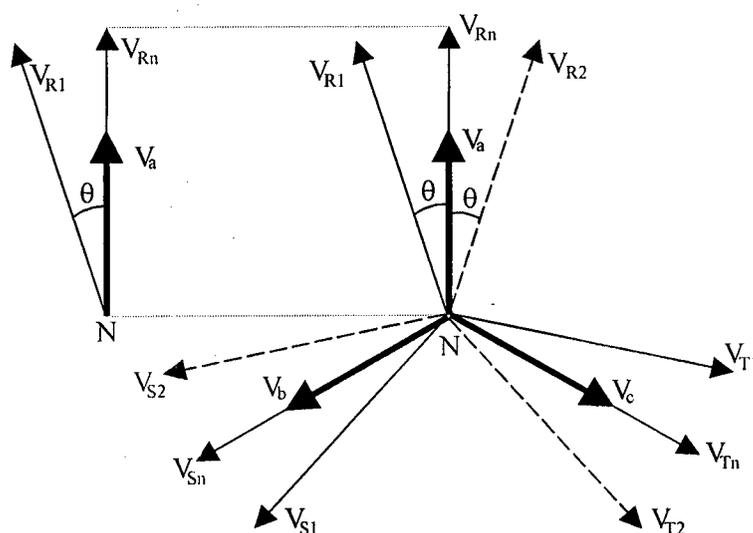


Fig. 3.1 - Diagrama fasorial dos sistemas de tensão.

A Fig. 3.2 mostra o esquema genérico do núcleo trifásico do autotransformador e os enrolamentos do primário, conectados em Y, e dos secundários utilizados para obter as defasagens características de 12 ou de 18 pulsos. Os enrolamentos do primário são definidos por N_a , N_b e N_c , montados cada um sobre uma perna do núcleo (A, B e C). Os secundários são formados por um conjunto de até 15 enrolamentos distribuídos sobre as três pernas do núcleo. Os enrolamentos N_{a1} , N_{a2} , N_{a3} , N_{a4} e N_{an} são montados sobre a perna A, os enrolamentos N_{b1} , N_{b2} , N_{b3} , N_{b4} e N_{bn} são montados sobre a perna B e os enrolamentos N_{c1} , N_{c2} , N_{c3} , N_{c4} e N_{cn} , sobre a perna C. Sobre cada enrolamento está associada uma tensão com o mesmo índice (p. e. $N_{a1} \rightarrow V_{a1}$).

Para obter os sistemas de tensão defasados (com ângulo θ), os enrolamentos secundários são devidamente conectados de modo que a tensão de saída resulte numa composição entre a tensão de entrada e as tensões sobre os enrolamentos secundários.

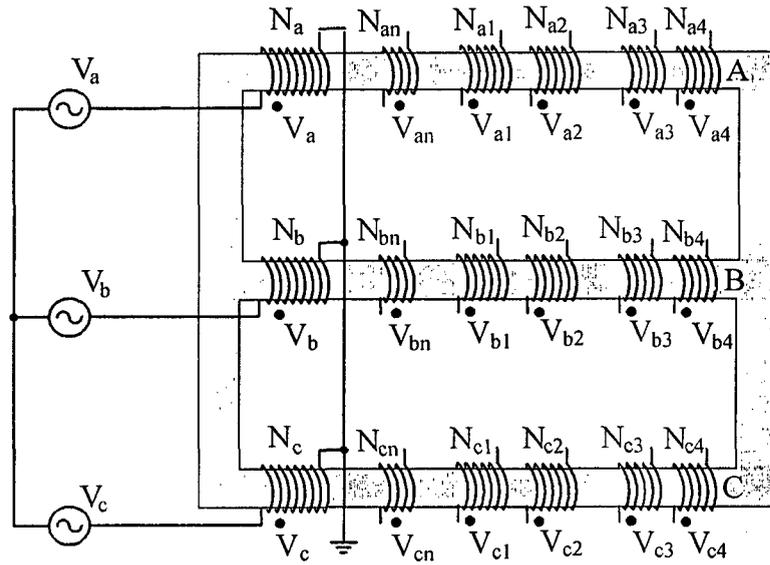


Fig. 3.2 - Núcleo e enrolamentos do autotransformador genérico.

A Fig. 3.3 mostra a representação esquemática de todos os enrolamentos para a obtenção da conexão genérica que gera todas as topologias conectadas em Y de 12 e 18 pulsos. Para o conversor de 12 pulsos, os enrolamentos N_{an} , N_{bn} , e N_{cn} não são necessários.

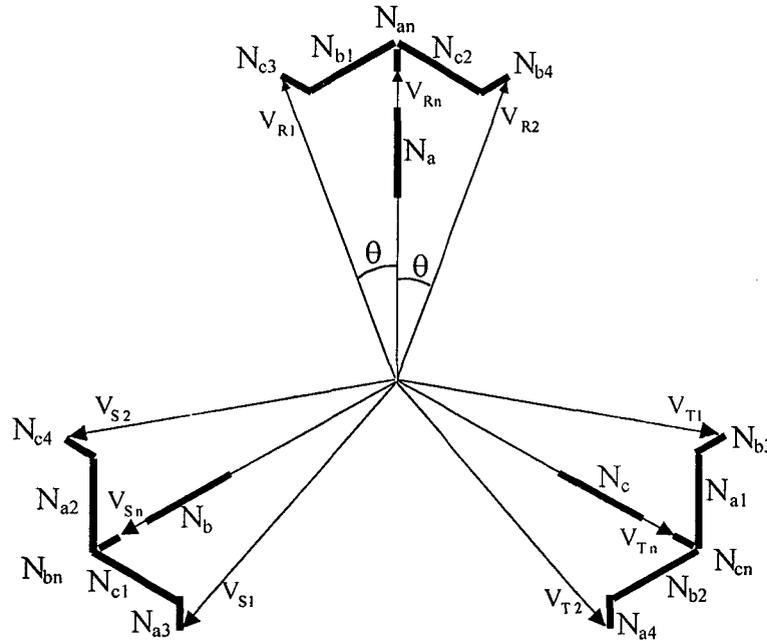


Fig. 3.3 - Enrolamentos do autotransformador.

Para facilitar a análise e simplificar as equações, são destacadas apenas as tensões V_a e V_{Rn} que estão em fase, a tensão V_{R1} , defasada pelo ângulo genérico θ em relação aos enrolamentos do primário (referência) e as tensões V_{b1} e V_{c3} , como mostrado na Fig. 3.1.

Tratando-se de sistemas trifásicos simétricos e equilibrados, todas as demais tensões podem ser representadas com base nestas tensões escolhidas, apenas ajustando-se as fases.

As tensões são consideradas positivas quando concordam com o sentido das respectivas referências (enrolamentos do primário).

3.2.1 Expressões para $V_{b1} > 0$ e $V_{c3} > 0$

A Fig. 3.4 mostra o diagrama fasorial simplificado para as tensões sobre os enrolamentos N_{b1} e N_{c3} positivas.

A tensão auxiliar V_x é definida entre o neutro e o ponto comum dos dois enrolamentos secundários (N_{b1} e N_{c3}). O ângulo α define a direção da tensão V_x , medido a partir da tensão de referência V_a . As tensões sobre os enrolamentos secundários V_{b1} e V_{c3} têm o mesmo sentido das tensões V_b e V_c , respectivamente.

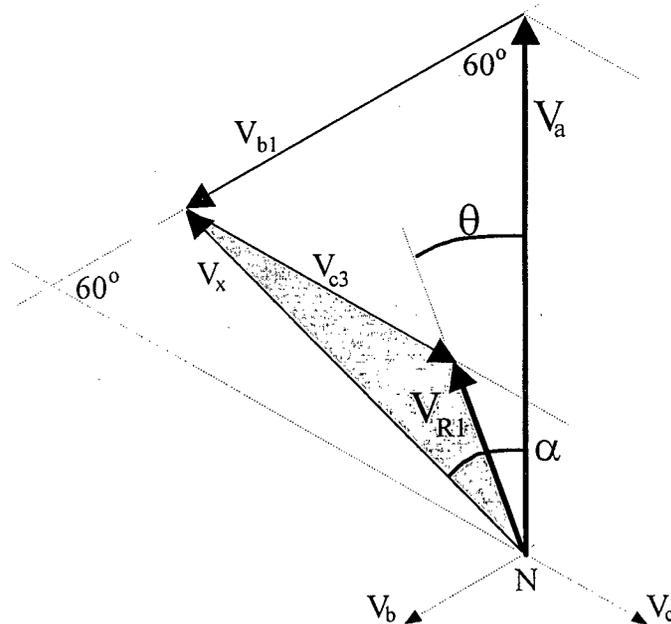


Fig. 3.4 - Diagrama fasorial para $V_{b1} > 0$ e $V_{c3} > 0$.

Através dos triângulos destacados na Fig. 3.4, (V_x, V_{b1}, V_a) e (V_x, V_{R1}, V_{c3}) , as expressões (3.1) e (3.2) são válidas:

$$\frac{V_x}{\text{sen}(60^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(120^\circ - \alpha)} = \frac{V_{b1}}{\text{sen}(\alpha)} \quad (3.1)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(120^\circ + \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(60^\circ - \alpha)} = \frac{V_{c3}}{\text{sen}(\alpha - \theta)} \quad (3.2)$$

Observa-se na Fig. 3.4 que para a condição proposta ($V_{b1} > 0$ e $V_{c3} > 0$), o ângulo α varia no intervalo compreendido por θ e 60° , com relação à referência. Assim, os limites são:

$$\text{para } \alpha = 60^\circ \quad V_{b1} = V_{c3} = V_a \text{ e } V_{R1} = 0;$$

$$\text{para } \alpha = \theta \quad V_{c3} = 0.$$

A tensão de saída (V_{R1}) é sempre menor do que a tensão de entrada (V_a).

3.2.2 Expressões para $V_{b1} > 0$ e $V_{c3} < 0$

Quando o enrolamento N_{c3} é invertido e, conseqüentemente a tensão V_{c3} fica negativa, o ângulo α passa a variar entre θ e 0° . A tensão de saída (V_{R1}) pode ser menor, igual ou maior do que a tensão de entrada.

A Fig. 3.5 mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na Fig. 3.5, (V_x, V_{b1}, V_a) e (V_x, V_{R1}, V_{c3}), chega-se nas expressões (3.3) e (3.4):

$$\frac{V_x}{\text{sen}(60^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(120^\circ - \alpha)} = \frac{V_{b1}}{\text{sen}(\alpha)} \quad (3.3)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(60^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(120^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{c3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (3.4)$$

3.2.3 Expressões para $V_{b1} < 0$ e $V_{c3} < 0$

Quando os enrolamentos N_{b1} e N_{c3} são invertidos (tensões V_{b1} e V_{c3} negativas), o ângulo α passa a variar entre 0 e -60° . A tensão de saída (V_{R1}) é maior do que a tensão de entrada.

A Fig. 3.6 mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na Fig. 3.6, (V_x, V_{b1}, V_a) e (V_x, V_{R1}, V_{c3}), chega-se nas expressões (3.5) e (3.6):

$$\frac{V_x}{\text{sen}(120^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(60^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{b1}}{\text{sen}(-\alpha)} \quad (3.5)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(60^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(120^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{c3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (3.6)$$

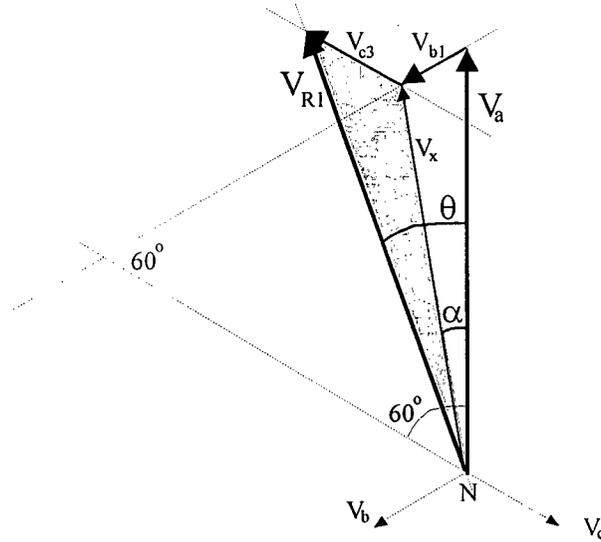


Fig. 3.5 - Diagrama fasorial para $V_{b1} > 0$ e $V_{c3} < 0$.

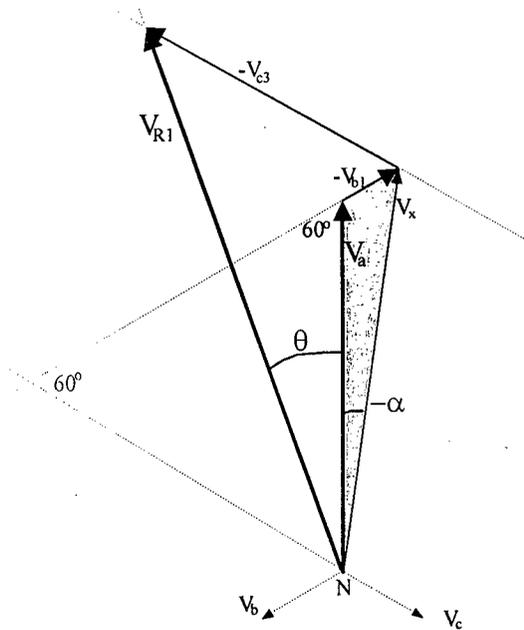


Fig. 3.6 - Diagrama fasorial para $V_{b1} < 0$ e $V_{c3} < 0$.

3.2.4 Generalização das expressões obtidas

Sejam as expressões (3.1) a (3.6) descritas anteriormente. Isolando-se a tensão auxiliar V_x em todas as expressões e utilizando-se algumas igualdades trigonométricas conhecidas, uma expressão única que descreve as tensões de saída e sobre os enrolamentos secundários em função da tensão de referência (primário) e dos ângulos α e θ , é apresentada na expressão (3.7).

$$V_a \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(120^\circ - \alpha)} = V_{b1} \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(\alpha)} = V_{R1} \frac{\sin(120^\circ + \theta)}{\sin(60^\circ - \alpha)} = V_{c3} \frac{\sin(120^\circ + \theta)}{\sin(\alpha - \theta)} \quad (3.7)$$

Assim, os valores de V_{R1} , V_{b1} e V_{c3} são obtidos pelas equações (3.8) a (3.10), respectivamente:

Observa-se através da equação (3.8) que para uma dada tensão de fase de alimentação V_a , escolhe-se um valor para a tensão de fase dos sistemas trifásicos V_{R1} e calcula-se o valor do ângulo auxiliar α .

$$V_{R1} = V_a \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(120^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(60^\circ - \alpha)}{\sin(120^\circ + \theta)} \quad (3.8)$$

$$V_{b1} = V_a \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(120^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(60^\circ)} \quad (3.9)$$

$$V_{c3} = V_a \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(120^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(\alpha - \theta)}{\sin(120^\circ + \theta)} \quad (3.10)$$

Com os valores de α e de V_a , calculam-se os valores de V_{b1} e de V_{c3} , através das equações (3.9) e (3.10).

3.2.5 Enrolamento adicional para o conversor de 18 pulsos

A análise apresentada para o cálculo das tensões sobre os enrolamentos secundários mostra a obtenção gráfica das tensões V_{R1} , V_{b1} e V_{c3} , em função do ângulo θ que define o conversor de 12 pulsos ($\theta = 15^\circ$) e de 18 pulsos ($\theta = 20^\circ$). Para o conversor de 18 pulsos, um terceiro sistema trifásico, em fase com o primário e com a rede, deve ser obtido. Este sistema deve ter módulo V_{Rn} de mesma amplitude dos dois sistemas defasados de $+20^\circ$ (V_{R1}) e de -20° (V_{R2}), como mostrado na Fig. 3.1.

Assim, o enrolamento N_{an} é montado sobre a mesma perna do núcleo que o enrolamento N_a e gera uma tensão V_{an} em fase com V_a que, somada com a tensão V_a , resulta num módulo igual ao da tensão V_{R1} (ou V_{Rn}) como mostrado na Fig. 3.1.

A equação (3.11) define o módulo da tensão sobre o enrolamento secundário N_{an} .

$$V_{an} = V_{R1} - V_a \quad (3.11)$$

É importante lembrar que para o conversor de 12 pulsos não há necessidade deste enrolamento, pois apenas os sistemas defasados de $+15^\circ$ e -15° são gerados.

3.3 RELAÇÕES DE ESPIRAS ENTRE OS ENROLAMENTOS

As relações de espiras entre os enrolamentos do autotransformador são obtidas pelas relações entre as tensões aplicadas sobre os enrolamentos secundários e as tensões aplicadas sobre os enrolamentos primários.

A relação de espiras K_a , definida entre as tensões V_{an} e V_a , pode ser representada pela expressão (3.12).

$$K_a = \frac{N_{an}}{N_a} = \frac{V_{an}}{V_a} \quad (3.12)$$

A relação de espiras K_b , definida entre as tensões V_{b1} e V_a , pode ser representada pela expressão (3.13).

$$K_b = \frac{N_{b1}}{N_a} = \frac{V_{b1}}{V_a} \quad (3.13)$$

A relação de espiras K_c , definida entre as tensões V_{c3} e V_a , pode ser representada pela expressão (3.14).

$$K_c = \frac{N_{c3}}{N_a} = \frac{V_{c3}}{V_a} \quad (3.14)$$

As polaridades dos enrolamentos dos secundários são adotadas positivas quando coincidem com as polaridades dos respectivos enrolamentos do primário. Assim, se uma das tensões dos secundários (V_{an} , V_{b1} ou V_{c3}) resultar em um número negativo, significa que este enrolamento tem polaridade oposta ao enrolamento primário montado sobre a mesma perna do núcleo. Como consequência, a relação de espiras mostra um número negativo.

Como metodologia de projeto, são gerados ábacos que relacionam a tensão de saída com as relações de espiras dos enrolamentos, tendo como parâmetro a tensão de entrada.

Seja a equação (3.8) apresentada. Isolando-se o ângulo α obtém-se a equação (3.15).

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \left(\frac{3V_a}{2V_{R1} (\sqrt{3} \cos(\theta) - \text{sen}(\theta)) - \sqrt{3}V_a} \right) - \frac{\pi}{3} \quad (3.15)$$

3.3.1 Ábacos para o conversor de 12 pulsos

Para o conversor de 12 pulsos, o ângulo θ é definido como 15° . Assim, através das equações (3.9), (3.10), (3.13), (3.14) e (3.15) e com ajuda do programa *MathCad*, os ábacos para cálculo de K_b e K_c são obtidos e mostrados na Fig. 3.7 e na Fig. 3.8.

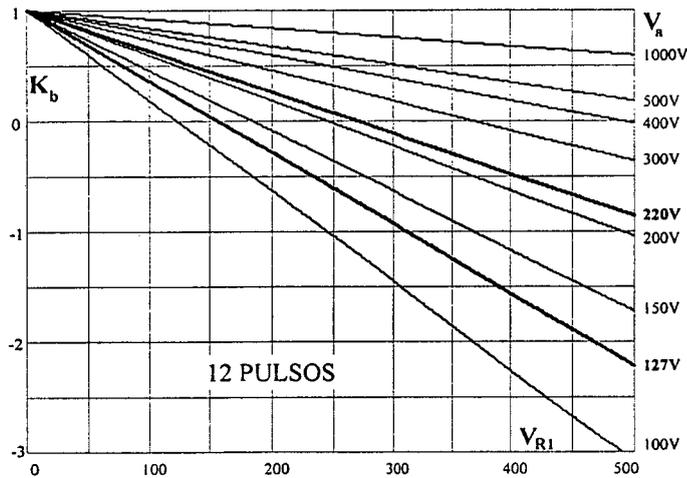


Fig. 3.7 - Ábaco para cálculo de K_b do conversor de 12 pulsos.

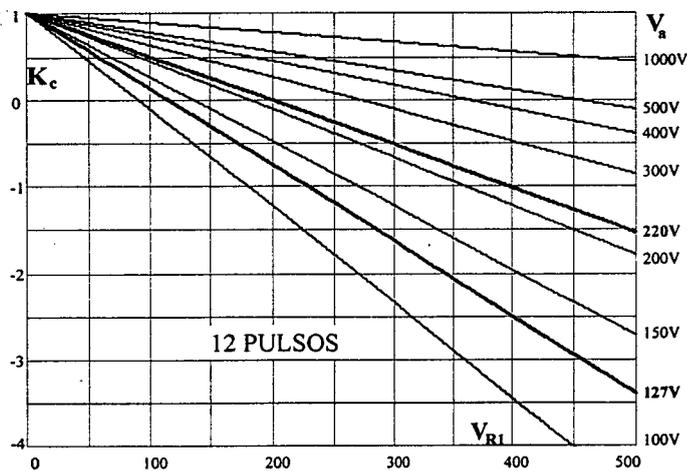


Fig. 3.8 - Ábaco para cálculo de K_c do conversor de 12 pulsos.

3.3.2 Ábacos para o conversor de 18 pulsos

Para o conversor de 18 pulsos, o ângulo θ é definido como 20° . Assim, através das equações (3.9) a (3.15) e com ajuda do programa *MathCad*, os ábacos para cálculo de K_a , K_b e K_c são obtidos e mostrados na Fig. 3.9, Fig. 3.10 e Fig. 3.11.

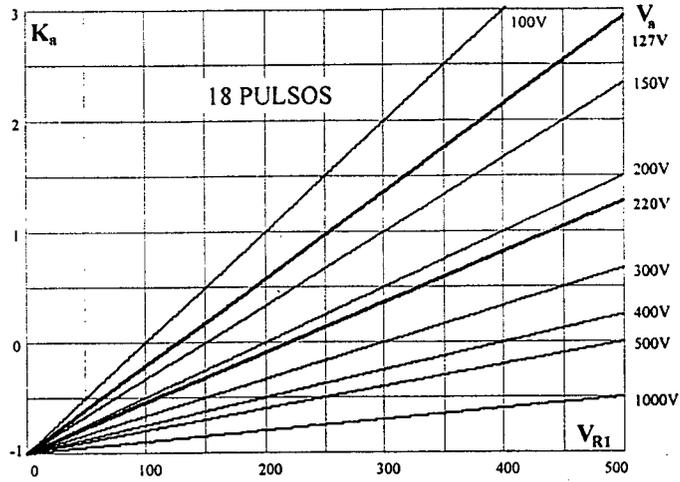


Fig. 3.9 - Ábaco para cálculo de K_a do conversor de 18 pulsos.

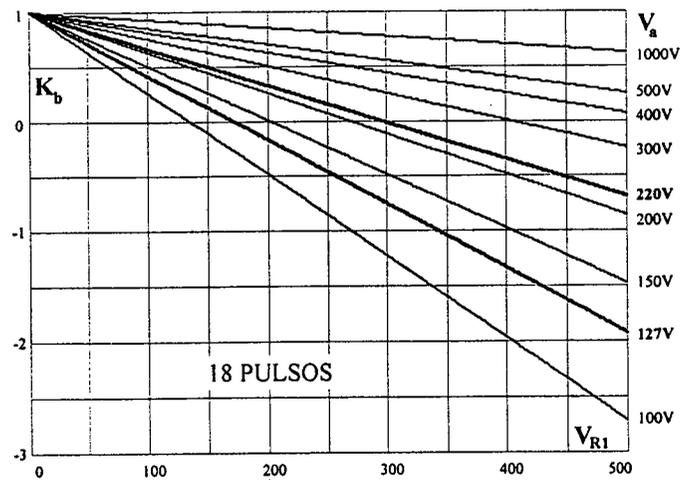


Fig. 3.10 - Ábaco para cálculo de K_b do conversor de 18 pulsos.

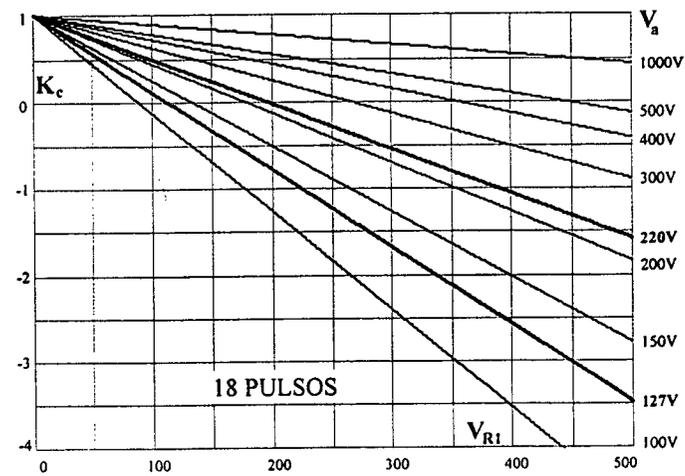


Fig. 3.11 - Ábaco para cálculo de K_c do conversor de 18 pulsos.

3.4 CONEXÕES PARTICULARES

Conforme apresentado anteriormente, as expressões (3.7) e (3.15) definem toda a família de conversores com conexão Y-diferencial de 12 e de 18 pulsos. Os ábacos apresentados definem as relações de espiras e as polaridades de todos os enrolamentos, para quaisquer valores de tensão de entrada e de saída.

As quatro conexões particulares (duas de 12 pulsos e duas de 18 pulsos), derivadas das conexões apresentadas, são obtidas quando um dos enrolamentos (N_{b1} ou N_{c3}) é eliminado. Neste caso, existe uma relação fixa para cada conversor obtido, entre as tensões de entrada e de saída.

A Fig. 3.12 mostra o diagrama simplificado para estes dois tipos de conexões simplificadas. Uma das conexões (fechada) opera como abaixador de tensão e a outra (aberta), como elevador de tensão.

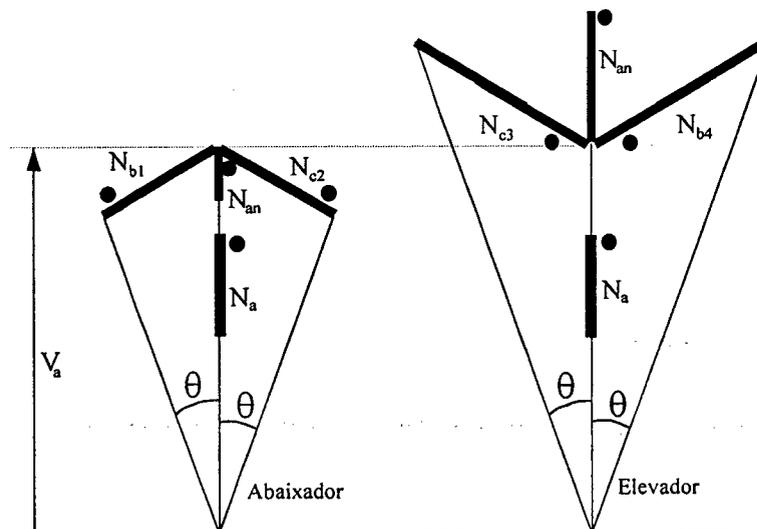


Fig. 3.12 - Conexões particulares.

3.4.1 Conexão Y-diferencial fechada (abaixador)

Esta conexão é obtida quando o enrolamento N_{c3} é eliminado ($K_c = 0$). Neste caso, conforme observa-se na Fig. 3.4 ou na Fig. 3.5, tem-se:

$$V_{c3} = 0$$

$$\alpha = \theta$$

As relações de espiras e a tensão de saída podem ser determinadas a partir dos ábacos apresentados. Assim, com o valor da tensão de entrada V_a e o ábaco de K_c , obtém-

se o valor da tensão de saída V_{R1} (para $K_c = 0$). Assim, determina-se K_a e K_b com auxílio dos outros ábacos ou através das expressões apresentadas.

Como resultado, tem-se:

- Conversor de 12 pulsos ($\theta = 15^\circ$)

$$V_{R1} = 0,8966 V_a$$

$$V_{b1} = 0,2679 V_a \quad K_b = 0,2679$$

- Conversor de 18 pulsos ($\theta = 20^\circ$)

$$V_{R1} = 0,8794 V_a$$

$$V_{b1} = 0,3473 V_a \quad K_b = 0,3473$$

$$V_{an} = -0,1034 V_a \quad K_a = -0,3473$$

O sinal negativo de K_a (ou de V_a) indica que a polaridade deste enrolamento é invertida.

3.4.2 Conexão Y-diferencial aberta (elevador)

Esta conexão é obtida quando o enrolamento N_{b1} é eliminado ($K_b = 0$). Neste caso, conforme observa-se na Fig. 3.5 ou na Fig. 3.6, tem-se:

$$V_{b1} = 0$$

$$\alpha = 0^\circ$$

Da mesma forma do que no caso anterior, com o valor da tensão de entrada e o ábaco de K_b , obtém-se o valor da tensão de saída (para $K_b = 0$). Assim, determina-se K_a e K_c com auxílio dos outros ábacos ou através das expressões apresentadas.

Como resultado, tem-se:

- Conversor de 12 pulsos ($\theta = 15^\circ$)

$$V_{R1} = 1,2247 V_a$$

$$V_{c3} = -0,3660 V_a \quad K_c = -0,3660$$

O sinal negativo de K_c (ou de V_{c3}) indica que a polaridade deste enrolamento é invertida.

- Conversor de 18 pulsos ($\theta = 20^\circ$)

$$V_{R1} = 1,3473 V_a$$

$$V_{c3} = 0,5321 V_a \quad K_c = 0,5321$$

$$V_{an} = 0,3473 V_a \quad K_a = 0,3473$$

3.5 EXEMPLO DE PROJETO E SIMULAÇÃO

Para verificar a metodologia proposta de definição dos conversores, um exemplo de projeto para obtenção de um conversor é apresentado e submetido à análise através de simulação.

3.5.1 Dados para projeto

Tensão de entrada: 220V/fase ($V_a = 220$)

Tensão de saída: 400V/fase ($V_{R1} = 400$)

Numero de pulsos: 18 ($\theta = 20^\circ$)

Com estes dados, entra-se nos ábacos apresentados na Fig. 3.9, Fig. 3.10 e Fig. 3.11 para obter os valores das relações de espiras K_a , K_b e K_c (ou através das equações).

$$K_a = 0,82$$

$$K_b = -0,35 \text{ (invertido)}$$

$$K_c = -1,07 \text{ (invertido)}$$

Assim, as tensões sobre todos os enrolamentos podem ser obtidas:

$$\text{Primários } N_a, N_b \text{ e } N_c: \quad V_a = 220V$$

$$\text{Secundários } N_{a1}, N_{a2}, N_{b1}, N_{b2}, N_{c1} \text{ e } N_{c2}: \quad V_{b1} = K_b \cdot V_a = -77V$$

$$\text{Secundários } N_{a3}, N_{a4}, N_{b3}, N_{b4}, N_{c3} \text{ e } N_{c4}: \quad V_{c3} = K_c \cdot V_a = -235V$$

$$\text{Secundários } N_{an}, N_{bn2} \text{ e } N_{cn}: \quad V_{an} = K_a \cdot V_a = 180V$$

3.5.2 Simulação

A Fig. 3.13 mostra a representação esquemática do conversor simulado. O autotransformador é implementado através de indutores acoplados. A relação entre as indutâncias é obtida pelo quadrado das relações de espiras calculadas. Assim,

$$L_{an} = (K_a)^2 \cdot L_a$$

$$L_{b1} = (K_b)^2 \cdot L_a$$

$$L_{c3} = (K_c)^2 \cdot L_a$$

A Fig. 3.14 mostra as formas de onda da tensão de entrada e das tensões dos sistemas defasados, para uma das fases. Observa-se nesta figura que os valores das tensões são

exatamente iguais àqueles calculados (entrada = 220V e saída = 400V). Além disso, a defasagem de 20° entre os sistemas trifásicos de saída também pode ser verificada.

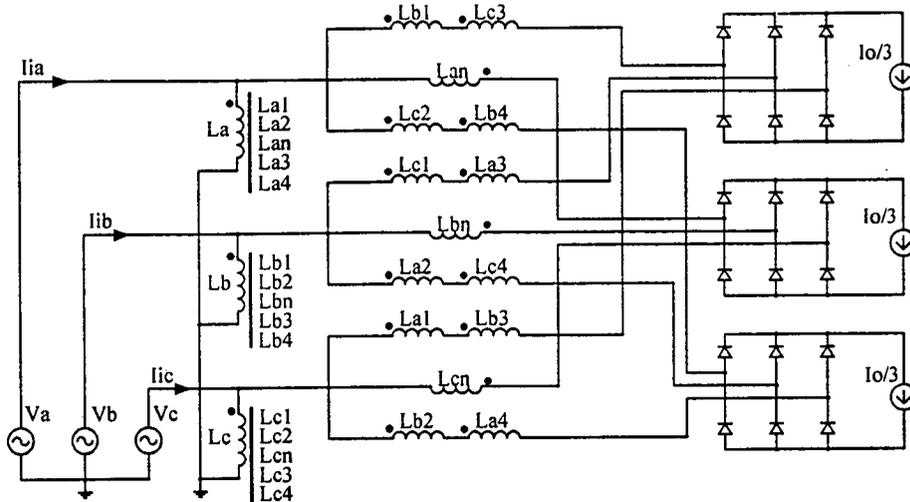


Fig. 3.13 - Esquema do conversor simulado.

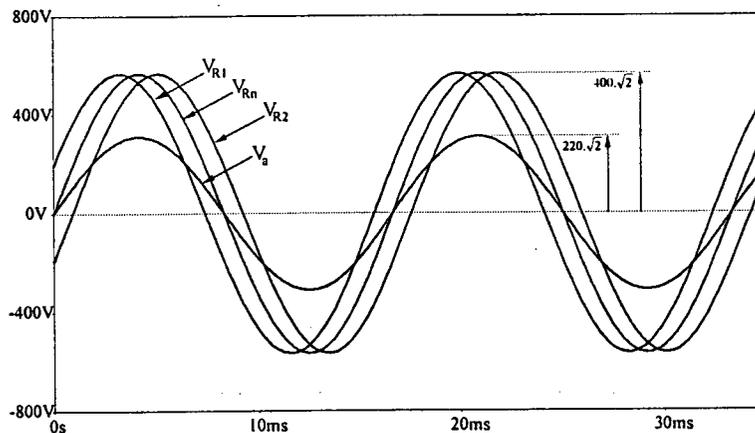


Fig. 3.14 - Tensão da rede e dos sistemas trifásicos obtidos.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada são mostradas na Fig. 3.15. Observa-se que a corrente possui reduzida distorção harmônica e está em fase com a tensão.

O espectro harmônico da corrente de entrada, mostrado na Fig. 3.16, indica os componentes harmônicos de ordens $k.18 \pm 1$ ($p/k = 1, 2, 3, \dots$). A THD calculada é de 12% e o fator de potência é de 0,995. Observa-se que os componentes harmônicos de menores ordens são o 17º e o 19º, cujas amplitudes são inferiores a 6% do componente fundamental.

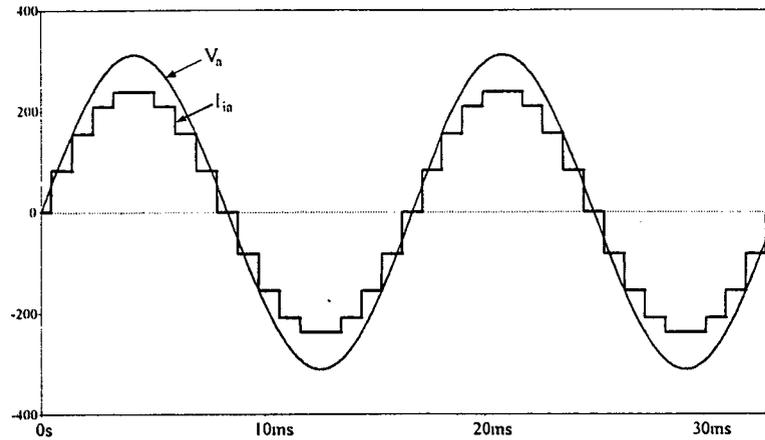


Fig. 3.15 - Tensão e corrente de entrada.

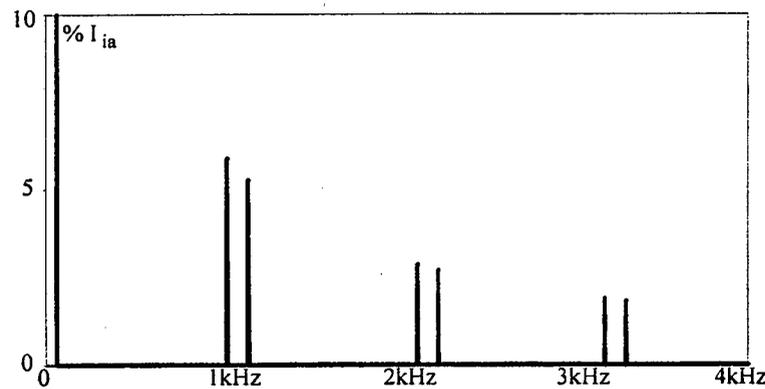


Fig. 3.16 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

3.6 CONCLUSÕES

Este capítulo mostra uma metodologia simples para obtenção de todos os conversores de 12 e de 18 pulsos que utilizam autotransformador com conexão Y-diferencial. Através de uma análise matemática simples, a partir de triângulos que relacionam os fasores de tensão, uma expressão genérica é encontrada para descrever a operação do autotransformador para quaisquer valores de tensão de entrada e de saída.

Para tornar o método mais prático, a expressão encontrada é representada na forma de ábacos que relacionam as tensões de entrada e de saída, com as relações de espiras dos enrolamentos. Conhecendo-se os módulos das tensões de entrada e de saída, o projetista obtém, através dos ábacos, as relações de espiras e a polaridade de todos os enrolamentos secundários, em relação aos primários.

As conexões do tipo Y-diferencial apresentadas no capítulo anterior, são casos particulares do estudo geral apresentado neste capítulo. É importante mencionar que as topologias particulares são todas de tensão de saída fixa, proporcional à tensão de entrada.

A potência processada pelo núcleo do autotransformador pode ser um fator decisivo na escolha da topologia mais adequada para uma determinada aplicação. Esta potência está diretamente ligada ao volume de material magnético utilizado, e deve ser calculada em função dos valores eficazes de tensão e de corrente em cada enrolamento.

Um exemplo de projeto mostra os passos para a obtenção de um conversor novo, com tensões de entrada e de saída escolhidas. Para validar o método, o conversor é submetido a testes de simulação e os principais resultados, gráficos e numéricos, apresentados. Observa-se o baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada e, conseqüentemente, o elevado fator de potência.

Entende-se que o método de correção natural de fator de potência é um grande passo para diversas aplicações de conversores CA-CC trifásicos, sobretudo na área de fontes de alimentação para telecomunicações e em acionamentos elétricos.

CAPÍTULO 4

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO AUTOTRANSFORMADOR COM CONEXÃO Y-DIFERENCIAL DE 18 PULSOS

4.1 INTRODUÇÃO

Após análise dos vários conversores de 12 e de 18 pulsos apresentados, é possível escolher uma das topologias a ser implementada. Com base nos parâmetros encontrados por simulação, as conexões diferem-se principalmente quanto à potência aparente do autotransformador, que vai desde 17 até 50% da potência da carga, e quanto ao valor médio da tensão retificada. Os harmônicos eliminados dependem do número de pulsos e, conseqüentemente, as conexões para 18 pulsos apresentam menor THD.

A topologia de menor potência aparente é a Δ -diferencial de 18 pulsos, com 16,9% da potência processada. No entanto, o número de enrolamentos do secundário com 12 bobinas é maior do que no caso da conexão Y-diferencial de 18 pulsos, que tem 9 bobinas e processa 21,9% de potência. Por outro lado, a conexão Y fornece tensão média de 451V enquanto que a conexão Δ fornece 512V médios na saída dos retificadores. O conversor com conexão Y-diferencial fechada é o conversor escolhido para estudo neste trabalho, principalmente por tratar-se de uma conexão original.

Este capítulo apresenta a análise matemática do autotransformador de 18 pulsos, alimentado por um sistema trifásico de tensões balanceadas. As saídas do autotransformador compõem três sistemas de tensão trifásicos, também equilibrados. Uma saída é mantida em fase com a tensão do primário e as outras duas defasadas de 20° em relação à tensão de fase do primário (uma em avanço de 20° e a outra em atraso de 20°).

A carga deve ter característica de fonte de corrente e drenar correntes iguais dos três retificadores.

A Fig. 4.1 mostra os três sistemas de tensão obtidos a partir do autotransformador com conexão Y-diferencial de 18 pulsos, alimentado pela rede trifásica que é adotada como referência de tensões. Para a análise de corrente do autotransformador, as cargas são independentes e implementadas por fontes de corrente de valores constantes e iguais a $I_o/3$.

As principais formas de onda de corrente nos enrolamentos, a análise harmônica e os cálculos do fator de potência e da THD são apresentados.

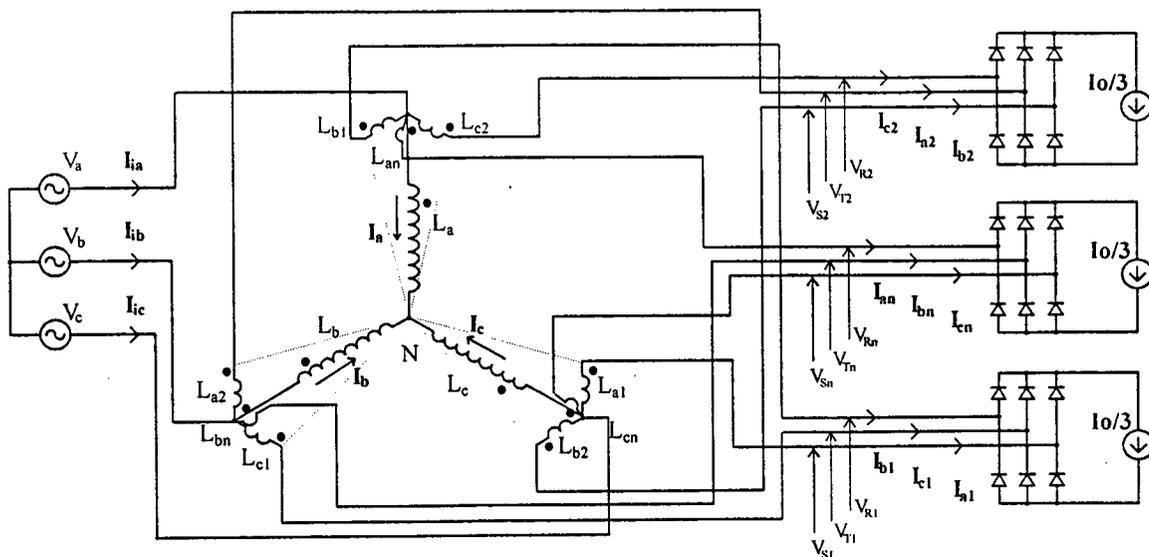


Fig. 4.1 - Conexão Y-diferencial de 18 pulsos.

4.2 SISTEMAS DE TENSÃO GERADOS

Conforme análises das tensões já realizadas nos capítulos anteriores e comprovadas por simulação, os resultados dos valores das tensões nos enrolamentos e nos sistemas trifásicos gerados são apenas reportados neste capítulo.

O primário do autotransformador é formado pelos enrolamentos L_a , L_b e L_c , conectados em estrela e ligados à rede de alimentação. Estes enrolamentos são submetidos às tensões V_a , V_b e V_c , respectivamente.

Os enrolamentos secundários L_{an} , L_{bn} e L_{cn} , utilizados para gerar o sistema trifásico em fase com o primário são submetidos às tensões V_{an} , V_{bn} e V_{cn} . A equação (4.1) representa o módulo destas tensões.

$$V_{an} = 0,121 \cdot V_a \tag{4.1}$$

As tensões V_{Rn} , V_{Sn} e V_{Tn} são obtidas pela composição fasorial (ângulo e módulo) dos pares de tensões $(V_a \text{ e } V_{an})$, $(V_b \text{ e } V_{bn})$ e $(V_c \text{ e } V_{cn})$, respectivamente. Neste sistema de tensões, cada par de tensão está em fase. A equação (4.2) representa o módulo destas tensões.

$$V_{Rn} = 0,879 \cdot V_a \tag{4.2}$$

Este sistema possui tensões com módulos de 88% da tensão da rede e em fase com a rede. A relação de espiras destes enrolamentos em relação ao primário (K_1) é mostrada na expressão (4.3).

$$K_1 = \frac{V_a}{V_{an}} = 8,292 \quad (4.3)$$

Os enrolamentos secundários L_{a1} , L_{b1} e L_{c1} , utilizados para gerar o sistema trifásico em avanço de 20° são submetidos às tensões V_{a1} , V_{b1} e V_{c1} , enquanto que os enrolamentos secundários L_{a2} , L_{b2} e L_{c2} , utilizados para gerar o sistema trifásico em atraso de 20° são submetidos às tensões V_{a2} , V_{b2} e V_{c2} . A expressão (4.4) representa o módulo destas tensões.

$$V_{a1} = V_{a2} = 0,347 \cdot V_a \quad (4.4)$$

As tensões V_{R1} , V_{S1} e V_{T1} são obtidas pela composição fasorial (ângulo e módulo) dos pares de tensões (V_a e V_{b1}), (V_c e V_{a1}) e (V_b e V_{c1}), respectivamente. O sistema de tensão V_{R2} , V_{S2} e V_{T2} é obtido pelos pares (V_a e V_{c2}), (V_c e V_{b2}) e (V_b e V_{a2}), respectivamente. Nestes sistemas de tensão, o ângulo entre cada par de tensão é de 60° . A expressão (4.5) representa o módulo destas tensões.

$$V_{R1} = V_{R2} = 0,879 \cdot V_a \quad (4.5)$$

Estes dois sistemas possuem tensões com módulos de 88% da tensão da rede e fases de $+20^\circ$ e -20° .

A relação de espiras destes enrolamentos em relação ao primário (K_2) é mostrada na expressão (4.6).

$$K_2 = \frac{V_a}{V_{a1}} = 2,879 \quad (4.6)$$

4.3 ANÁLISE DAS CORRENTES DOS SECUNDÁRIOS

A técnica de eliminação de harmônicos de corrente na rede de alimentação, através de conversores de múltiplos pulsos, exige que as cargas tenham características de fontes de corrente.

No caso do conversor de 18 pulsos, formado por três conversores de seis pulsos, cada ponte completa conduz $1/3$ da corrente de carga ($I_o/3$). As correntes dos enrolamentos secundários são iguais às correntes de entrada de cada ponte.

A Fig. 4.2 mostra as formas de onda da corrente do enrolamento L_{an} e da tensão da fase “a”. Estas serão adotadas como referência angular para representar as demais formas de onda.

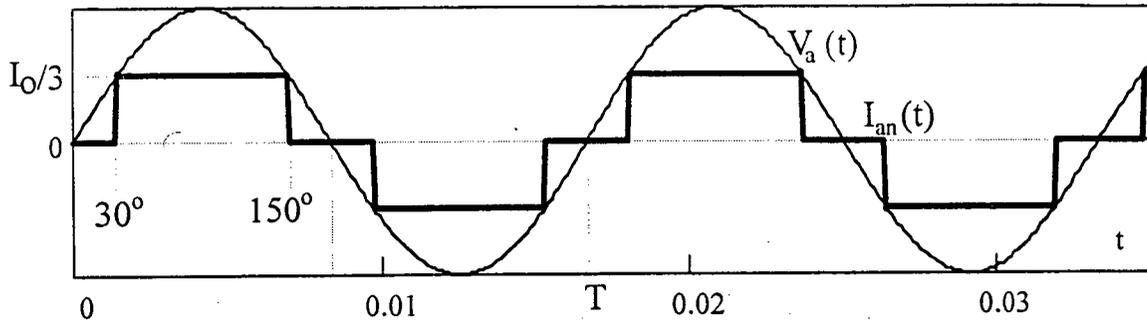


Fig. 4.2 - Referências de corrente e de tensão para análise.

A forma de onda da corrente I_{an} pode ser decomposta em uma *Série de Fourier*, através da decomposição em senos e cossenos, de maneira convencional. Utilizando-se o método das descontinuidades [49], os termos da série podem ser obtidos por inspeção. Observa-se que a forma de onda apresenta *simetria alternada*, o semiciclo negativo é uma reprodução invertida do semiciclo positivo. Assim, os harmônicos pares são nulos e não há termos em cossenos. O valor médio também é nulo.

Como as formas de onda das correntes que circulam através de todos os enrolamentos secundários são iguais, porém defasadas de 120° entre cada sistema trifásico obtido e defasadas de 20° entre os sistemas, todas as demais correntes são representadas pela mesma equação de I_{an} , ajustando-se apenas a fase.

Conhecendo-se a equação que representa cada corrente que circula através dos enrolamentos secundários, a representação gráfica torna-se simples com a utilização do programa *MathCad*.

4.3.1 Enrolamentos secundários em fase com a rede (I_{an} , I_{bn} e I_{cn})

A Fig. 4.3 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{an} é a própria referência de corrente.

Neste enrolamento secundário circula a corrente $I_0/3$ durante 120° ($2\pi/3$) a partir do ângulo inicial de 30° ($\pi/6$). Dessa forma, a corrente I_{an} pode ser representada pela expressão (4.7).

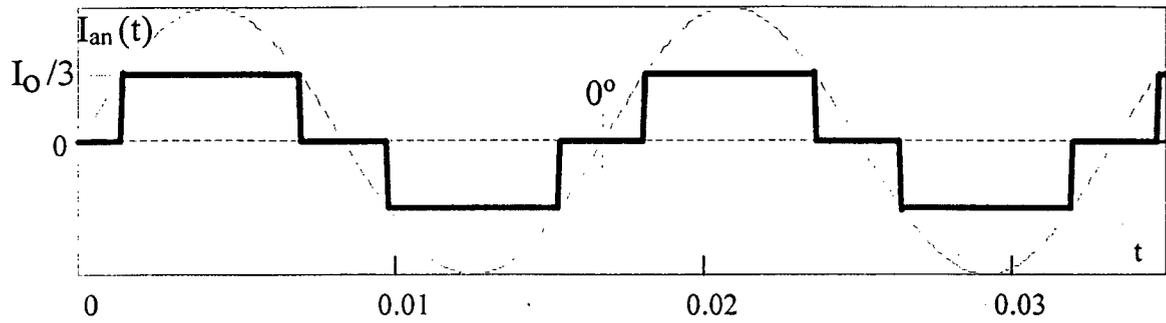


Fig. 4.3 - Corrente no enrolamento secundário L_{an} .

$$I_{an}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}(k \cdot \omega t) \quad (4.7)$$

A Fig. 4.4 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{bn} tem a mesma forma da corrente de referência, porém adiantada de 120° ($+120\pi/180$).

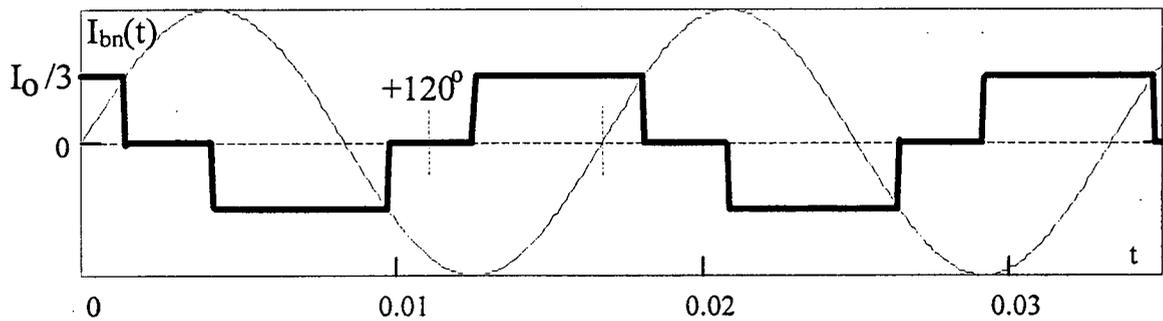


Fig. 4.4 - Corrente no enrolamento secundário L_{bn} .

A corrente I_{bn} é expressa pela equação (4.8).

$$I_{bn}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left[k \cdot \left(\omega t + 120 \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \quad (4.8)$$

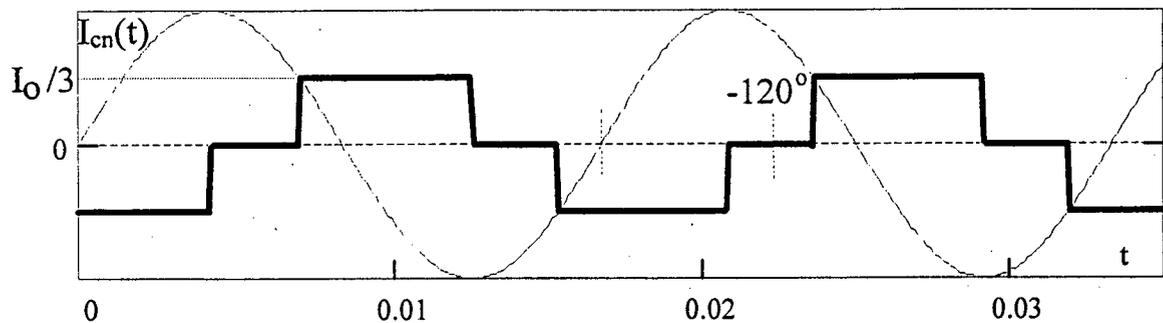


Fig. 4.5 - Corrente no enrolamento secundário L_{cn} .

A Fig. 4.5 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{cn} tem a mesma forma da corrente de referência, porém atrasada de 120° ($-120\pi/180$).

A corrente I_{cn} é expressa pela equação (4.9).

$$I_{cn}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left[k \cdot \left(\omega t - 120 \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \quad (4.9)$$

4.3.2 Enrolamentos secundários em avanço de 20° (I_{a1} , I_{b1} e I_{c1})

A Fig. 4.6 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{b1} tem a mesma forma da corrente de referência, porém adiantada de 20° ($+20\pi/180$).

A corrente I_{b1} é expressa pela equação (4.10).

$$I_{b1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left[k \cdot \left(\omega t + 20 \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \quad (4.10)$$

A Fig. 4.7 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{c1} tem a mesma forma da corrente de referência, porém adiantada de 140° ($+140\pi/180$).

A corrente I_{c1} é expressa pela equação (4.11).

$$I_{c1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left[k \cdot \left(\omega t + 140 \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \quad (4.11)$$

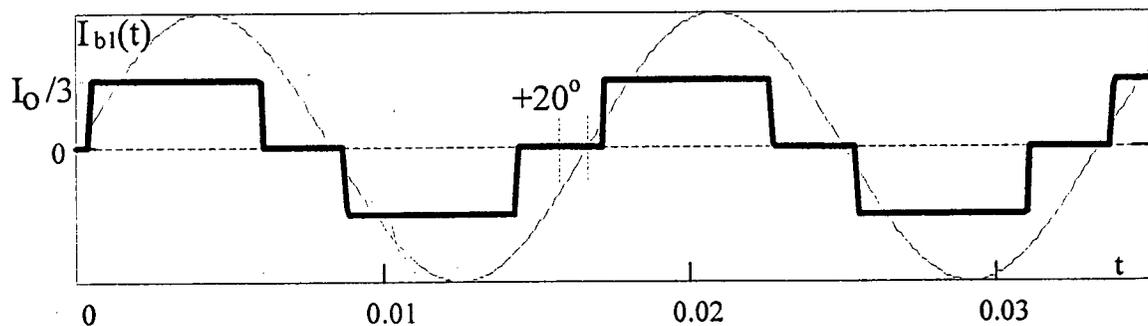
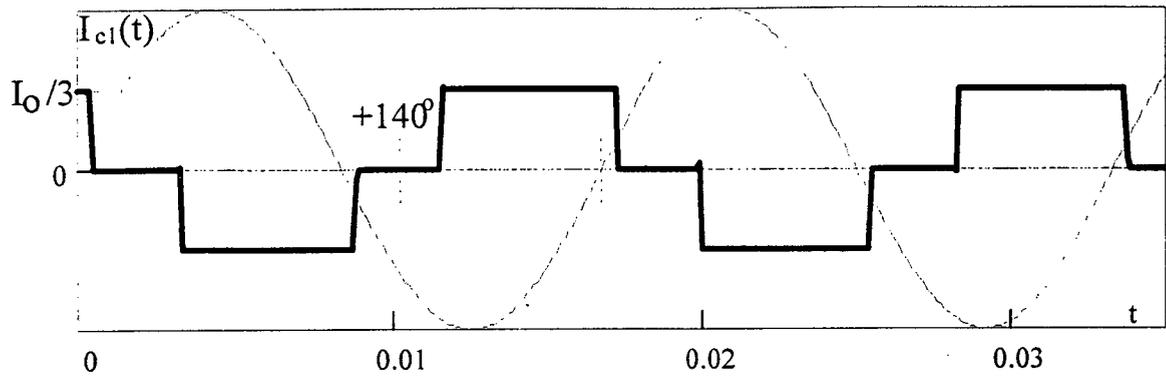
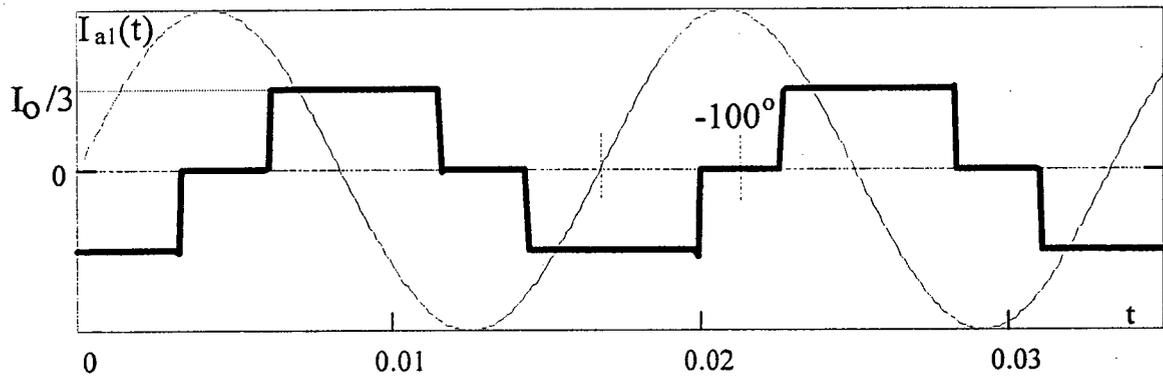


Fig. 4.6 - Corrente no enrolamento secundário L_{b1} .

Fig. 4.7 - Corrente no enrolamento secundário L_{c1} .

A Fig. 4.8 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{a1} tem a mesma forma da corrente de referência, porém atrasada de 100° ($-100 \cdot \pi/180$).

Fig. 4.8 - Corrente no enrolamento secundário L_{a1} .

A corrente I_{a1} é expressa pela equação (4.12).

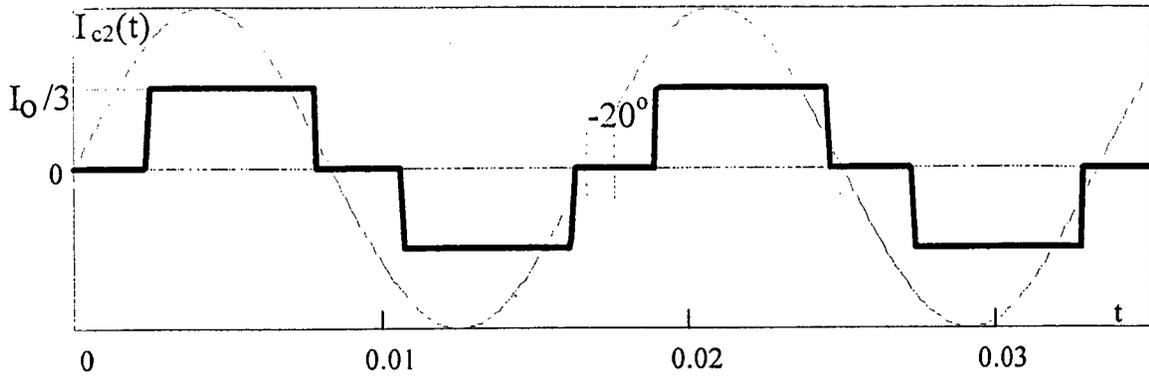
$$I_{a1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left[k \cdot \left(\omega t - 100 \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \quad (4.12)$$

4.3.3 Enrolamentos secundários em atraso de 20° (I_{a2} , I_{b2} e I_{c2})

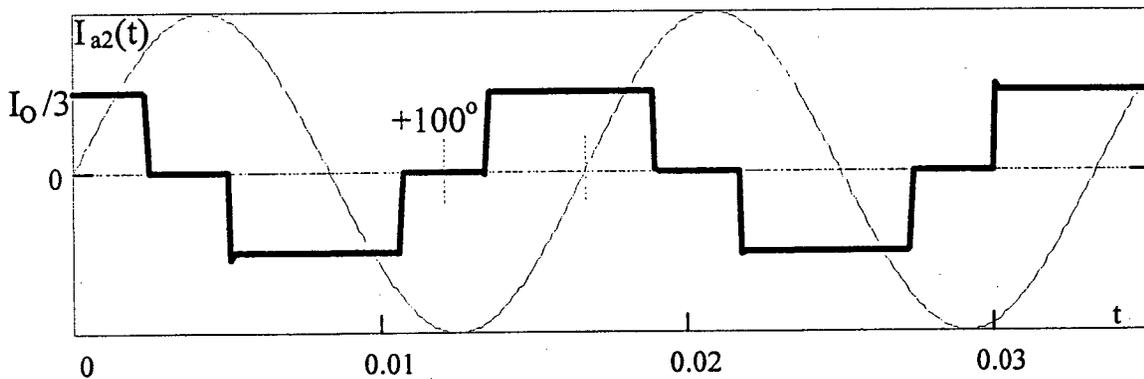
A Fig. 4.9 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{c2} tem a mesma forma da corrente de referência, porém atrasada de 20° ($-20\pi/180$).

A corrente I_{c2} é expressa pela equação (4.13).

$$I_{c2}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left[k \cdot \left(\omega t - 20 \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \quad (4.13)$$

Fig. 4.9 - Corrente no enrolamento secundário L_{c2} .

A Fig. 4.10 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{a2} tem a mesma forma da corrente de referência, porém adiantada de 100° ($+100\pi/180$).

Fig. 4.10 - Corrente no enrolamento secundário L_{a2} .

A corrente I_{a2} é expressa pela equação (4.14).

$$I_{a2}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left[k \cdot \left(\omega t + 100 \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \quad (4.14)$$

A Fig. 4.11 mostra que a forma de onda da corrente que circula através do enrolamento L_{b2} tem a mesma forma da corrente de referência, porém atrasada de 140° ($-140\pi/180$).

A corrente I_{b2} é expressa pela equação (4.15).

$$I_{b2}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_o}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left[k \cdot \left(\omega t - 140 \cdot \frac{\pi}{180}\right)\right] \quad (4.15)$$

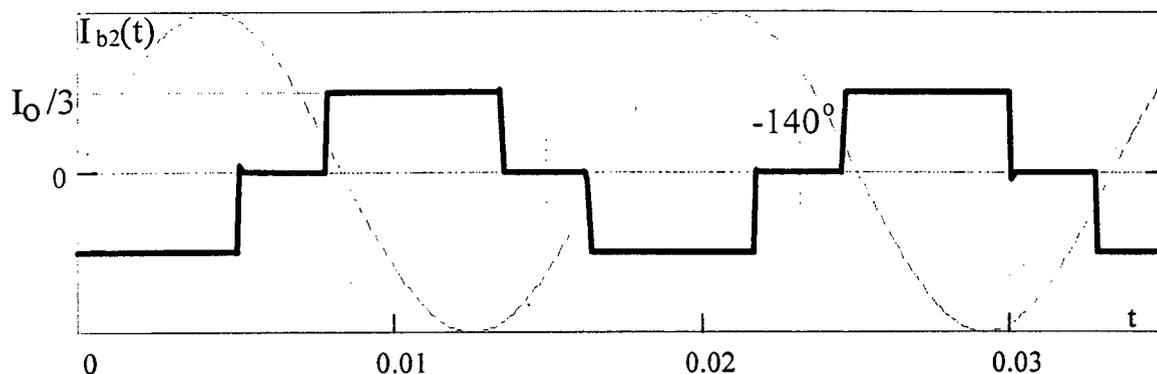


Fig. 4.11 - Corrente no enrolamento secundário L_{b2} .

4.4 ANÁLISE DAS CORRENTES DO PRIMÁRIO (I_a , I_b e I_c)

As correntes que circulam através dos enrolamentos do primário (I_a , I_b e I_c) podem ser obtidas pela composição das correntes dos enrolamentos dos secundários acoplados ao mesmo núcleo, considerando-se as amplitudes definidas pelas relações de espiras entre enrolamentos ($K_1=8,292$ e $K_2=2,879$) e os sentidos dos enrolamentos (marcas de polaridade). Pode-se observar que os enrolamentos com índice “a” (L_a , L_{a1} e L_{a2}) pertencem à mesma perna do núcleo, assim como os de índices “b” e “c” pertencem às respectivas pernas do núcleo.

Para os enrolamentos dos secundários dos sistemas de tensão defasados de 20° , pode-se observar através da Fig. 4.1 que as correntes têm sentidos sempre positivos (saem pelas marcas de polaridade) em relação aos enrolamentos do primário e o fator de multiplicação é definido por K_2 . Os enrolamentos do secundário do sistema de tensão em fase com a rede de alimentação possuem correntes com sentidos negativos (entram pelas marcas de polaridade) em relação aos enrolamentos do primário e o fator de multiplicação é definido por K_1 .

As equações (4.16) a (4.18) apresentam as correntes que circulam através dos enrolamentos do primário, em relação às correntes de todos os demais enrolamentos montados sobre a mesma perna do núcleo. Os valores das parcelas são obtidos considerando-se as equações básicas (4.7) a (4.15).

$$I_a(t) = \frac{I_{a1}(t) + I_{a2}(t)}{K_2} - \frac{I_{an}(t)}{K_1} \quad (4.16)$$

$$I_b(t) = \frac{I_{b1}(t) + I_{b2}(t)}{K_2} - \frac{I_{bn}(t)}{K_1} \quad (4.17)$$

$$I_c(t) = \frac{I_{c1}(t) + I_{c2}(t)}{K_2} - \frac{I_{cn}(t)}{K_1} \quad (4.18)$$

Da Fig. 4.12 até a Fig. 4.14 são mostradas as correntes dos enrolamentos primários, calculadas pelas equações (4.16) a (4.18) e desenhadas com ajuda do *MathCad*. Estas correntes constituem um sistema trifásico de correntes com mesma forma, porém, defasadas de 120° .

É notável o reduzido valor eficaz da corrente do primário, visto que o pico da corrente não atinge $I_0/6$ e a área sob a curva é reduzida.

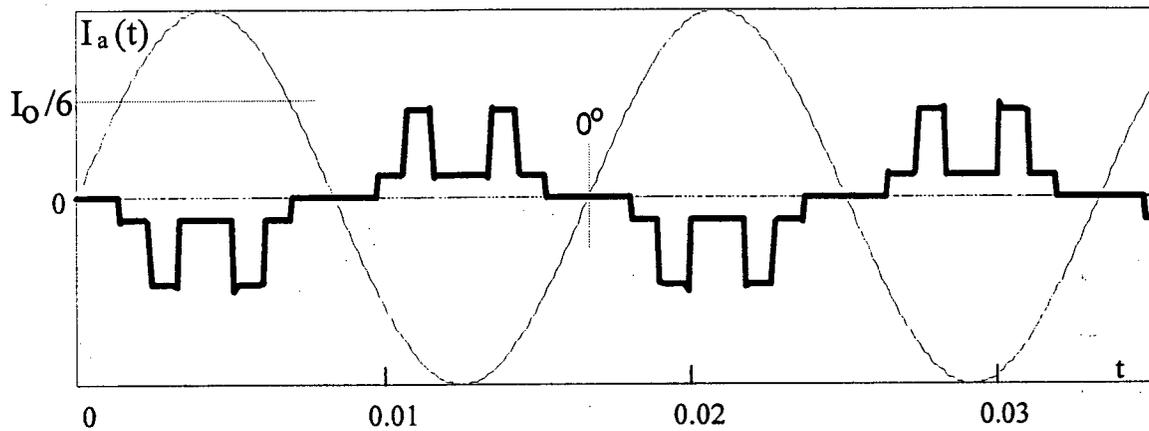


Fig. 4.12 - Corrente no enrolamento primário L_a .

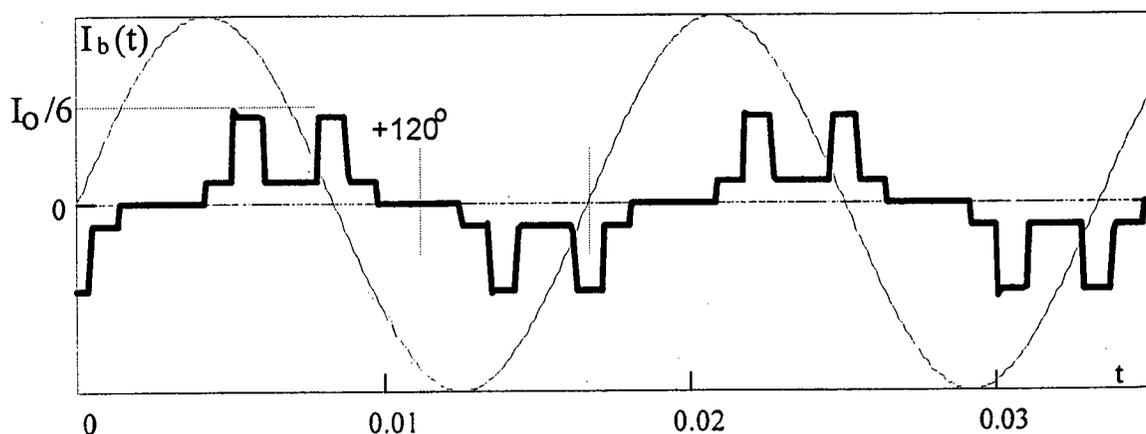
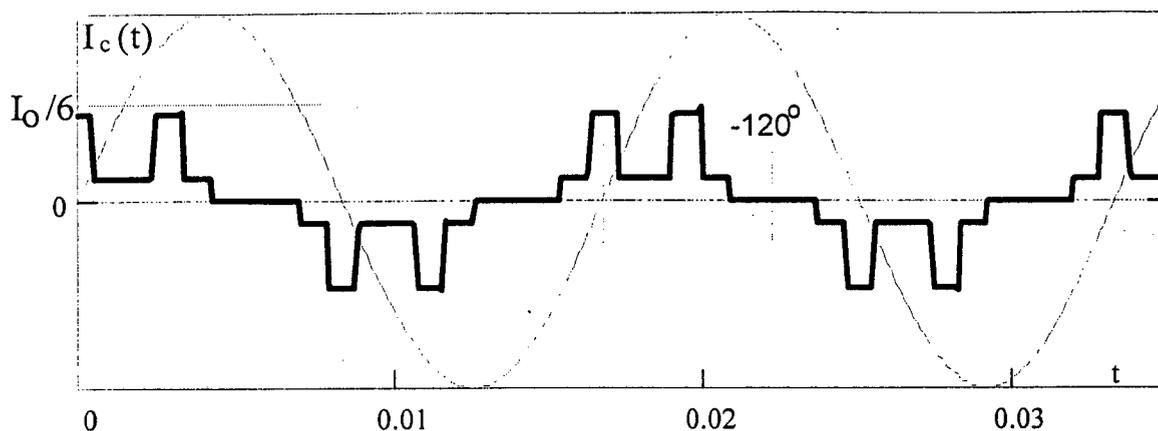


Fig. 4.13 - Corrente no enrolamento primário L_b .

Fig. 4.14 - Corrente no enrolamento primário L_c .

4.5 ANÁLISE DAS CORRENTES DA REDE (I_{ia} , I_{ib} e I_{ic})

4.5.1 Obtenção das formas de onda

As correntes que circulam através das linhas podem ser obtidas pela soma das correntes de todos os enrolamentos ligados em um mesmo nó. Assim, considerando-se as equações básicas descritas para os secundários ((4.7) a (4.15)) e as equações das correntes do primário ((4.16) a (4.18)), obtém-se as equações das correntes de linha que são expressas pelas equações (4.19) a (4.21).

$$I_{ia}(t) = I_{an}(t) + I_{b1}(t) + I_{c2}(t) + I_a(t) \quad (4.19)$$

$$I_{ib}(t) = I_{bn}(t) + I_{c1}(t) + I_{a2}(t) + I_b(t) \quad (4.20)$$

$$I_{ic}(t) = I_{cn}(t) + I_{a1}(t) + I_{b2}(t) + I_c(t) \quad (4.21)$$

Da Fig. 4.15 até a Fig. 4.17 são mostradas as formas de onda das correntes que circulam através da rede de alimentação (I_{ia} , I_{ib} e I_{ic}), juntamente com as tensões da rede. Observa-se que as correntes de linha estão em fase com as respectivas tensões de alimentação.

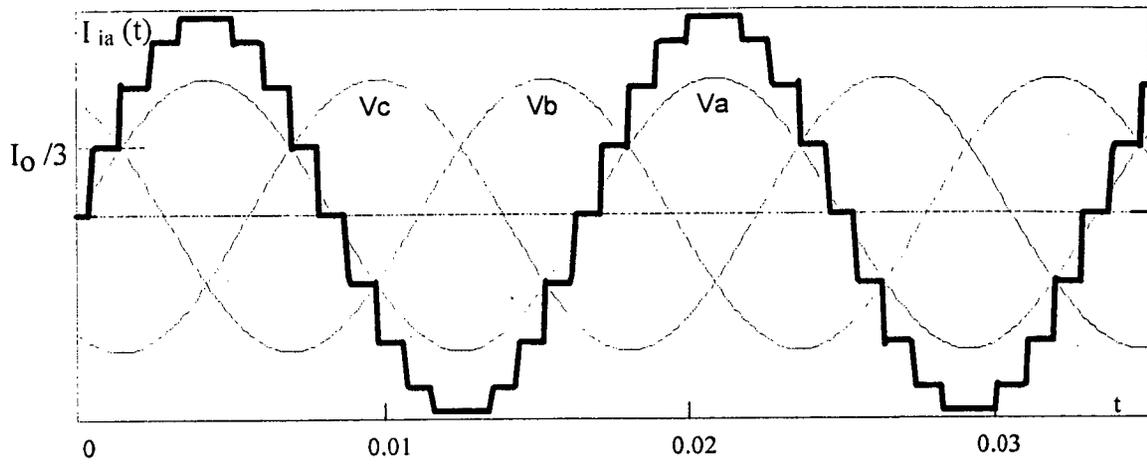


Fig. 4.15 - Corrente de entrada I_{ia} .

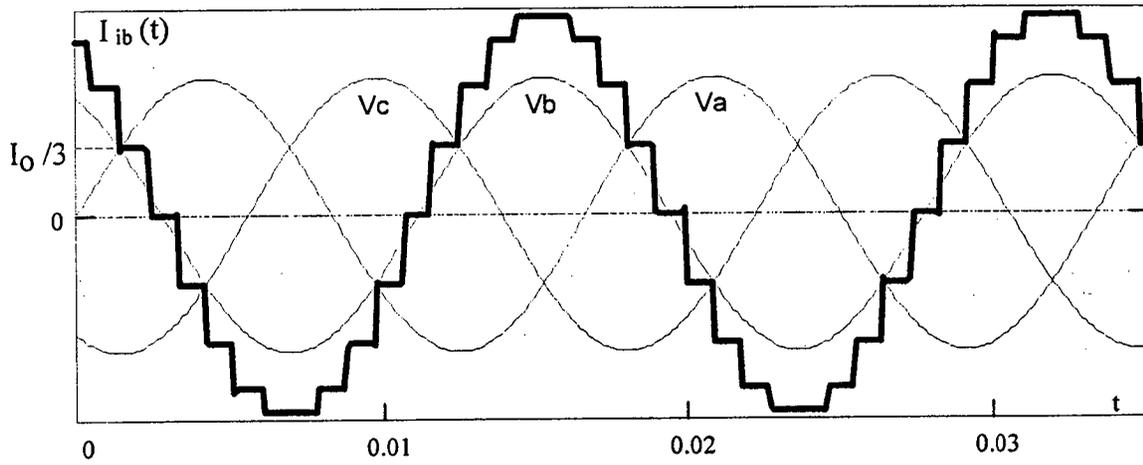


Fig. 4.16 - Corrente de entrada I_{ib} .

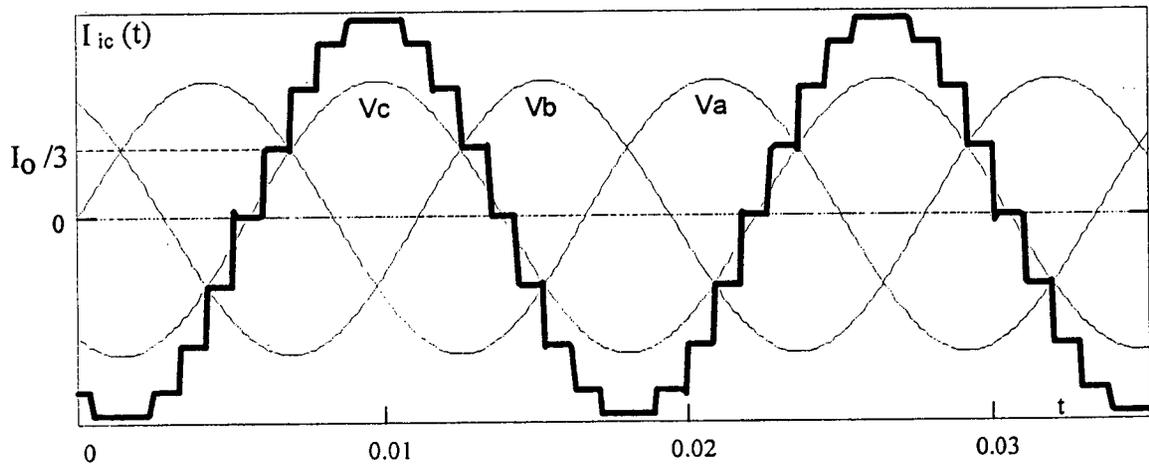


Fig. 4.17 - Corrente de entrada I_{ic} .

4.5.2 Distorção harmônica e fator de potência

A distorção harmônica total (THD) é calculada em função dos valores eficazes do componente fundamental e de todos os harmônicos da corrente de entrada. Nestes cálculos, realizados através do *MathCad*, são considerados os 1.000 primeiros componentes harmônicos. No cálculo do valor eficaz, as correntes obtidas pelas equações (4.19) a (4.21), são normalizadas em função de I_o .

O valor da corrente eficaz de uma fase I_{ia} , considerando-se todos os componentes harmônicos (para $k=1,3,5\dots999$), e a corrente eficaz do componente fundamental I_{ia1} (para $k=1$), são calculadas pelas expressões (4.22) e (4.23), respectivamente.

$$I_{ia} = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_{ia}(t)}{I_o} \right)^2 \cdot dt} = 0,6891 \cdot I_o \quad (4.22)$$

$$I_{ia1} = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_{ia}(t)}{I_o} \right)^2 \cdot dt} = 0,6852 \cdot I_o \quad (4.23)$$

Os valores eficazes das correntes das demais fases são iguais aos apresentados pelas expressões (4.22) e (4.23), visto que o sistema é considerado equilibrado.

A THD é obtida através da expressão (4.24).

$$THD = \frac{\sqrt{I_{ia}^2 - I_{ia1}^2}}{I_{ia1}} = 10,68\% \quad (4.24)$$

O fator de potência (FP), considerando-se que o fator de deslocamento de fase entre os componentes fundamentais de tensão e de corrente é unitário, é calculado pela expressão (4.25).

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} = 99,43\% \quad (4.25)$$

4.5.3 Conteúdo harmônico

O Conteúdo harmônico da corrente de fase é calculado pelo valor eficaz normalizado de cada componente harmônico I_{iak} , em relação ao valor eficaz normalizado do componente fundamental I_{ia1} . O índice k representa os harmônicos ímpares de ordens 3 até 999. As equações (4.26) e (4.27) permitem calcular os valores percentuais de todos os componentes harmônicos da corrente de entrada.

$$I_{iak} = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_{ia}(t)}{I_o} \right)^2 \cdot dt} \quad (4.26)$$

$$I_{iak} \% = \frac{I_{iak}}{I_{ia1}} \cdot 100\% \quad (4.27)$$

A Fig. 4.18 mostra os valores percentuais de cada componente harmônico, em relação ao componente fundamental, até a 180ª ordem. Observa-se que no conversor de 18 pulsos estão presentes apenas os componentes $k \cdot 18 \pm 1$, com $k=1,2,3,\dots$ e que os componentes de maior amplitude são os de ordens 17 e 19, cujos valores são inferiores a 6% do componente fundamental de corrente.

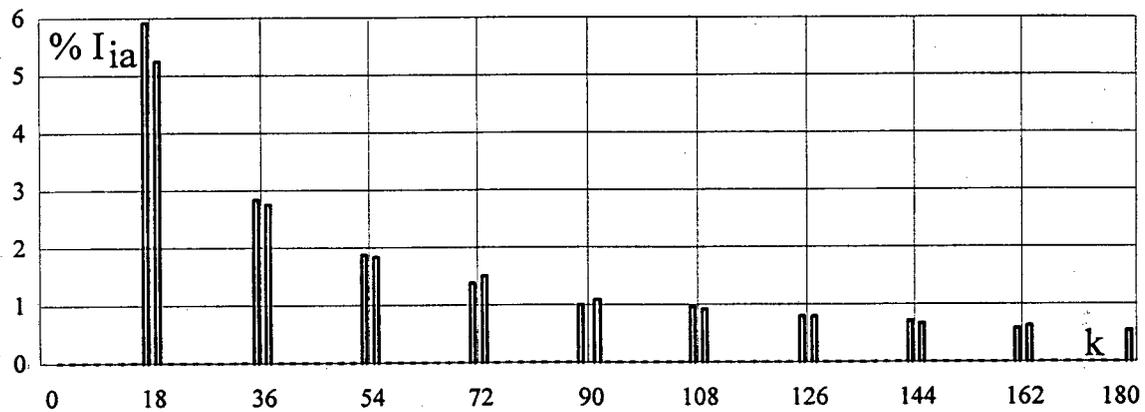


Fig. 4.18 - Conteúdo harmônico da corrente da rede.

4.5.4 Dimensionamento do autotransformador

A potência aparente de cada enrolamento é calculada pelo produto entre os valores eficazes de tensão e de corrente sobre este enrolamento, considerando todos os harmônicos.

Todos os enrolamentos secundários apresentam a mesma forma de onda de corrente, exceto na defasagem. Assim, os valores eficazes são iguais e podem ser normalizados em função da corrente total de carga (I_o) e calculados pela expressão (4.28), representada pela corrente I_{an} .

$$I_{an} = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_{an}(t)}{I_o} \right)^2 \cdot dt} \quad (4.28)$$

No primário, a corrente eficaz de cada enrolamento é calculada pela expressão (4.29), normalizada em função de I_o e representada pela corrente I_a .

$$I_a = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_a(t)}{I_o} \right)^2 \cdot dt} \quad (4.29)$$

As tensões sobre os enrolamentos L_{an} , L_{bn} e L_{cn} relacionam-se com as tensões do primário através da relação de espiras K_1 , conforme apresentado pela equação (4.1) e as tensões sobre os enrolamentos L_{a1} , L_{b1} , L_{c1} , L_{a2} , L_{b2} e L_{c2} relacionam-se com as tensões do primário através da relação de espiras K_2 , conforme apresentado pela equação (4.4).

Os valores médios das tensões nas saídas dos três retificadores são iguais e podem ser calculados em função das tensões de fase da rede V_a . Às entradas dos retificadores estão aplicadas tensões de mesmos valores eficazes, apresentados pelas equações (4.2) e (4.5). O valor médio na saída de uma das pontes é obtido pela expressão (4.30).

$$V_o = \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \left[\sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 0,879 \cdot V_a \cdot \text{sen}(\omega t) \right] \cdot d\omega t = 2,057 \cdot V_a \quad (4.30)$$

A potência aparente de todos os enrolamentos dos secundários (S_s) é calculada pela equação (4.31), considerando-se as equações (4.1) e (4.4).

$$S_s = 6 \cdot (0,347 \cdot V_a) \cdot (0,272 \cdot I_o) + 3 \cdot (0,121 \cdot V_a) \cdot (0,272 \cdot I_o) \quad (4.31)$$

Com o resultado da equação (4.30) aplicado à equação (4.31), resulta a equação (4.32) para a potência aparente do secundário.

$$S_s = 0,323 \cdot V_o \cdot I_o \quad (4.32)$$

Da mesma forma, obtém-se a equação da potência aparente do primário (S_p) através da equação (4.33), considerando-se as equações (4.2), (4.5) e (4.30).

$$S_p = 0,114 \cdot V_o \cdot I_o \quad (4.33)$$

A potência média na carga (P_o) pode ser calculada pelo produto entre os valores médios de tensão e de corrente de saída, visto que a corrente de carga é admitida constante. A equação (4.34) mostra o cálculo da potência da carga.

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (4.34)$$

A potência aparente total do autotransformador é obtida pela média entre as potências processadas pelos enrolamentos do primário e dos secundários. Com base nas equações (4.32) a (4.34), obtém-se a expressão (4.35).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 0,218 \cdot P_o \quad (4.35)$$

Observa-se que este valor é idêntico àquele obtido anteriormente por simulação.

4.6 PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR

Conhecendo-se os valores eficazes de tensão e de corrente em todos os enrolamentos e a potência aparente processada pelo autotransformador, fica fácil definir o núcleo e os enrolamentos em função da potência da carga e das tensões do sistema trifásico de alimentação. Os seguintes valores são escolhidos:

Potência total da carga	: 12kW
Tensões de alimentação	: 220/380V

4.6.1 Escolha do núcleo

A potência aparente do autotransformador é calculada pela expressão (4.35). Assim,

$$S = 0,218 \cdot 12 \cdot 10^3 \quad S = 2,6 \text{kVA}$$

O valor médio da tensão na saída de cada retificador (V_o) é calculado pela equação (4.30), assim,

$$V_o = 2,057 \cdot 220 \text{V} \quad V_o = 450 \text{V}$$

Com os valores da potência e da tensão na carga, a corrente total na saída é obtida pela equação (4.34), então,

$$I_o = \frac{12.000 \text{W}}{450 \text{V}} \quad I_o = 26,67 \text{A}$$

A seção magnética do núcleo é calculada pela expressão empírica (4.36), em função da potência aparente por fase do autotransformador e da frequência da rede [50].

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{S/\text{fase}}{f_{\text{rede}}}} = 28,5 \text{cm}^2 \quad (4.36)$$

O núcleo trifásico de três colunas escolhido, formado pelo empilhamento de lâminas de aço silício do tipo E-I, tem seção das pernas centrais com as seguintes dimensões:

$$S_m = 4,5 \text{cm} \cdot 6,0 \text{cm} = 27 \text{cm}^2$$

Este cálculo da seção magnética do núcleo pode ser aplicado também para escolher três núcleos monofásicos, em substituição ao núcleo trifásico de três colunas.

A expressão (4.37) mostra o cálculo da relação *espiras/volt* para o dimensionamento dos enrolamentos [50].

$$\text{Esp/Volt} = \frac{40}{S_m} = 1,5 \quad (4.37)$$

4.6.2 Escolha dos enrolamentos

O número de espiras dos enrolamentos é determinado pelo valor das *espiras/volt* escolhido através da expressão (4.37) e pelo valor eficaz da tensão aplicada sobre cada enrolamento.

O valor da tensão aplicada sobre um enrolamento é função da relação de espiras e da tensão de alimentação.

- **Enrolamentos do primário (L_a , L_b e L_c)**

Os enrolamentos do primário estão submetidos à tensão de fase da rede (220V). O número de espiras é calculado pela expressão:

$$N(L_a) = V_a \cdot 1,5 \quad N(L_a) = 220 \cdot 1,5 = 330 \text{ espiras}$$

O valor eficaz da corrente do primário é obtido pela equação (4.29). Assim,

$$I_a = 0,078 \cdot I_o = 2,08A \text{ condutor: } \phi=19AWG$$

- **Enrolamentos do secundário (L_{an} , L_{bn} e L_{cn})**

Estes enrolamentos têm relação de espiras $K_1 = 8,292$ apresentada na equação (4.3), e estão submetidos à tensão eficaz de valor:

$$V_{an} = \frac{220}{K_1} = 26,5V$$

O número de espiras é calculado pela expressão:

$$N(L_{an}) = V_{an} \cdot 1,5 \quad N(L_{an}) = 26,5 \cdot 1,5 = 40 \text{ espiras}$$

O valor eficaz da corrente do secundário é obtido pela equação (4.28), assim,

$$I_{an} = 0,272 \cdot I_o = 7,25A \text{ condutor: } \phi=14AWG$$

- **Enrolamentos dos secundários (L_{a1} , L_{b1} , L_{c1} , L_{a2} , L_{b2} e L_{c2})**

Estes enrolamentos têm relação de espiras $K_2 = 2,879$, apresentada na equação (4.26) e estão submetidos à tensão eficaz de valor:

$$V_{a1} = \frac{220}{K_2} = 76,5V$$

O número de espiras é calculado pela expressão:

$$N(L_{a1}) = V_{a1} \cdot 1,5 \quad N(L_{a1}) = 76,5 \cdot 1,5 = 114 \text{ espiras}$$

O valor eficaz da corrente do secundário é obtido pela equação (4.28), assim,

$$I_{a1} = 0,272 \cdot I_o = 7,25A \text{ condutor: } \phi=14AWG$$

A Fig. 4.19 mostra um esquema simplificado do autotransformador com conexão Y-diferencial fechada para operação em 18 pulsos. Uma foto do protótipo implementado, incluindo os três retificadores, está mostrada na Fig. 4.20.

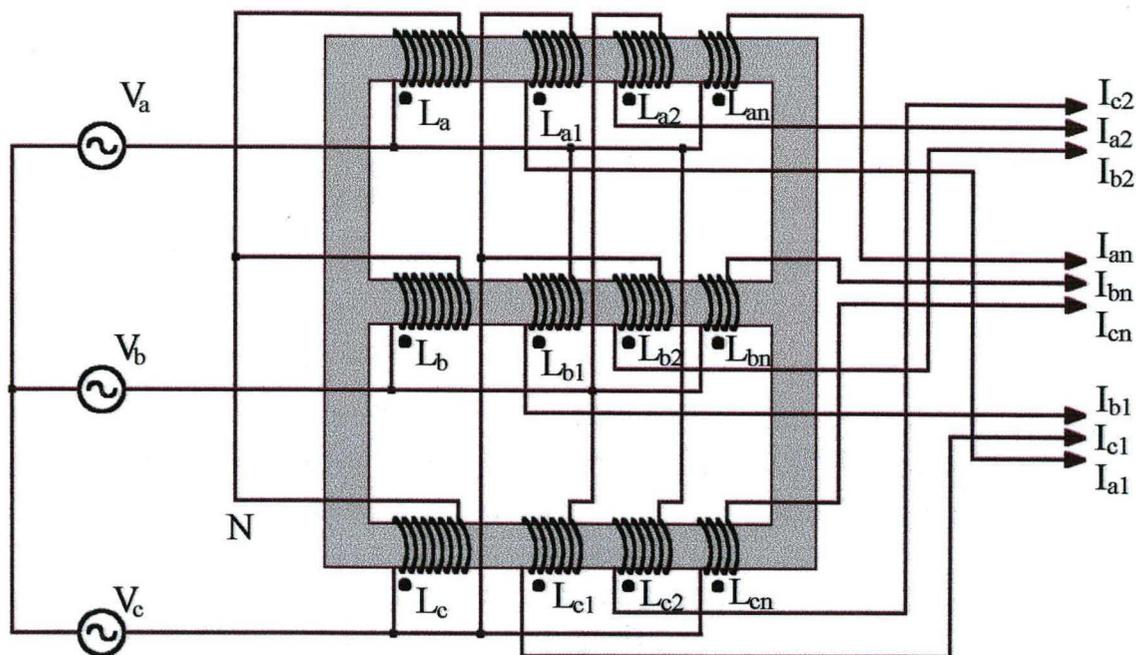


Fig. 4.19 - Autotransformador com conexão Y-diferencial de 18 pulsos.

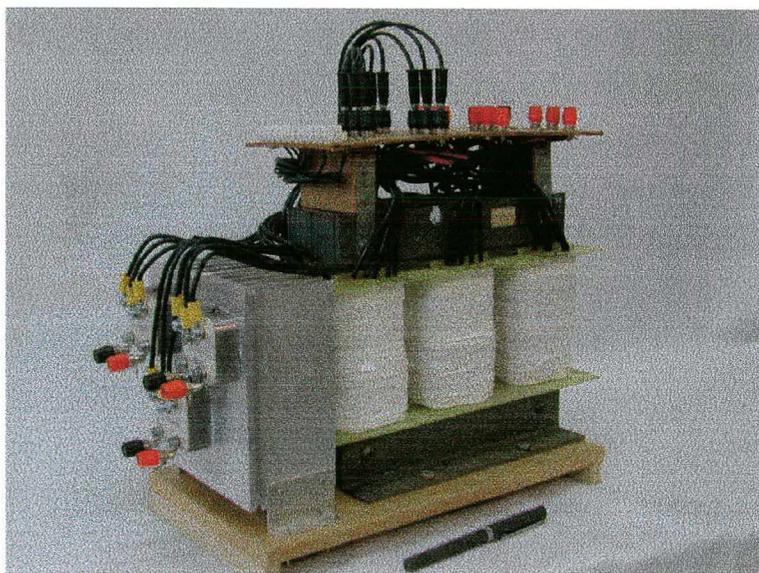


Fig. 4.20 - Foto do autotransformador com os retificadores trifásicos.

4.7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com a finalidade de comprovar os resultados teóricos e de simulação, um protótipo foi construído com as especificações do projeto.

Para facilitar a implementação deste primeiro protótipo, três cargas independentes com características de fontes de corrente (RL) foram utilizadas. As cargas iguais são conectadas nas saídas dos retificadores e através delas circulam correntes de valores constantes e iguais a $I_o/3$.

A Fig. 4.21 mostra o esquema simplificado do protótipo implementado.

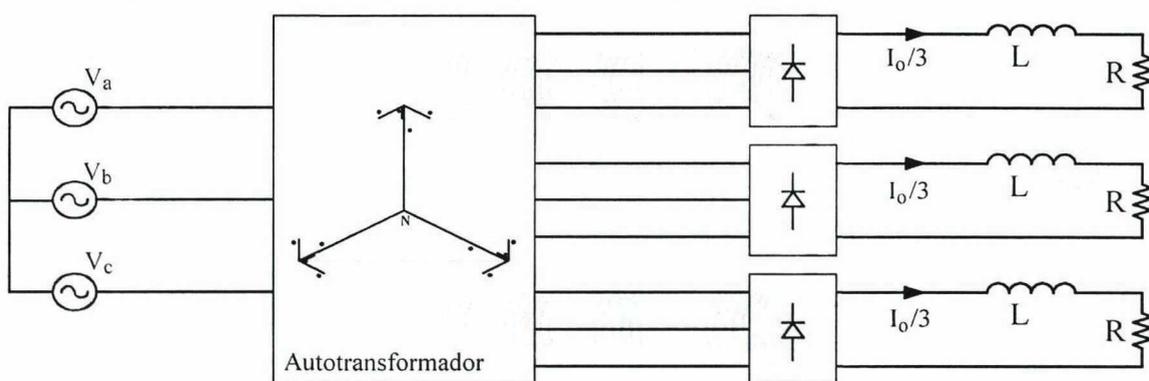


Fig. 4.21 - Esquema básico do protótipo implementado.

A Fig. 4.22 e a Fig. 4.23 mostram as formas de onda das tensões e das correntes em uma das fases de cada sistema de tensão gerado e da tensão de referência. Uma saída em fase com o primário (curva central) e as outras duas com defasagens de $+20^\circ$ e de -20° .

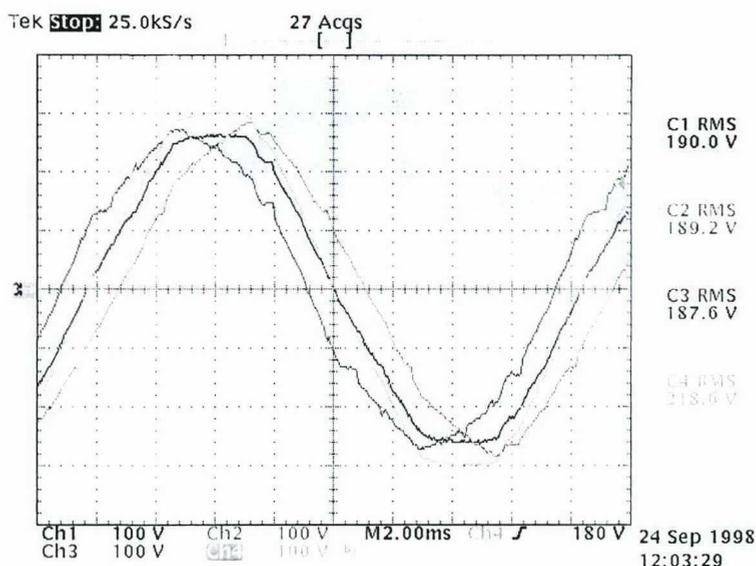


Fig. 4.22 - Sistemas de tensão obtidos.
 Escalas: 100V/div, 2ms/div.

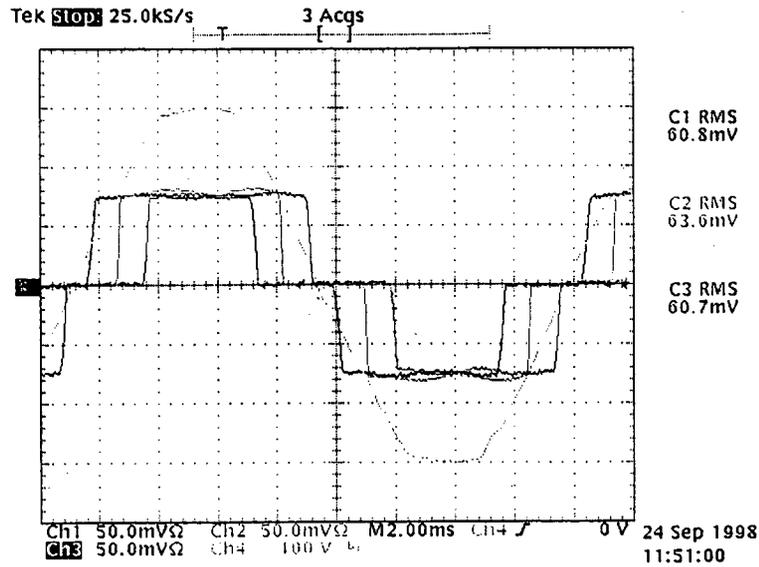


Fig. 4.23 - Sistemas de corrente obtidos.
Escalas: 100V/div, 5A/div, 2ms/div.

A Fig. 4.24 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na rede de alimentação e a Fig. 4.25 mostra as formas de onda das tensões, superpostas, nas saídas dos retificadores.

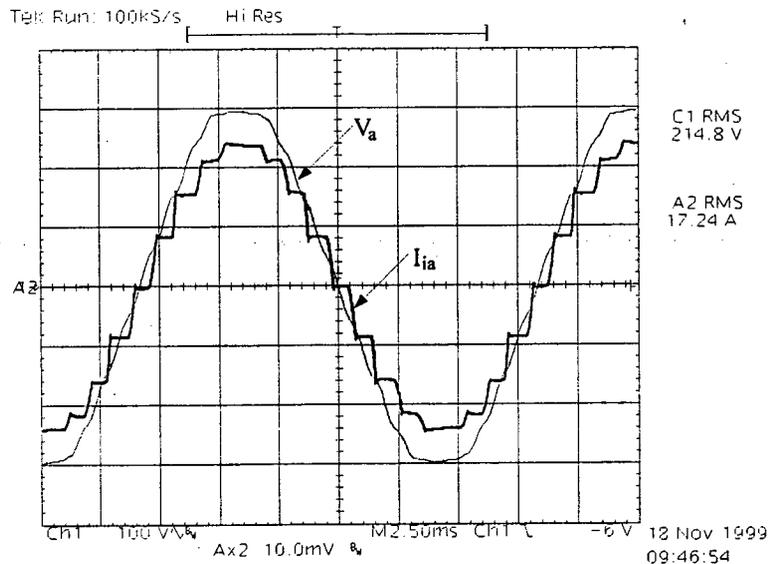


Fig. 4.24 - Tensão e corrente de entrada.
Escalas: 100V/div, 10A/div, 2ms/div.

A Fig. 4.26 e a Fig. 4.27 mostram as análises harmônicas das formas de onda da tensão e da corrente de entrada. Observa-se que a forma de onda da tensão apresenta, embora de baixa amplitude, um conteúdo harmônico de baixa frequência que é responsável por parte dos harmônicos de baixa frequência (5^o e 7^o) que aparecem no espectro da

corrente. Mesmo assim, os harmônicos mais significativos são os de ordens $k.18 \pm 1$ (para $k=1,2,3\dots$).

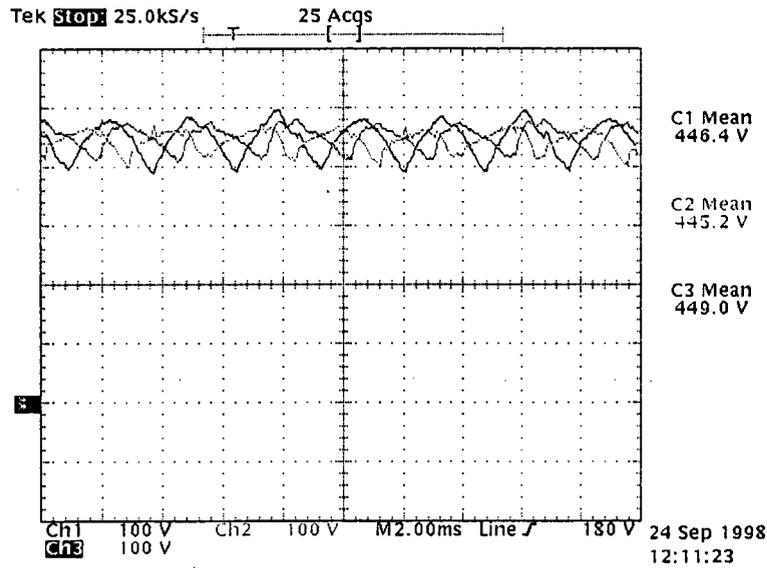


Fig. 4.25 - Tensões de saída.
Escalas: 100V/div, 2ms/div.

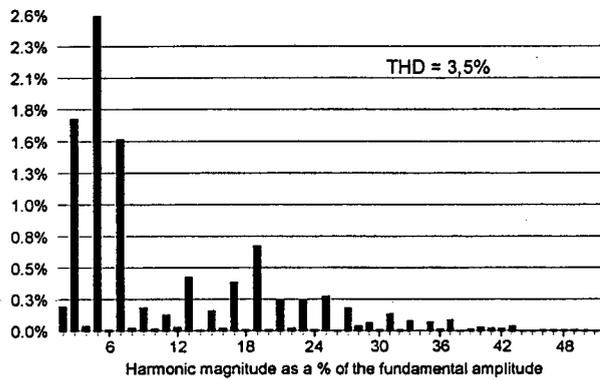


Fig. 4.26 - Espectro harmônico da tensão de entrada.

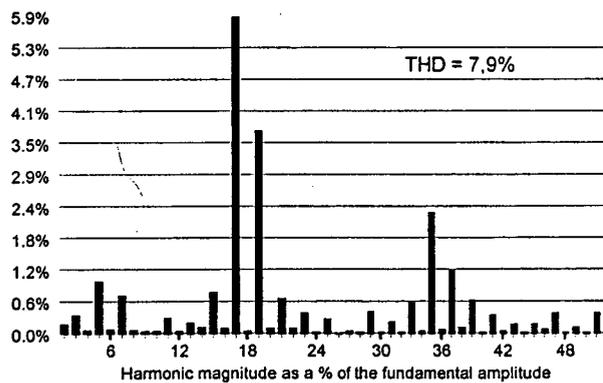


Fig. 4.27 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

4.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo escolheu-se a conexão Y-diferencial fechada de 18 pulsos para análise e implementação.

As tensões sobre os enrolamentos bem como as tensões de cada sistema trifásico, obtidas graficamente no capítulo anterior, foram aqui transcritas. As correntes que circulam através dos nove enrolamentos secundários apresentam formas de onda semelhantes, exceto na fase. Assim, através do método das descontinuidades, uma das formas de onda de corrente foi equacionada e o resultado estendido às demais correntes, apenas modificando a posição angular.

Com todas as correntes dos secundários devidamente equacionadas na forma de soma de senos, ficou fácil obter as correntes que circulam nos demais elementos do autotransformador. As correntes do primário são compostas pelas correntes dos enrolamentos montados sobre a mesma perna do núcleo. As correntes nas linhas são compostas pelas correntes que chegam ou saem do mesmo nó.

A partir das equações de todas as correntes obtidas através de um somatório de componentes harmônicos, as formas de onda foram desenhadas e os valores eficazes calculados a partir da definição matemática. O espectro harmônico da corrente da rede também foi apresentado na forma gráfica.

Todos os valores eficazes calculados e todas as formas de onda obtidas concordaram perfeitamente com os resultados de simulação apresentados no capítulo anterior. Inclusive o cálculo da potência aparente requerida pelo autotransformador.

No final, um protótipo de 12kW com alimentação trifásica de 220/380V foi projetado, implementado e ensaiado. Os experimentais foram apresentados, comprovando novamente os resultados de simulação e da análise matemática.

CAPÍTULO 5

UTILIZAÇÃO DO CONVERSOR *BOOST* COM IMPOSIÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA REGULADA

5.1 INTRODUÇÃO

Nos capítulos anteriores, mostrou-se a necessidade da utilização de cargas com características de fonte de corrente, conectadas nas saídas de cada ponte trifásica. As correntes nas entradas das pontes devem ser todas de mesmo formato e, quando combinadas entre si e com as correntes do primário do autotransformador, resultar numa corrente livre de harmônicos de baixa ordem. A teoria apresentada para a eliminação de harmônicos da corrente da rede consiste na superposição das tensões nas saídas das pontes de 6 pulsos, através da defasagem específica de 20° , obtendo-se uma saída de 18 pulsos.

Para tornar mais simples a análise matemática, o estudo por simulação e a implementação do protótipo, três cargas independentes e idênticas foram utilizadas. Na prática não é comum a operação com cargas múltiplas e idênticas, conseqüentemente, torna-se necessária a implementação do conversor com saída única.

A simples conexão paralela das três saídas não é permitida, pois cada uma das saídas dos retificadores fornece uma tensão retificada de seis pulsos, de mesmos valores médios, mas defasadas de 20° entre si. Assim, a cada instante existe uma diferença de tensão (ΔV_p) entre os barramentos dos catodos e os barramentos dos anodos.

Da mesma forma, a conexão série das saídas das três pontes retificadoras fica também impossibilitada devido à diferença de tensão (ΔV_s) que ocorre entre o ponto negativo da ponte superior e o ponto positivo da ponte central e que ocorre também entre o ponto negativo da ponte central e o ponto positivo da ponte inferior, ou seja, entre os barramentos dos anodos e dos catodos adjacentes.

A Fig. 5.1 ilustra as diferenças de tensão que impedem as conexões série ou paralela das pontes e a Fig. 5.3 mostra o sistema simplificado de 18 pulsos.

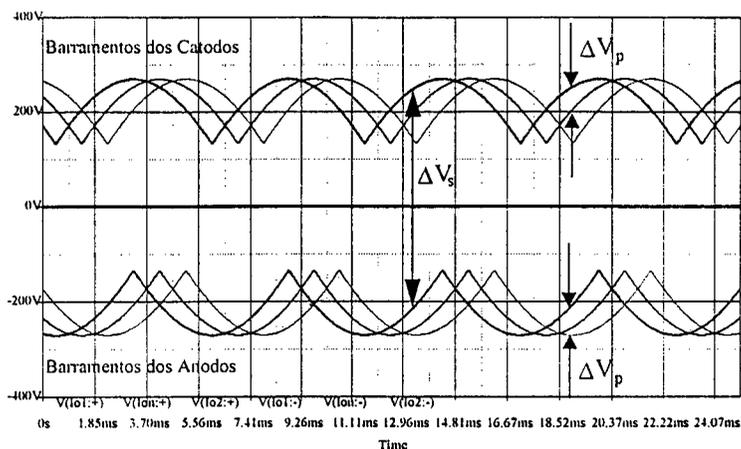


Fig. 5.1 – Tensões retificadas (superior = catodos; inferior = anodos).

A conexão paralela das saídas é permitida com a utilização de seis indutores colocados nas saídas positivas e negativas das pontes retificadoras. Estes indutores acoplados, conhecidos também como IPT - Transformadores de Interfase (*Interphase Transformer*), são projetados para absorver as diferenças de tensão entre as saídas das pontes. A Fig. 5.2 mostra o conversor de 18 pulsos que realiza o paralelismo da carga através de IPTs.

O uso dos transformadores de interfase garante a conexão paralela das saídas retificadas, com grande robustez. Por tratar-se de elementos magnéticos que operam em baixa frequência (frequência de oscilação da tensão retificada – 6 pulsos) e conduzirem 1/3 da corrente de carga, os IPTs são bastante volumosos, resultando num acréscimo de peso e de volume final do conversor, cuja aplicação vai de encontro com a proposta do autotransformador que sacrifica o isolamento da rede pelos baixos peso e volume.

Outra desvantagem da utilização do IPT convencional é por este método não proporcionar tensão de saída regulada.

A proposta deste trabalho é substituir os IPTs, ou as três fontes de corrente de saída que representam a carga, por conversores CC-CC alimentados em corrente, com possibilidade da conexão paralela das saídas retificadas e da regulação da tensão de saída. Para manter o princípio da eliminação de harmônicos, as correntes nas entradas dos

conversores CC-CC (ou nas saídas dos retificadores) devem ser constantes e iguais. Daí a necessidade de conversores alimentados em corrente.

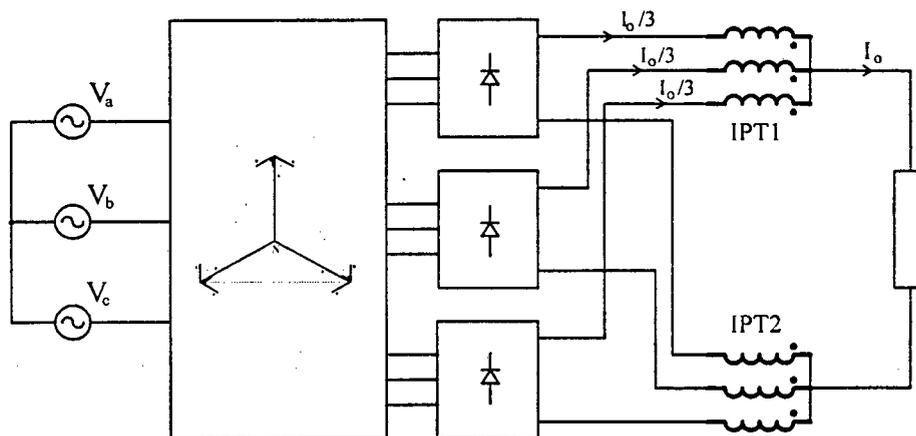


Fig. 5.2 - Conversor de 18 pulsos com saídas ligadas em paralelo através de IPTs.

Nesta etapa do trabalho, optou-se pelo uso do conversor *boost* que regula a tensão de saída e a corrente de entrada. Além disso, para que as saídas possam ser ligadas em paralelo, os conversores *boost* utilizados apresentam pequenas variações topológicas [15], que serão mostradas.

5.2 CONVERSOR *BOOST* SEM CONTROLE DE TENSÃO OU DE CORRENTE

5.2.1 Conexão paralela

Para a conexão paralela de dois ou mais conversores *boost*, as correntes de circulação entre os conversores durante a condução ou o bloqueio dos interruptores devem ser impedidas. Quando dois ou mais interruptores estão fechados, a corrente que circula através de um dos conversores pode retornar por outro, através da massa do circuito. Assim, além do diodo *boost* do barramento positivo, é necessário um outro diodo de retorno, colocado no barramento negativo. Outro problema ocorre quando os interruptores encontram-se bloqueados. A corrente que circula através do indutor *boost* de um conversor e da carga, pode retornar através de um outro. Este problema é resolvido com a divisão de

cada indutor *boost* em dois elementos em série. Um ligado na entrada positiva e o outro na entrada negativa.

A Fig. 5.3 ilustra a conexão paralela dos conversores *boost*.

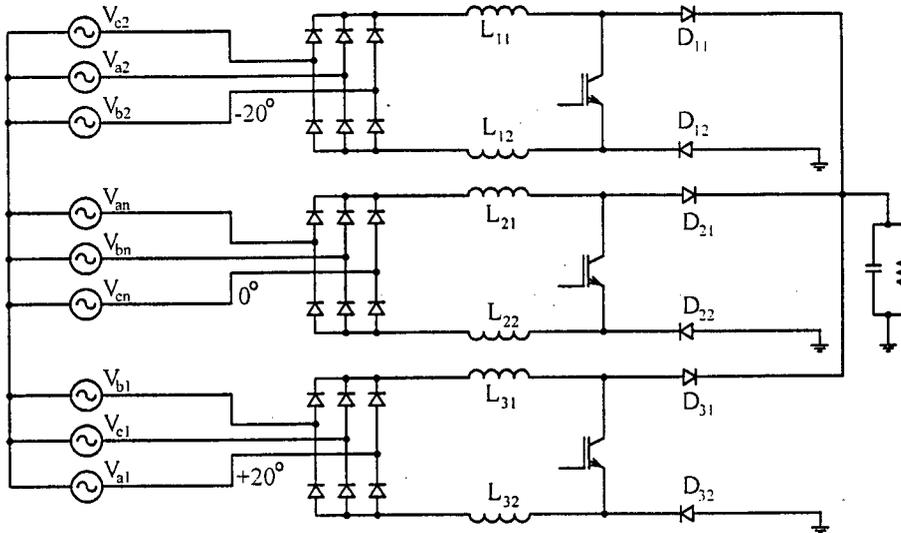


Fig. 5.3 - Conexão paralela dos conversores.

5.2.2 Resultados de simulação

Para análise através de simulação, o autotransformador pode ser implementado através de indutores acoplados, com indutâncias definidas pela relação de espiras obtida nos capítulos anteriores. Os três sistemas trifásicos obtidos, defasados de +20°, 0° e -20°, alimentam os retificadores. Inicialmente, os conversores operam sincronizados com razão cíclica e frequência de comutação (50 kHz) constantes.

A Fig. 5.4 mostra as formas de onda das correntes nos indutores. Observa-se que estas correntes oscilam na frequência da tensão retificada (6 pulsos), além do *ripple* de alta frequência definido pela indutância *boost* e pela frequência de comutação.

A Fig. 5.5 mostra as formas de onda das tensões retificadas superpostas (traços inferiores) e da tensão de saída (carga) com os conversores associados em paralelo (traço superior). A tensão na carga apresenta baixa oscilação e possui valor médio definido pela razão cíclica escolhida e pelo valor médio das tensões retificadas.

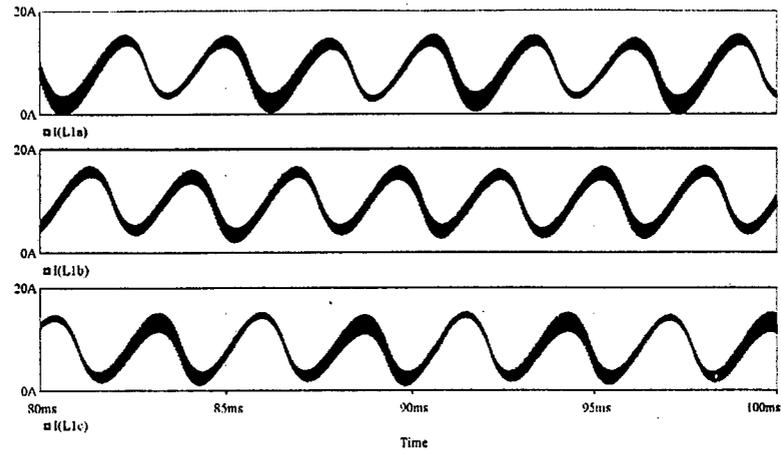


Fig. 5.4 - Correntes nos três indutores *boost*.

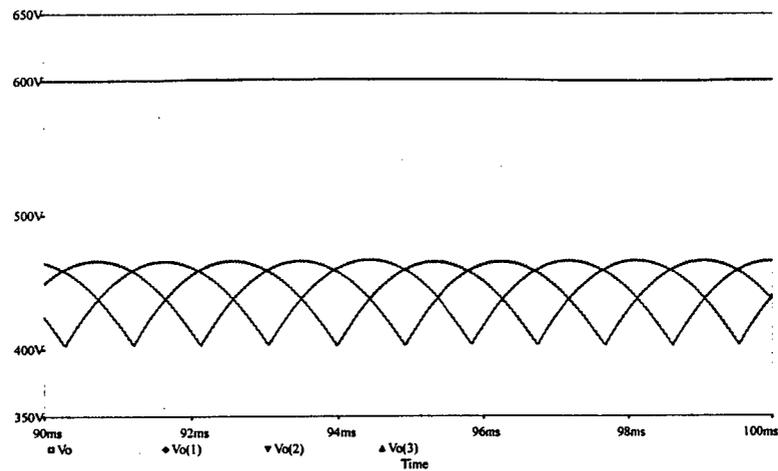


Fig. 5.5 - Tensões de saída (superior) e de entrada (inferior) dos conversores *boost*.

As formas de onda da corrente de entrada numa das fases e da tensão na mesma fase, estão mostradas na Fig. 5.6. A oscilação da corrente nos indutores (de 6 pulsos) é refletida para a rede de alimentação. Um detalhe do espectro harmônico da corrente numa das fases, em porcentagem do componente fundamental, também está representado. A THD, calculada pelo programa *PSpice* e considerando-se 99 componentes harmônicos, foi de 9,1%.

Observa-se a presença de harmônicos de baixa ordem (3^{o} , 5^{o} e 7^{o}), além daqueles característicos do conversor de 18 pulsos. Estes harmônicos são devidos às oscilações das correntes nas saídas das pontes.

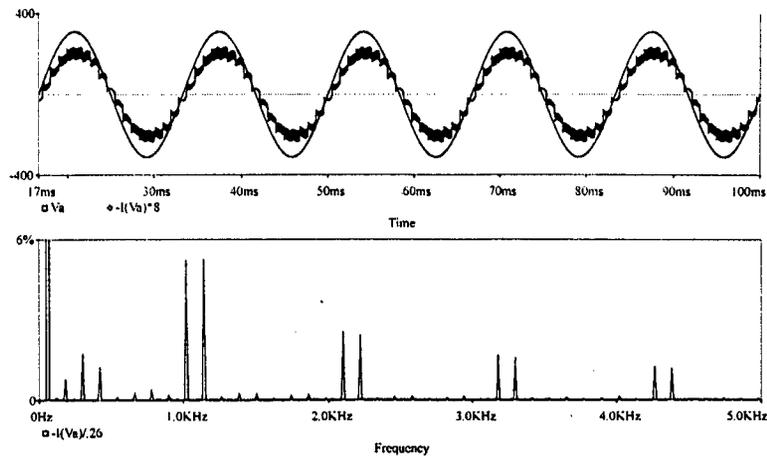


Fig. 5.6 - Tensão e corrente de entrada e espectro harmônico da corrente de entrada.

A oscilação em baixa frequência (360 Hz) das correntes nos indutores pode levar o conversor a operar no modo descontínuo de condução, caso haja redução de carga. A Fig. 5.7 mostra as formas de onda das correntes nos indutores para 30% da carga nominal. Na Fig. 5.8, observa-se o comportamento da corrente numa das fases para este modo de operação e da tensão na carga.

O espectro harmônico da corrente de entrada, mostrado na Fig. 5.8, apresenta distorção harmônica de 8,7%. Apesar da redução da carga, a THD manteve-se praticamente constante, porém, harmônicos significativos de ordens inferiores à 17^a, que são anulados pelo princípio do conversor de 18 pulsos, são ainda mais significativos. Assim, a utilização do conversor de 18 pulsos, sem o controle da corrente, torna-se impraticável.

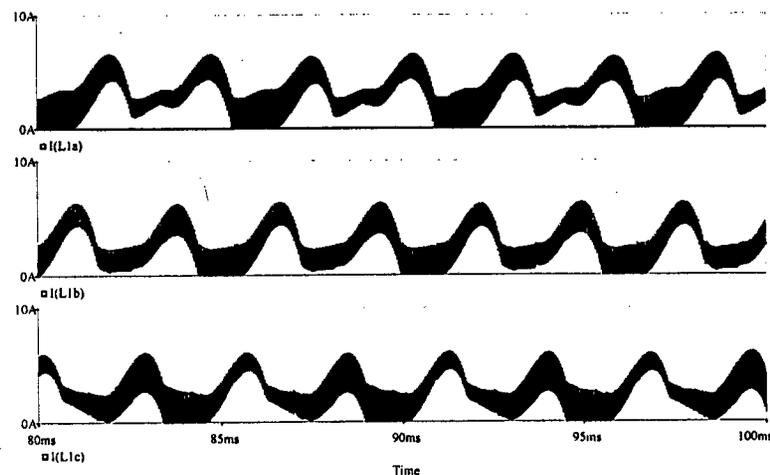


Fig. 5.7 - Correntes nos indutores para baixa carga.

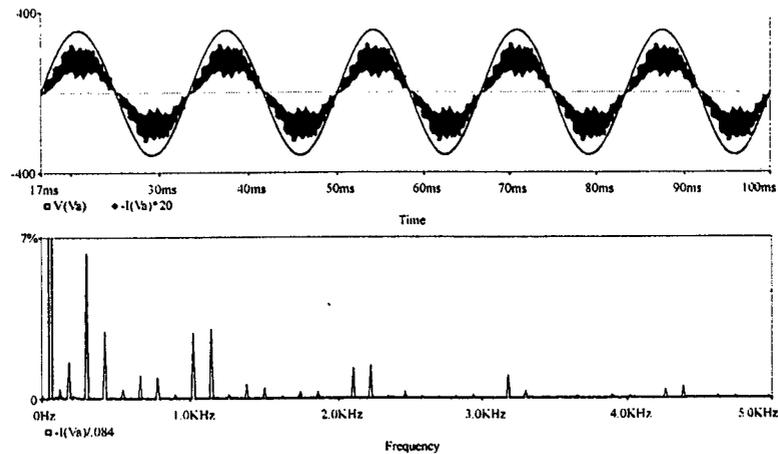


Fig. 5.8 - Tensão e corrente de entrada e tensão de saída.

5.3 CONVERSOR *BOOST* COM CONTROLE POR HISTERESE CONSTANTE

Para compensar as oscilações de baixa frequência das correntes nas saídas dos retificadores e aproximar a operação da estrutura proposta ao conversor de 18 pulsos ideal, que alimenta três fontes de correntes, a estratégia de controle dos conversores *boost* deve regular a corrente que circula através dos indutores de entrada.

Nesta etapa do trabalho, a corrente de cada indutor *boost* é regulada independentemente através do controle por histerese constante.

5.3.1 Dimensionamento

Conforme as equações apresentadas nos capítulos anteriores, a tensão trifásica de fase que alimenta cada retificador, é reduzida a 88% da tensão de fase da rede de alimentação devido à ação do autotransformador. Assim, cada conversor *boost* está submetido a uma tensão retificada ($V_i(\omega t)$) que, para o intervalo $60^\circ \leq \omega t \leq 120^\circ$, pode ser representada pela equação (5.1).

$$V_i(\omega t) = 0,88 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 220 \cdot \text{sen}\left(\frac{\pi}{180} \cdot \omega t\right) \quad (5.1)$$

O valor médio é obtido pela expressão (5.2).

$$V_{\text{ind}} = \frac{1}{2\pi} \int_{60}^{120} 0,88 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 220 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{180} \cdot \omega t\right) \cdot d\omega t = 452,8V \quad (5.2)$$

São escolhidas a tensão média de saída (V_o), a potência de saída de cada conversor *boost* (P_o) e a máxima frequência de comutação ($f_{s\text{max}}$).

$$V_o = 600V \quad P_o = 4kW \quad f_{s\text{max}} = 80kHz$$

A corrente média de entrada em cada conversor *boost* é calculada pela expressão (5.3).

$$I_i = \frac{P_o}{V_{\text{ind}}} = 8,833A \quad (5.3)$$

A oscilação da corrente de entrada pode ser limitada em 5% do valor médio. Assim, obtém-se a expressão (5.4).

$$\Delta I_i = 0,05 \cdot I_i = 0,442A \quad (5.4)$$

A resistência que representa a carga total da associação paralela dos conversores, é mostrada na expressão (5.5).

$$R_o = \frac{V_o^2}{3 \cdot P_o} = 30\Omega \quad (5.5)$$

A razão cíclica, função das tensões de entrada e de saída para operação no modo de condução contínua, varia no tempo segundo a equação (5.6).

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_i(\omega t)}{V_o} \quad (5.6)$$

A frequência de comutação $f(\omega t)$ de cada conversor *boost* é também variável no tempo e pode ser obtida pela análise das duas etapas de operação [51] e representada pela equação (5.7).

$$f(\omega t) = \frac{1}{\left[\frac{1}{V_o \cdot (1-D(\omega t))} + \frac{1}{V_o - V_o \cdot (1-D(\omega t))} \right]} \cdot L_i \cdot \Delta I_i \quad (5.7)$$

Normalizando-se a frequência de comutação, em função da tensão de saída V_o , da indutância L_i e da oscilação da corrente no indutor *boost* ΔI_i , resultam as equações (5.8) e (5.9).

$$F(\omega t) = \frac{1}{\frac{1}{(1-D(\omega t))} + \frac{1}{1-(1-D(\omega t))}} \quad (5.8)$$

$$F(\omega t) = D(\omega t) \cdot (1 - D(\omega t)) \quad (5.9)$$

Assim, também são válidas as equações (5.10) e (5.11).

$$f(\omega t) = F(\omega t) \frac{V_o}{L_i \cdot \Delta I_i} \quad (5.10)$$

$$f(\omega t) = D(\omega t) \cdot (1 - D(\omega t)) \cdot \frac{V_o}{L_i \cdot \Delta I_i} \quad (5.11)$$

Para melhor visualizar a relação entre a frequência de comutação normalizada, a razão cíclica e o tempo, são apresentados alguns ábacos, traçados com ajuda do *MathCad*, que relacionam estas variáveis.

A Fig. 5.9 mostra a relação entre a frequência de comutação normalizada ($F(\omega t)$) e o tempo, ou o ângulo de condução definido pela tensão retificada. Observa-se que a frequência de comutação é mínima para a máxima tensão retificada ($\omega t = 90^\circ$) e é máxima quando a tensão retificada é mínima ($\omega t = 60^\circ$ ou $\omega t = 120^\circ$).

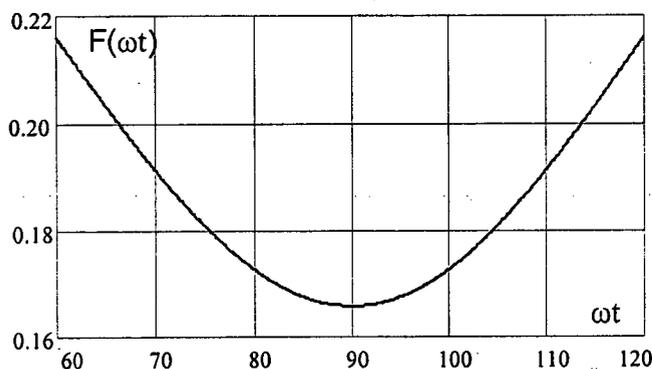


Fig. 5.9 - Frequência de comutação contra o ângulo da tensão retificada.

A Fig. 5.10 mostra a relação entre a razão cíclica e o ângulo de condução definido pela tensão retificada. Observa-se que a razão cíclica é mínima para a máxima tensão retificada ($\omega t = 90^\circ$) e é máxima quando a tensão retificada é mínima ($\omega t = 60^\circ$ ou $\omega t = 120^\circ$), da mesma forma que a frequência de comutação.

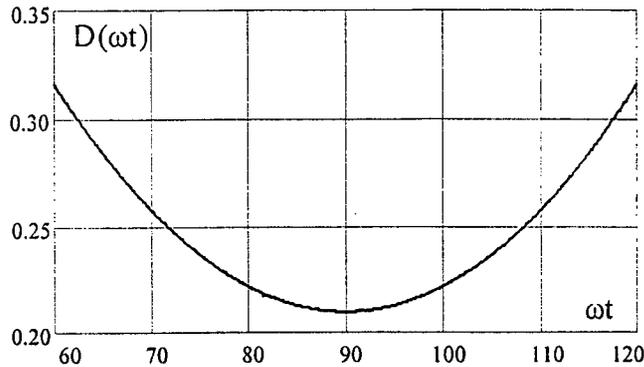


Fig. 5.10 - Razão cíclica contra o ângulo da tensão retificada.

A relação entre a frequência de comutação normalizada e a razão cíclica torna-se praticamente linear, como mostra a Fig. 5.11.

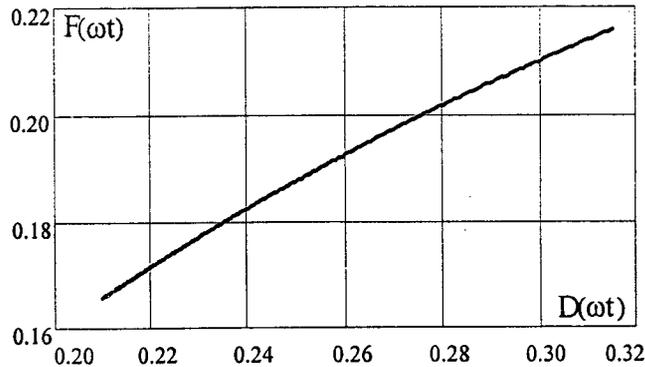


Fig. 5.11 - Frequência de comutação em relação à razão cíclica.

Escolhendo-se a máxima frequência de comutação (f_{smax}) e encontrando-se os valores máximo e mínimo da razão cíclica (com ajuda da Fig. 5.10 e da Fig. 5.11), obtém-se a indutância mínima, como mostra a expressão (5.12).

$$L_i = D_{max} \cdot (1 - D_{max}) \cdot \frac{V_o}{f_{smax} \cdot \Delta I_i} = 4mH \quad (5.12)$$

$$D_{max} = D(120^\circ) = D(60^\circ) = 0,316$$

$$D_{min} = D(90^\circ) = 0,210$$

O capacitor de saída é calculado através da expressão (5.13) em função da amplitude e da frequência de oscilação (f_{ripple}) da tensão de saída. A frequência de oscilação é de três vezes a frequência da tensão retificada e com amplitude máxima adotada de $\pm 1\%$.

$$C_o = \frac{3 \cdot P_o}{f_{ripple} \left[(1,02 \cdot V_o)^2 - (0,98 \cdot V_o)^2 \right]} = 400\mu F \quad (5.13)$$

$$f_{\text{ripple}} = 1.080\text{Hz}$$

O comparador com histerese compara a tensão medida sobre um resistor *shunt* de valor conhecido (R_{sh}), que é uma imagem da corrente no indutor *boost*, com uma referência de tensão constante também conhecida (V_c).

A tensão sobre R_{sh} é multiplicada por um ganho (G_{sh}) resultando numa tensão de controle que tem a mesma amplitude da corrente a ser controlada, como mostra a expressão (5.14).

$$V_c = I_i \cdot R_{\text{sh}} \cdot G_{\text{sh}} = 8,833\text{V} \quad (5.14)$$

$$R_{\text{sh}} = 0,01 \quad G_{\text{sh}} = 100$$

A largura da histerese ΔV_h é definida pelos elementos externos conectados ao comparador, como mostra a equação (5.15).

$$\Delta V_h = \frac{R_p}{R_p + R_f} \cdot V_{cc} \quad (5.15)$$

O circuito do comparador com histerese está mostrado na Fig. 5.12.

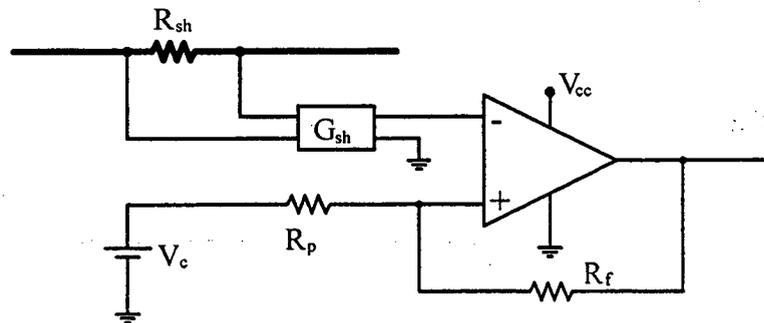


Fig. 5.12 - Comparador com histerese.

Com os valores de ΔV_h , V_{cc} e R_p escolhidos, obtém-se o valor de R_f através da equação (5.15).

$$\begin{aligned} \Delta V_h &= 0,5\text{V} & R_p &= 1\text{k}\Omega \\ V_{cc} &= 15\text{V} & R_f &= 29\text{k}\Omega \end{aligned}$$

5.3.2 Resultados de simulação

A Fig. 5.13 mostra o circuito utilizado para simulação do conversor com controle da corrente por histerese constante. A tensão de saída não é regulada neste estudo.

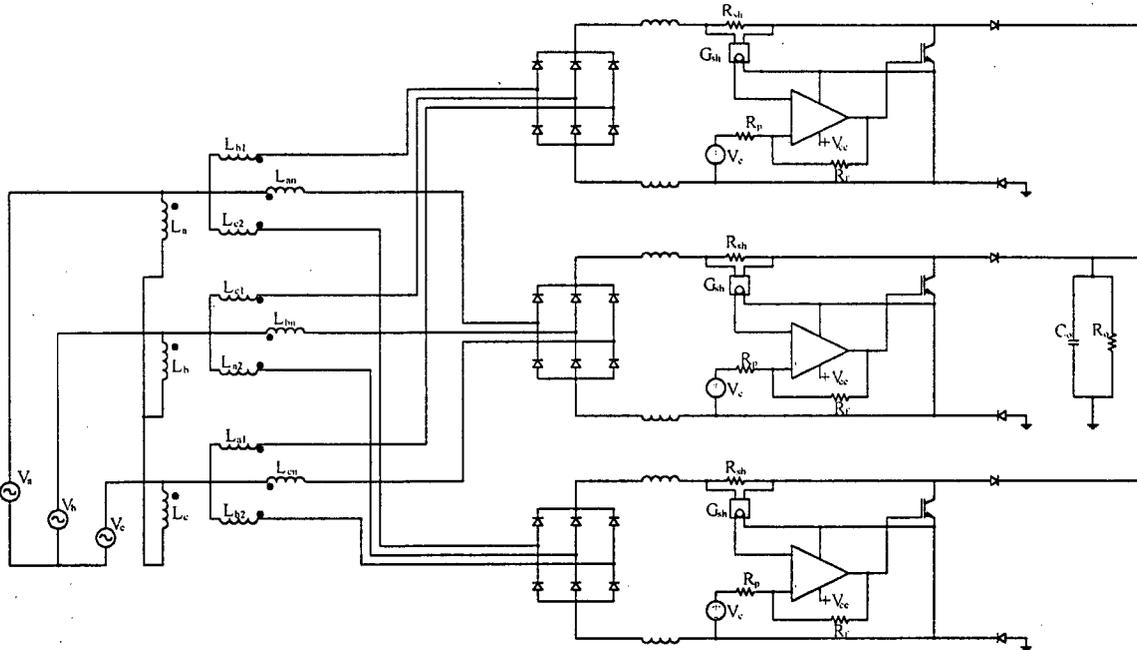


Fig. 5.13 - Conversor *boost* com controle por histerese constante.

A Fig. 5.14 mostra as formas de onda das correntes nos indutores. Observa-se que estas correntes oscilam com amplitude (*ripple*) constante definida pelo comparador com histerese. É importante ressaltar que o *ripple* da corrente independe da oscilação da tensão retificada.

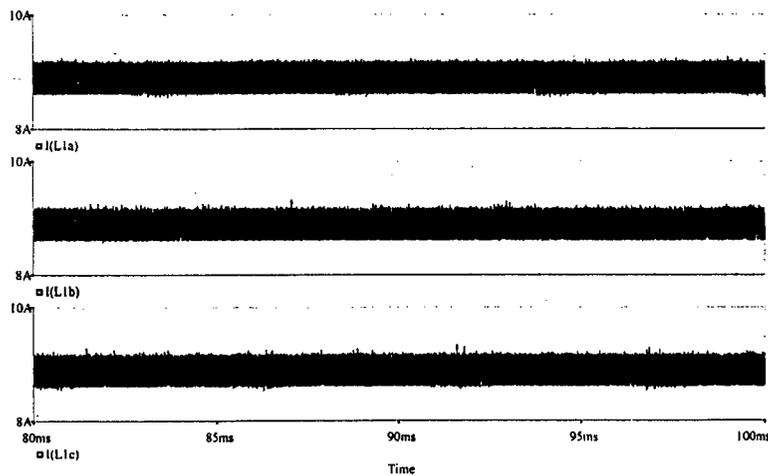


Fig. 5.14 - Correntes nos indutores *boost*.

A Fig. 5.15 mostra as formas de onda da tensão de saída (carga) com os conversores associados em paralelo e das tensões retificadas (6 pulsos) superpostas. A tensão na carga apresenta baixa oscilação nas frequências de 1.080Hz (18 pulsos) e de comutação.

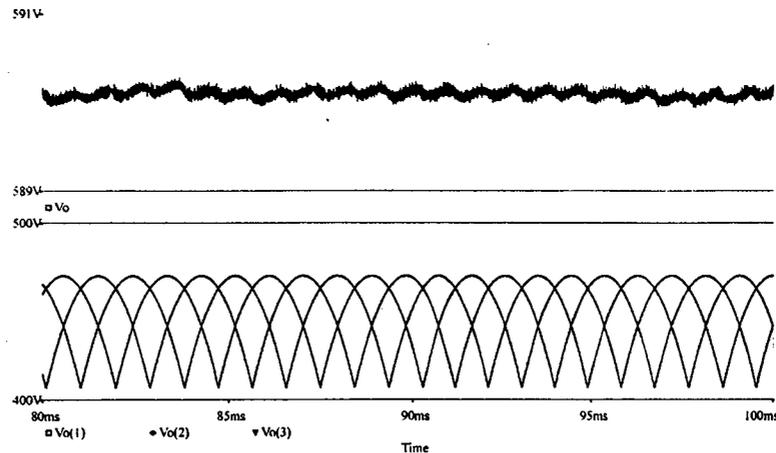


Fig. 5.15 - Tensões de entrada e de saída dos conversores *boost*.

A forma de onda da corrente de entrada numa das fases, juntamente com a tensão da mesma fase, estão mostradas na parte superior da Fig. 5.16. A corrente de entrada é formada por patamares de amplitudes múltiplas das correntes nos indutores e de larguras definidas pelo *ripple* destas correntes. Na parte inferior da mesma figura, observa-se um detalhe do espectro harmônico da corrente numa das fases. A THD de 9,3% considera os 99 primeiros componentes harmônicos da corrente. Observa-se que os harmônicos significativos são de ordens $k.18 \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$), além daqueles gerados na banda da frequência de comutação e que não estão mostrados nesta figura.

Para que a corrente no indutor *boost* seja regulada com histerese constante, a frequência de comutação torna-se variável numa faixa estreita, devido à oscilação da tensão retificada. A Fig. 5.17 mostra a forma de onda desta corrente que circula através de um dos indutores e o respectivo espectro harmônico, desconsiderando-se o valor médio.

As correntes nos indutores dos três conversores oscilam dentro da mesma banda de frequência, porém, não estão em fase devido às diferenças instantâneas das tensões retificadas e não se somam a todo instante. Assim, a interferência eletromagnética (EMI) total deverá ser reduzida sensivelmente.

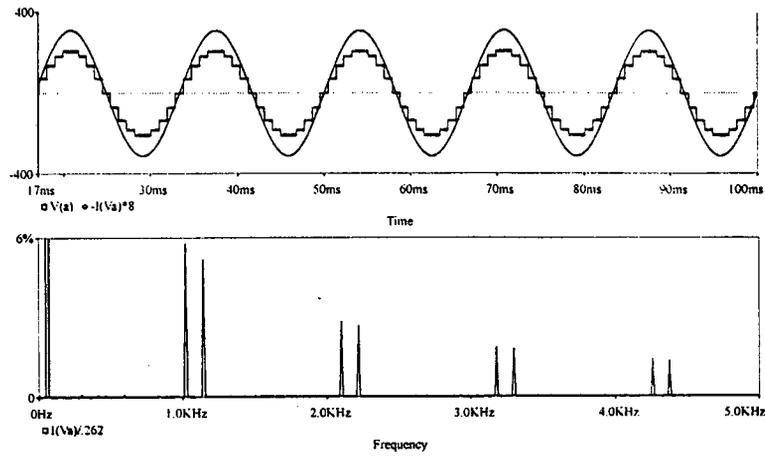


Fig. 5.16 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

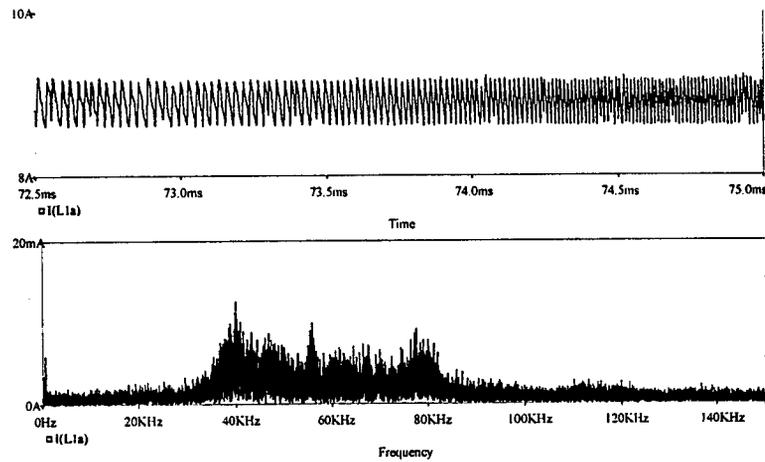


Fig. 5.17 - Espectro harmônico da corrente num indutor *boost*.

A Fig. 5.18 mostra as formas de onda das correntes de entrada dos retificadores. Os demais retificadores apresentam formas idênticas, porém defasadas em 20° .

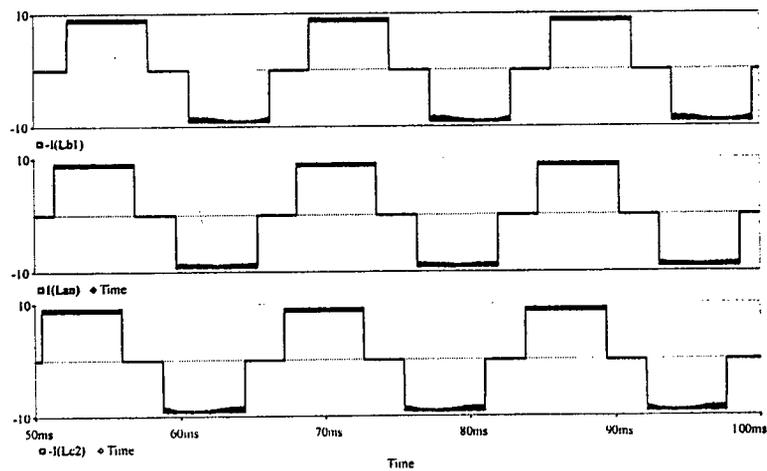


Fig. 5.18 - Correntes nos secundários.

As formas de onda da tensão da rede, juntamente com a corrente que circula através de um dos enrolamentos do primário do autotransformador, estão apresentadas na parte superior da Fig. 5.19. Na parte inferior estão apresentadas as formas de onda das tensões defasadas de 20° e com amplitudes de 88% da tensão de alimentação, geradas pelo autotransformador.

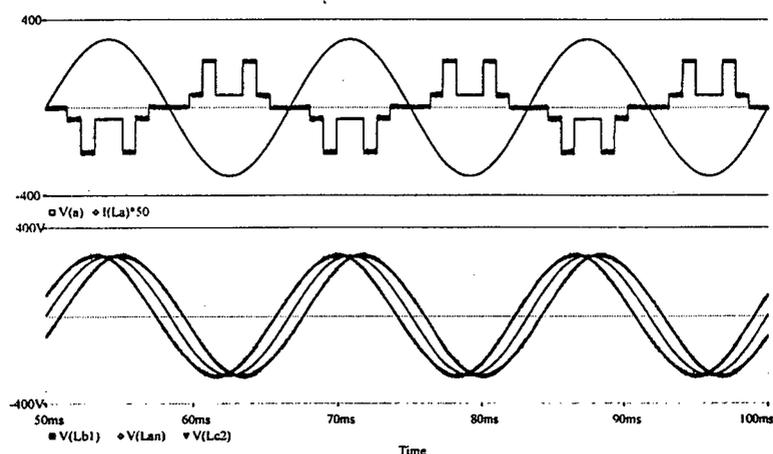


Fig. 5.19 - Corrente no primário e tensões defasadas de 20° .

5.4 CONVERSOR *BOOST* COM CONTROLE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS

5.4.1 Estratégia de comando

O circuito de potência do conversor *boost* para operação com as saídas em paralelo, é o mesmo daquele empregado no controle por histerese constante. No controle por valores médios instantâneos de corrente, apenas os circuitos de controle e comando são modificados.

Esta estratégia de controle permite a operação do conversor com frequência de comutação constante. Existem circuitos integrados dedicados (como o tradicional UC3854) para o controle simultâneo das malhas de tensão e corrente.

Nesta etapa do trabalho, a técnica de controle por valores médios de corrente é analisada e testada por simulação.

A Fig. 5.20 mostra, em diagrama de blocos, a estratégia do controle utilizado para cada conversor *boost*.

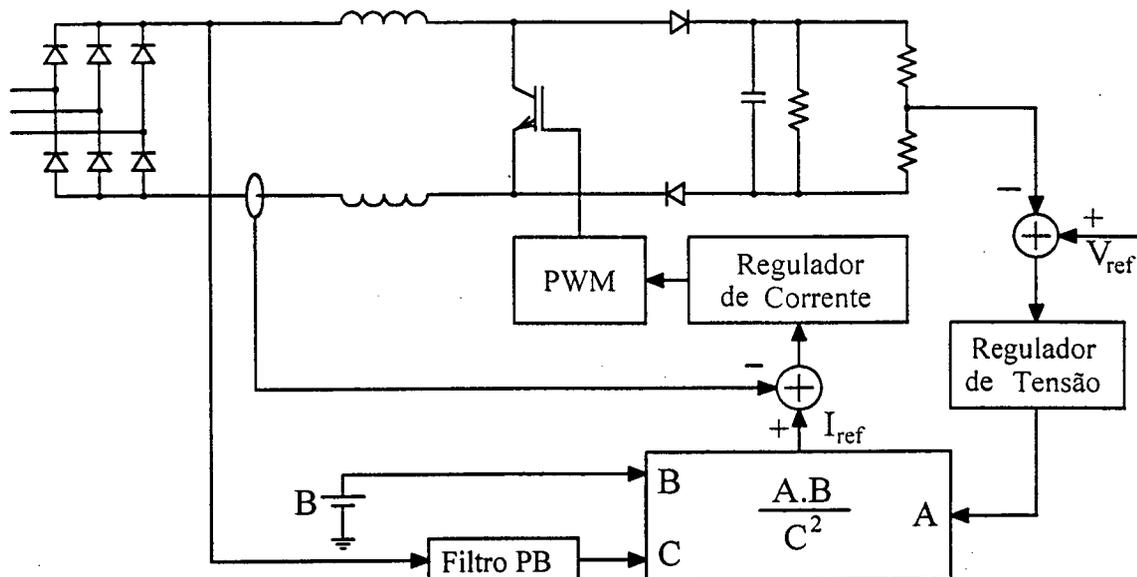


Fig. 5.20 - Estratégia de controle.

No diagrama apresentado, verifica-se três malhas de controle: uma da tensão de saída, outra da tensão de entrada (*feedforward*) e a outra de corrente.

A malha de tensão de saída é responsável pela regulação da tensão de saída, que é monitorada e comparada com uma referência (V_{ref}), gerando um sinal de erro que passa por um circuito compensador. O sinal de saída deste compensador entra no multiplicador (entrada A) e é responsável pela regulação da tensão de saída no que diz respeito às variações de carga.

Nos pré-reguladores, a entrada B fornece à malha de corrente informações referentes ao formato e à frequência da tensão de entrada que define a corrente de entrada, porém neste caso, deseja-se corrente constante nos indutores. Assim, a entrada B deve ser conectada a uma fonte de tensão constante para reproduzir correntes nos indutores, também constantes.

Para obter o sinal da entrada C (controle *feedforward*), a tensão de entrada passa por um filtro passa-baixas que gera um sinal proporcional ao valor eficaz desta tensão. Este sinal é responsável pela regulação da tensão de saída quando há variações da tensão de

entrada, mantendo a malha de tensão livre da tarefa de atuar quando houver variação na entrada. A elevação deste sinal ao quadrado faz com que o ganho da malha de tensão permaneça praticamente constante.

Na saída do multiplicador tem-se a referência de corrente para comparação com a corrente monitorada no indutor (através de um sensor de efeito *hall*). Esta comparação gera o sinal de erro que entra no compensador de corrente, o qual gera um sinal de tensão proporcional à razão cíclica desejada. Esta razão cíclica é obtida no bloco PWM, onde o sinal de saída do compensador de corrente é comparado com uma “dente de serra” gerando os pulsos de comando para o interruptor.

Este controle é usualmente implementado com o circuito integrado UC3854. Este integrado tem como principais funções: multiplicador/divisor, circuito de comando para o interruptor, comparador, gerador de “dente de serra”, compensador para tensão de referência, comparador para proteção, habilitador compatível com circuitos TTL e partida progressiva.

5.4.2 Projeto do conversor *boost*

Os parâmetros dos circuitos de potência e de comando para cada conversor *boost*, bem como as curvas auxiliares para análise do controle, foram obtidos com auxílio do programa *MathCad*. Os valores das tensões de entrada e de saída, a frequência de comutação e a potência de saída de cada conversor *boost* estão apresentados a seguir:

$$V_i = 450V \quad V_o = 600V$$

$$P_o = 4kW \quad f_s = 50kHz$$

Os valores da resistência de saída, da razão cíclica e da corrente de entrada, considerando-se máximo rendimento, são obtidos pelas expressões (5.16) a (5.18).

$$R_o = \frac{V_o^2}{3 \cdot P_o} = 30\Omega \quad (5.16)$$

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} = 0,25 \quad (5.17)$$

$$I_i = \frac{P_o}{V_i} = 8,89A \quad (5.18)$$

Escolhendo-se o valor da máxima oscilação para a corrente que circula através do indutor *boost*, a indutância fica determinada pela expressão (5.19).

$$L_i = \frac{V_i \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_i} = 2mH \quad (5.19)$$

$$\Delta I_i = 0,125 \cdot I_i \quad \Delta I_i = 1,11A$$

A partir dos valores da frequência e da amplitude de oscilação da tensão de saída, a capacitância de saída é calculada pela expressão (5.20), considerando-se as saídas conectadas em paralelo.

$$C_o = \frac{3 \cdot P_o}{2 \cdot f_{\text{ripple}} \cdot \left[(1,025 \cdot V_o)^2 - (0,975 \cdot V_o)^2 \right]} = 470\mu F \quad (5.20)$$

$$f_{\text{ripple}} = 360\text{Hz} \quad \Delta V_o = 5\%$$

• Projeto da malha de corrente

Para o projeto da malha de corrente utilizada, alguns parâmetros como a resistência do resistor *shunt* (R_{sh}) utilizada para monitorar a corrente do indutor *boost* (ou sensor de efeito *hall*), um ganho aplicado sobre este valor (G_{sh}) e o valor de pico da tensão dente de serra (V_s) utilizada na modulação, são escolhidos.

$$V_s = 15V \quad R_{sh} = 0,01\Omega \quad G_{sh} = 25$$

A função de transferência do conversor *boost* operando no modo contínuo (G_c), mostrada na expressão (5.21), é a relação entre a tensão sobre o resistor *shunt* (V_{sh}) e a tensão de controle de razão cíclica (V_c).

$$G_c = \frac{V_{sh}}{V_c} = \frac{V_o}{s \cdot L_i} \cdot \frac{R_{sh}}{V_s} \quad (5.21)$$

A frequência de cruzamento em 0dB é calculada pela expressão (5.22).

$$f_c = \frac{R_{sh}}{V_s} \cdot \frac{V_o}{2\pi \cdot L_i} = 786\text{Hz} \quad (5.22)$$

A Fig. 5.21 mostra o circuito do compensador de corrente utilizado.

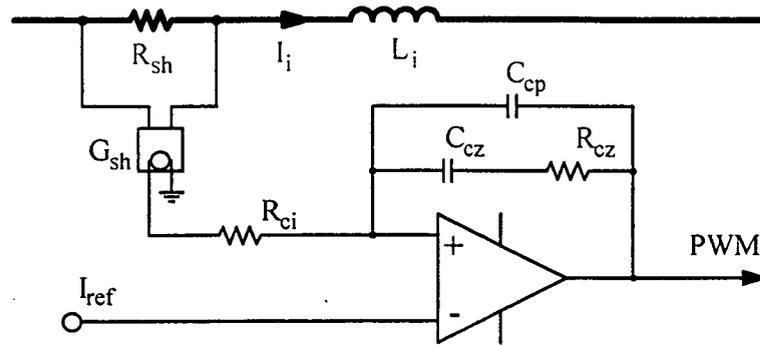


Fig. 5.21 - Compensador de corrente.

A função de transferência do compensador PI com filtro (H_c) está representada na equação (5.23).

$$H_c = \frac{(1 + s \cdot R_{cz} \cdot C_{cz})}{s \cdot R_{ci} \cdot (C_{cz} + C_{cp}) \cdot \left(1 + \frac{s \cdot (C_{cz} \cdot C_{cp})}{(C_{cp} \cdot C_{cp})} \cdot R_{cz}\right)} \quad (5.23)$$

A frequência de cruzamento do conversor, já compensado, deve ser de 1/4 da frequência de comutação, como mostra a expressão (5.24).

$$f_{cc} = \frac{f_s}{4} = 12,5 \text{ kHz} \quad (5.24)$$

O ganho do compensador na faixa plana (K_{comp}) é calculado pela equação (5.25).

$$K_{comp} = \frac{R_{cz}}{R_{ci}} \quad (5.25)$$

A frequência de cruzamento para o conversor compensado ocorre para $G_c \cdot K_{comp} = 1$. Assim, das expressões (5.21), (5.24) e (5.25), resulta a equação (5.26).

$$R_{cz} = 2\pi \cdot f_{cc} \cdot \frac{V_s \cdot L_i}{V_o \cdot R_{sh}} \cdot R_{ci} \quad (5.26)$$

O valor de R_{cz} pode ser calculado escolhendo-se um valor para R_{ci} .

$$R_{ci} = 10 \text{ k}\Omega \quad R_{cz} = 150 \text{ k}\Omega$$

O zero do compensador é colocado numa frequência de 1/10 da frequência de comutação, um polo na origem e o outro polo colocado na metade da frequência de comutação. Assim, pode-se escrever as expressões (5.27) e (5.28) para obter os valores de C_{cz} e C_{cp} .

$$f_{cz} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{zs} \cdot R_{cz}} = \frac{f_s}{10} \tag{5.27}$$

$$f_{cp} = \frac{C_{cz} + C_{cp}}{2\pi \cdot C_{zs} \cdot C_{cp} \cdot R_{cz}} = \frac{f_s}{2} \tag{5.28}$$

$$C_{cz} = 200 \text{ pF} \quad C_{cp} = 5.200 \text{ pF}$$

A Fig. 5.22 e a Fig. 5.23 mostram os gráficos dos módulos e das fases para o conversor, o compensador e o circuito compensado.

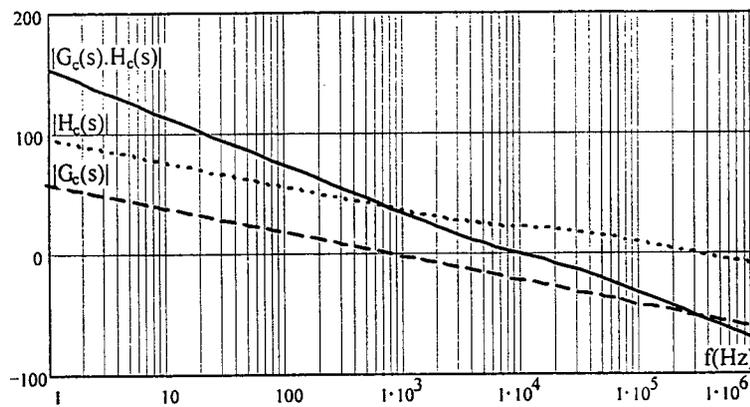


Fig. 5.22 - Gráficos dos módulos.

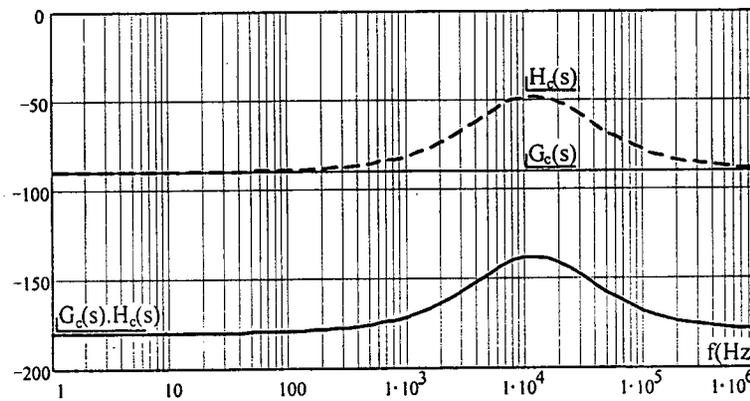


Fig. 5.23 - Gráficos das fases.

• Projeto do compensador de tensão – filtro PB

O procedimento para cálculo e dimensionamento do compensador de tensão, foi obtido através do material fornecido pelo fabricante do circuito integrado UC3854 [52].

A Fig. 5.24 mostra o circuito do compensador de tensão.

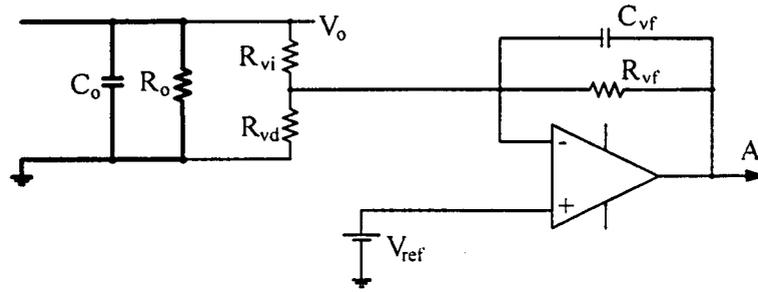


Fig. 5.24 - Compensador de tensão.

Uma amostra da tensão de saída (V_o) é obtida pelo divisor resistivo composto pelos resistores R_{vi} e R_{vd} . Conhecendo-se os valores da tensão de referência (V_{ref}) e da resistência R_{vd} , obtém-se o valor de R_{vi} através da expressão (5.29).

$$R_{vi} = \frac{V_o - V_{ref}}{V_{ref}} \cdot R_{vd} = 79k\Omega \quad (5.29)$$

$$V_{ref} = 7,5V \quad R_{vd} = 1k\Omega$$

A tensão de *ripple* na saída (V_{opk}) é calculada pela expressão (5.30), em função dos parâmetros de saída.

$$V_{opk} = \frac{3 \cdot P_o}{2\pi \cdot f_{ripple} \cdot C_o \cdot V_o} = 18,8V \quad (5.30)$$

O ganho do compensador (G_{va}) pode ser obtido pela expressão (5.31), conhecendo-se os valores da variação da tensão na saída do compensador (ΔV_{vao}) e a porcentagem do *ripple* na entrada do compensador ($\%_{ripple}$). Estes valores são sugeridos pelo fabricante do CI [52].

$$G_{va} = \Delta V_{vao} \frac{\%_{ripple}}{V_{opk}} = 0,0064 \quad (5.31)$$

$$\Delta V_{vao} = 4V \quad \%_{ripple} = 0,03$$

A capacitância do filtro é obtida pela expressão (5.32).

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{ripple} \cdot R_{vi} \cdot G_{va}} = 860\eta F \quad (5.32)$$

A expressão (5.33) permite calcular o valor da frequência de cruzamento da curva do módulo em 0dB.

$$f_{vi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot P_o}{\Delta V_{vao} \cdot V_o \cdot R_{vi} \cdot C_o \cdot C_v}} = 63\text{Hz} \quad (5.33)$$

A resistência R_{vf} é obtida pela expressão (5.34).

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{vi} \cdot C_{vf}} = 2,9\text{k}\Omega \quad (5.34)$$

A função de transferência do conversor *boost* (G_v), que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica, pode ser expressa pela equação (5.35).

$$G_v = R_o \cdot (1-D) \cdot \frac{(1+s \cdot r_{se} \cdot C_o)}{1+s \cdot (R_o + r_{se}) \cdot C_o} \quad (5.35)$$

As frequências do pólo (f_{vp}) e do zero (f_{vz}) são calculadas pelas expressões (5.36) e (5.37), respectivamente.

$$f_{vp} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_o + r_{se}) \cdot C_o} = 11,2\text{Hz} \quad (5.36)$$

$$f_{vz} = \frac{1}{2\pi \cdot r_{se} \cdot C_o} = 2,26\text{kHz} \quad (5.37)$$

A função de transferência do compensador de tensão (H_v) está representada na equação (5.38).

$$H_v = \frac{R_{vf}}{R_{vi} \cdot (1+s \cdot R_{vf} \cdot C_{vf})} \quad (5.38)$$

As Fig. 5.25e Fig. 5.26 mostram as formas de onda dos módulos e das fases do conversor *boost*, do compensador de tensão e do conversor compensado. Para reduzir o erro estático, o ganho do compensador pode ser multiplicado por 10, sem prejuízo na atenuação do *ripple* da tensão retificada.

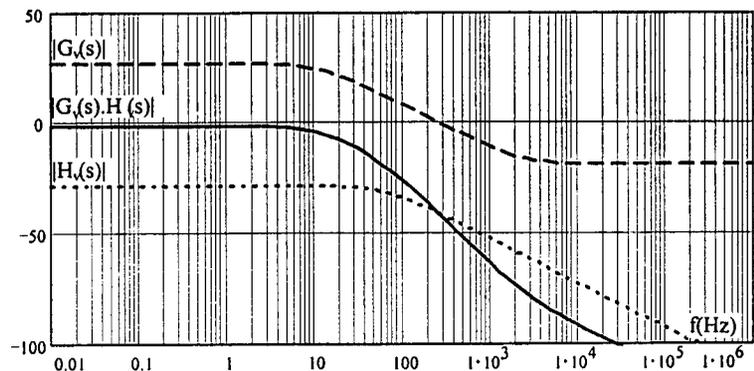


Fig. 5.25 - Gráficos dos módulos.

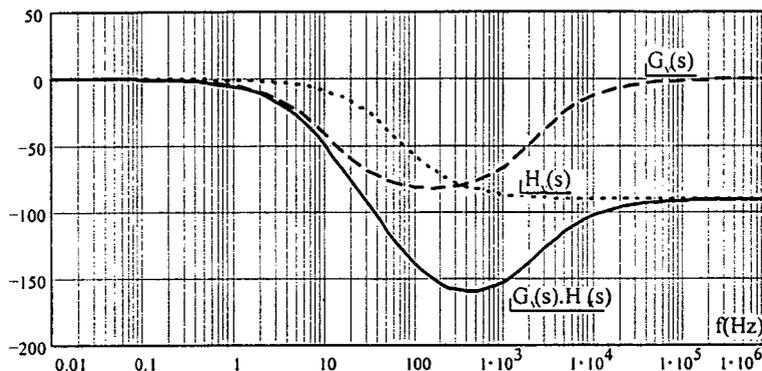


Fig. 5.26 - Gráficos das fases.

• Controle *feedforward*

A Fig. 5.27 mostra o filtro PB utilizado no controle *feedforward*. A tensão de saída (V_{ff}) é proporcional ao valor eficaz da tensão retificada (V_{ret}).

Conhecendo-se os valores das tensões V_{ret} e V_{ff} , as resistências do filtro, que formam um divisor resistivo, podem ser escolhidas.

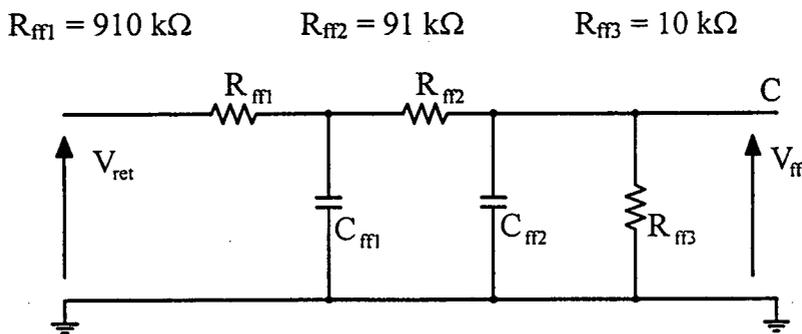


Fig. 5.27 - Controle *feedforward*.

Os pólos são coincidentes e colocados a 1/6 da frequência do *ripple* da tensão retificada, como mostra a expressão (5.39). As capacitâncias do filtro são obtidas pelas expressões (5.40) e (5.41).

$$f_{ff} = \frac{f_{ripple}}{6} = 60 \text{ Hz} \tag{5.39}$$

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{ff} \cdot R_{ff1}} = 30 \text{ nF} \tag{5.40}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{ff} \cdot R_{ff2}} = 280 \text{ nF} \tag{5.41}$$

- **Corrente de referência**

O bloco multiplicador/divisor do circuito integrado executa a operação mostrada na equação (5.42) entre as grandezas A, B e C e gera a tensão de referência para a malha de corrente (I_{ref}).

$$I_{ref} = \frac{A \cdot B}{C^2} \quad (5.42)$$

O valor desta referência de corrente é proporcional ao valor da corrente que circula através do indutor *boost* (I_i) e dos parâmetros do sensor de corrente (R_{sh} e G_{sh}), como mostra a expressão (5.43).

$$I_{ref} = G_{sh} \cdot R_{sh} \cdot I_i = 2,22 \quad (5.43)$$

Com os valores de A e C obtidos nas saídas do regulador de tensão e do *feedforward* e com o valor da referência de corrente I_{ref} , o valor da fonte de tensão (B) que determina a forma da corrente do indutor *boost* é calculado pela equação (5.42).

$$I_{ref} = 2,22$$

$$A = V_{ref} = 7,5V$$

$$C = V_{ff} = 4,5V$$

$$B = \frac{C^2 \cdot I_{ref}}{A} = 6V$$

5.4.3 Resultados de simulação

A Fig. 5.28 mostra a implementação do circuito integrado UC3854 para simulação no PSpice, através de blocos que executam operações matemáticas e de componentes discretos. A figura mostra apenas o circuito de um conversor *boost*.

O compensador de tensão recebe uma amostra da tensão de saída, compara com uma referência de tensão e gera o sinal de tensão "A". Um bloco multiplicador recebe os sinais "A" e de "B" e gera, na saída, o sinal "A.B". O controle *feedforward* recebe uma amostra da tensão retificada e gera o sinal de tensão "C", que passa por um bloco de potência e tem na saída o inverso do quadrado deste sinal "C²". Um novo bloco multiplicador é utilizado para conseguir o produto esperado "A.B.C²", que é o sinal para a referência de corrente

I_{ref} , definido pela equação 3.40. Os sinais de referência de corrente e da amostra da corrente do indutor *boost* passam pelo compensador de corrente o qual gera um sinal de controle (V_c) que, comparado com uma onda triangular (V_{tr}), resulta numa tensão de comando para o interruptor.

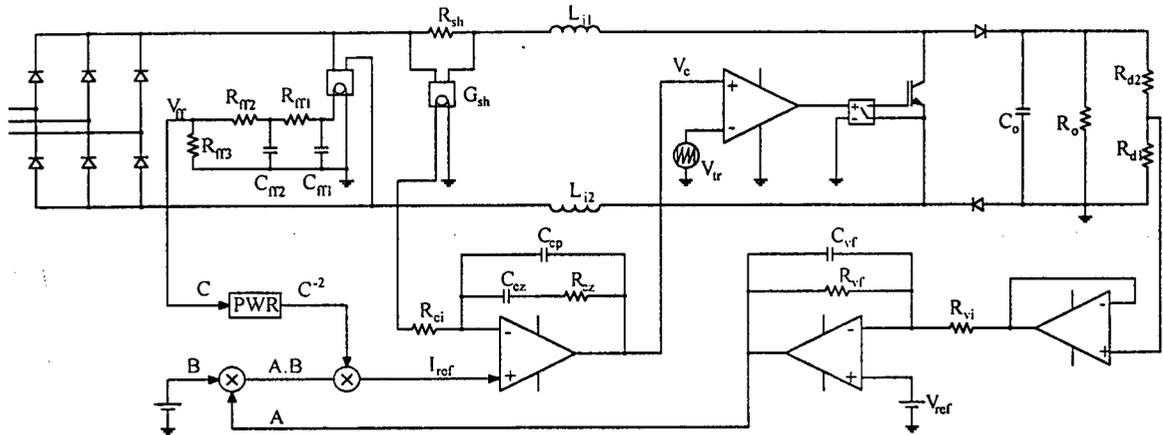


Fig. 5.28 - Implementação do UC3854 para simulação.

A Fig. 5.29 mostra o circuito de potência completo e o circuito de comando em blocos utilizado para simulação do conversor controlado por valores médios instantâneos.

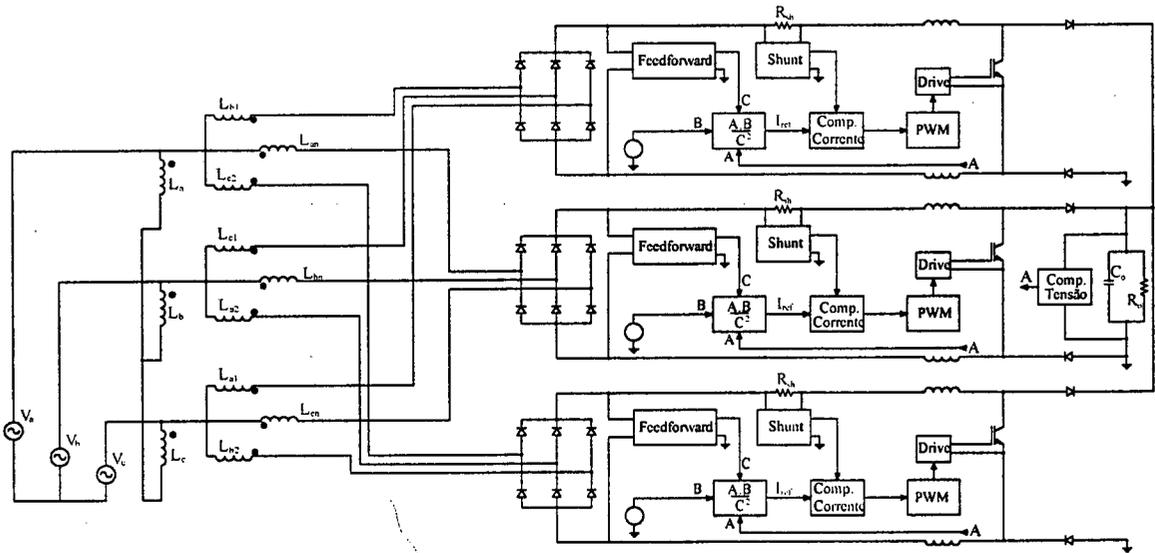


Fig. 5.29 - Controle por valores médios instantâneos.

Com a finalidade de verificar a operação do conversor no modo de controle por valores médios de corrente, alguns resultados de simulação são apresentados. Alguns testes de simulação também são realizados para verificar a operação do conversor quando ocorre

o desequilíbrio de corrente nas entradas dos conversores *boost*, ou quando os circuitos de comando não operam em sincronismo.

- Simulação para correntes iguais e frequências iguais

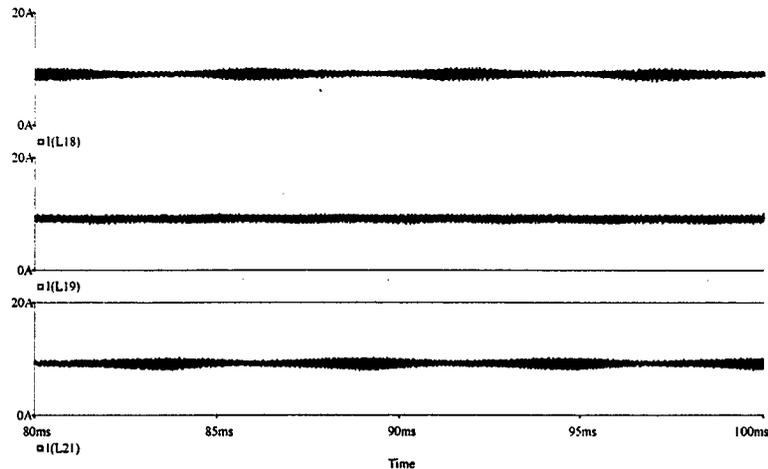


Fig. 5.30 - Correntes nos indutores *boost*.

Neste caso, as referências de corrente ($B = 6$) para os três conversores *boost* são as mesmas e as frequências dos três sinais dentes de serra também são iguais ($f_s = 50\text{kHz}$). A Fig. 5.30 mostra as formas de onda das correntes nos indutores e a Fig. 5.31 mostra as formas de onda das correntes nos secundários conectados às pontes retificadoras.

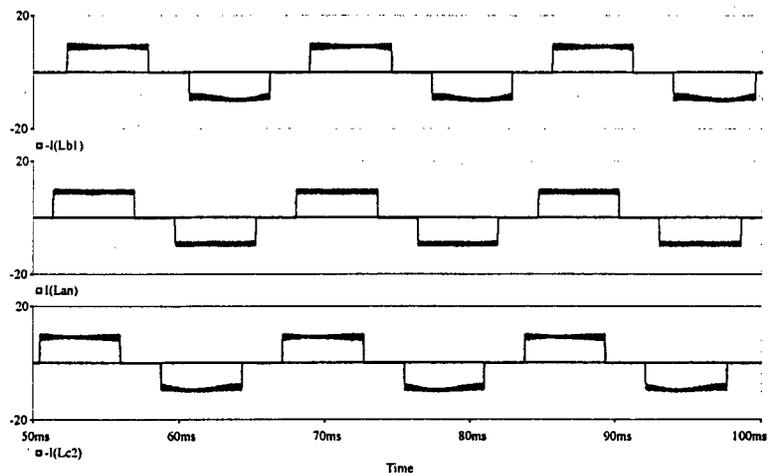


Fig. 5.31 - Correntes nos secundários.

A Fig. 5.32 mostra as formas de onda das tensões retificadas nas entradas dos conversores *boost* e a tensão na carga. As formas de onda da tensão e da corrente de entrada numa das fases estão mostradas na Fig. 5.33. O espectro harmônico desta corrente,

também mostrado na figura, apresenta os harmônicos de ordens $k.18 \pm 1$ (para $k = 1, 2, 3, \dots$) com amplitudes inferiores a 6% do componente fundamental. A THD calculada por simulação é de 9,3%.

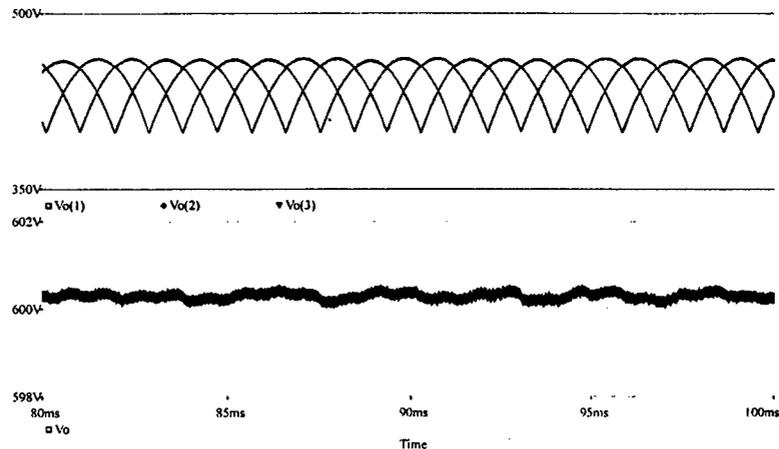


Fig. 5.32 - Tensões retificadas e tensão regulada de saída.

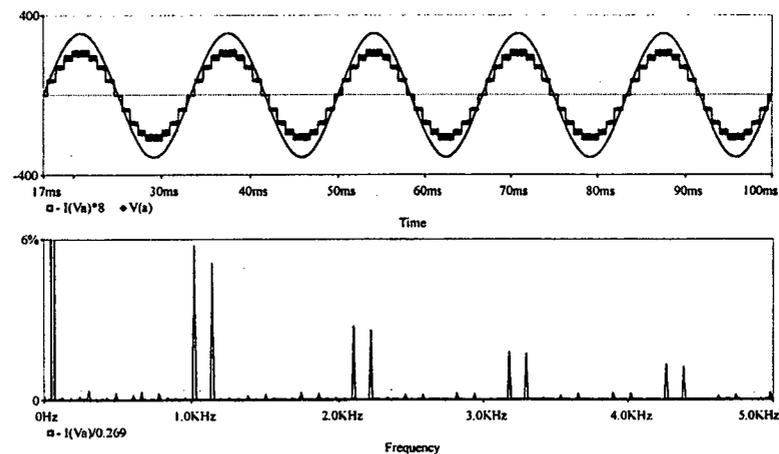


Fig. 5.33 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

- **Simulação para frequências iguais e correntes distintas**

As frequências das dentes de serra são mantidas iguais (50kHz) e as referências de corrente (B) para os três conversores são distintas. Neste caso, os valores escolhidos para as referências foram de 6, 7 e 8V, para os três conversores, respectivamente. Como resultado, espera-se que cada conversor *boost* siga a referência própria, como mostram as expressões (5.44) a (5.46) obtidas a partir da equação 3.40, conhecendo-se os valores de A, B e C.

$$B = 6 \quad I_{\text{ref}1} = \frac{A \cdot B}{C^2} = \frac{7,5 \cdot 6}{4,5^2} = 2,22 \quad (5.44)$$

$$B = 7 \quad I_{\text{ref}2} = \frac{A \cdot B}{C^2} = \frac{7,5 \cdot 7}{4,5^2} = 2,59 \quad (5.45)$$

$$B = 8 \quad I_{\text{ref}3} = \frac{A \cdot B}{C^2} = \frac{7,5 \cdot 8}{4,5^2} = 2,96 \quad (5.46)$$

Estes valores das referências, considerando o efeito dos sensores de corrente, mostra que os valores das correntes impostas nos indutores são distintas e assumem os valores obtidos pelas expressões (5.47) a (5.49).

$$I_1 = I_{\text{ref}1} \cdot \frac{1}{G_{\text{sh}} \cdot R_{\text{sh}}} = 8,89\text{A} \quad (5.47)$$

$$I_2 = I_{\text{ref}2} \cdot \frac{1}{G_{\text{sh}} \cdot R_{\text{sh}}} = 10,37\text{A} \quad (5.48)$$

$$I_3 = I_{\text{ref}3} \cdot \frac{1}{G_{\text{sh}} \cdot R_{\text{sh}}} = 11,85\text{A} \quad (5.49)$$

A Fig. 5.34 mostra as formas de onda das correntes nos indutores e a Fig. 5.35 mostra as formas de onda das correntes nos secundários conectados às pontes retificadoras. Observa-se que os valores médios obtidos por simulação são iguais aos valores obtidos pelas expressões (5.47) a (5.49).

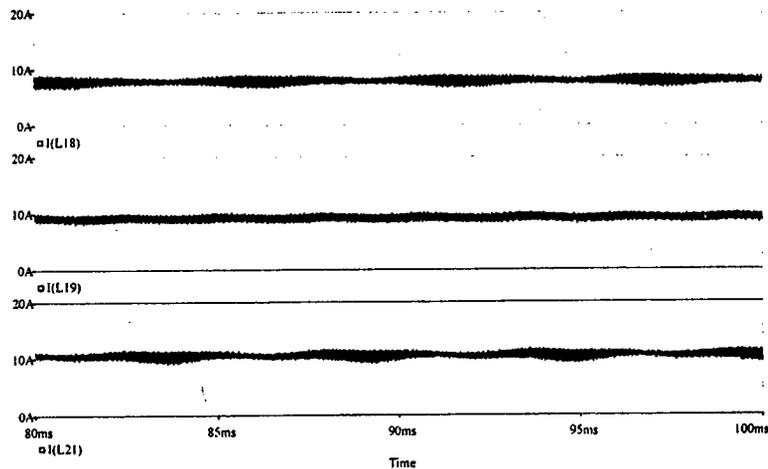


Fig. 5.34 - Correntes nos indutores *boost*.

A Fig. 5.36 mostra as formas de onda das tensões retificadas nas entradas dos conversores *boost* e a tensão na carga. A tensão na carga apresenta um pequeno *ripple* na

frequência de seis vezes a da rede e na frequência de comutação. Isso devido ao desequilíbrio provocado nas correntes.

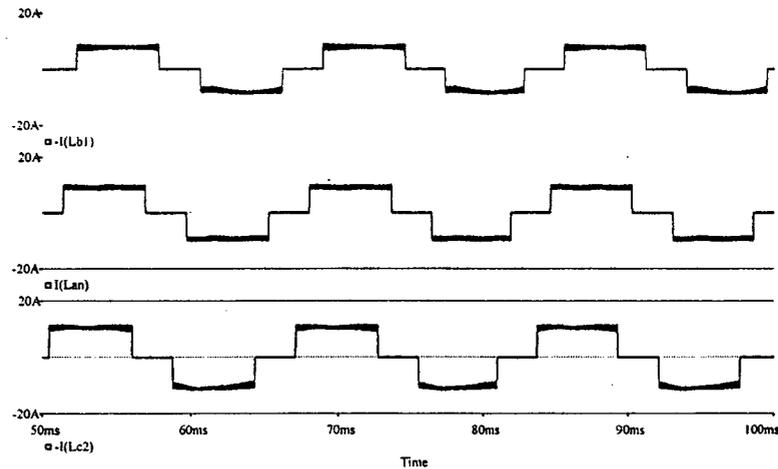


Fig. 5.35 - Correntes nos secundários.

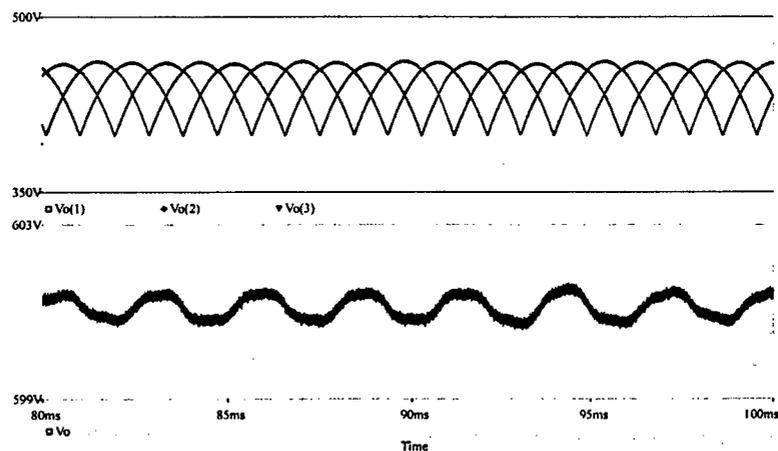


Fig. 5.36 - Tensões retificadas e tensão regulada de saída.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada numa das fases estão mostradas na Fig. 5.37. O espectro harmônico desta corrente, também mostrado na figura, apresenta os harmônicos de ordens $k.18 \pm 1$ de amplitudes inferiores a 6% do componente fundamental. Além destes, há também a presença de um pequeno conteúdo de baixa frequência, sobretudo o de 5ª ordem. A THD calculada por simulação é de 9,6%.

Este resultado mostra que quando o conversor opera com desequilíbrio das correntes, mesmo com forte desequilíbrio entre a menor e a maior corrente (de 3A neste teste), os harmônicos ímpares que aparecem são de pequenas amplitudes e pouco contribuem para o cálculo da THD.

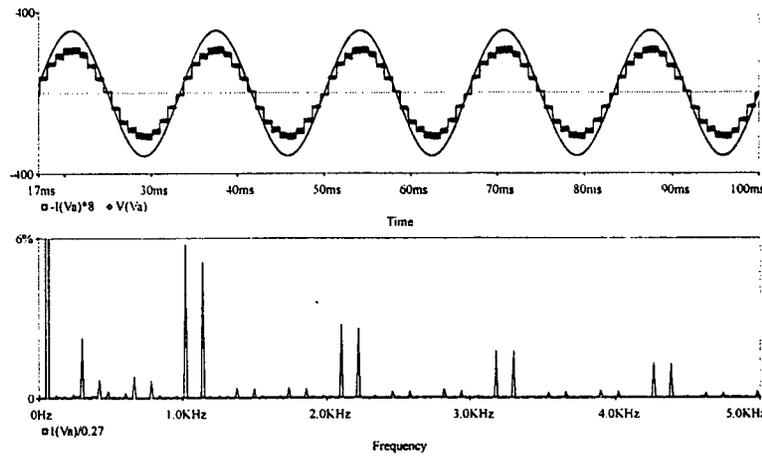


Fig. 5.37 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

• Simulação para correntes iguais e frequências distintas

Neste caso, as referências de corrente têm os mesmos valores, o que implica em correntes nos indutores dos três conversores com valores médios iguais. As frequências de comutação dos três conversores são ajustadas para valores distintos de $\pm 5\%$. Os períodos das dentes de serra são de $19\mu s$, $20\mu s$ e $21\mu s$, resultando nas frequências de comutação de $52,6kHz$, $50kHz$ e de $47,6kHz$.

A Fig. 5.38 mostra as formas de onda das correntes nos indutores *boost*. Observa-se que estas correntes são reguladas nos mesmos valores médios e o *ripple* de alta frequência de cada indutor é definido pela respectiva frequência de comutação.

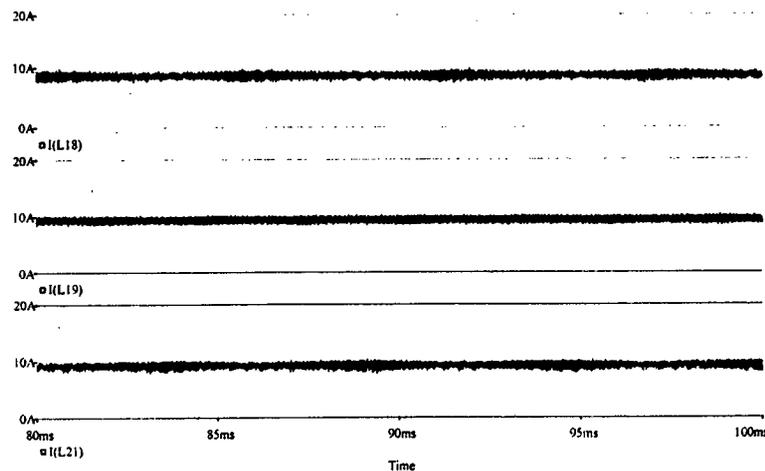


Fig. 5.38 - Correntes nos indutores *boost*.

A Fig. 5.39 mostra as formas de onda das correntes nos secundários conectados às pontes retificadoras.

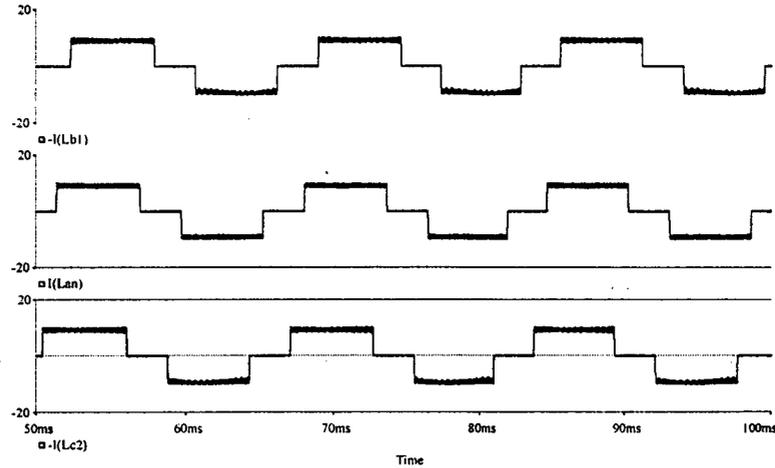


Fig. 5.39 - Correntes nos secundários.

A Fig. 5.40 mostra as formas de onda das tensões retificadas nas entradas dos conversores *boost* e a tensão na carga. As formas de onda da tensão e da corrente de entrada numa das fases estão mostradas na Fig. 5.41. O espectro harmônico desta corrente, também mostrado na figura, apresenta os harmônicos de ordens $k.18 \pm 1$ de amplitudes inferiores a 6% do componente fundamental. A THD calculada por simulação permanece em 9,3%.

As diferenças entre as frequências de comutação não interferem no espectro harmônico de baixa frequência da corrente de entrada.

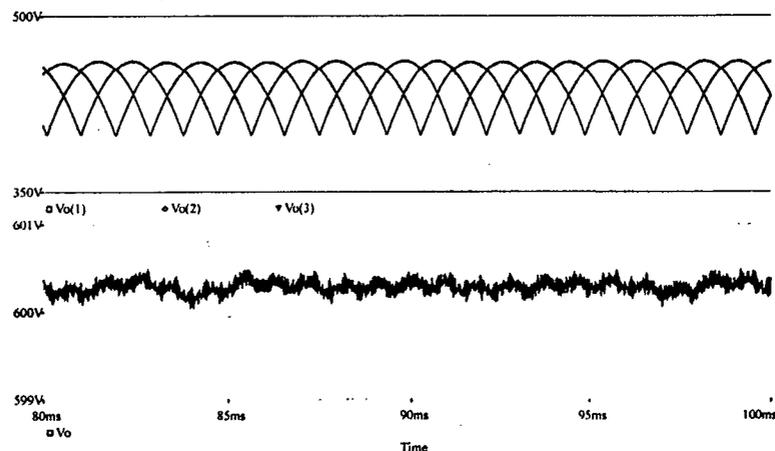


Fig. 5.40 - Tensões retificadas e tensão regulada de saída.

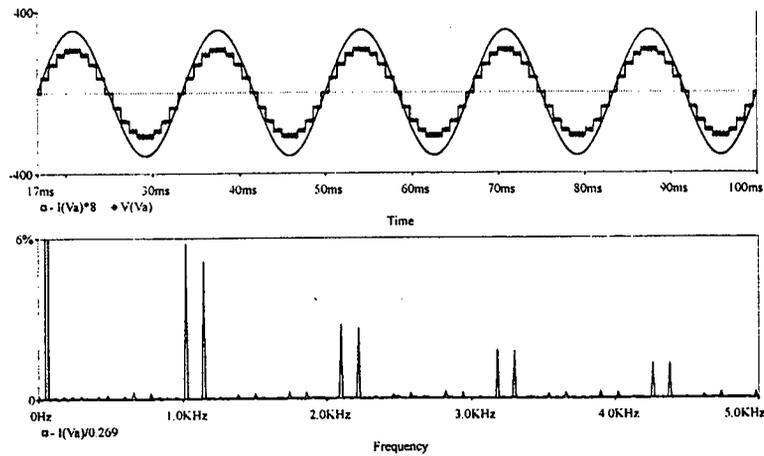


Fig. 5.41 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 5.42 mostra o espectro harmônico de alta frequência das correntes nos indutores. Observa-se que o *ripple* na frequência de comutação (e múltiplas) ocorre em três pontos distintos. Assim, na superposição dos efeitos, não há a soma dos componentes harmônicos dos três conversores. Este resultado deixa claro que os conversores não precisam de sincronismo e que até é conveniente um pequeno desequilíbrio nas frequências de comutação, o que leva a acreditar numa redução da interferência eletromagnética (EMI) provocada pelo conversor.

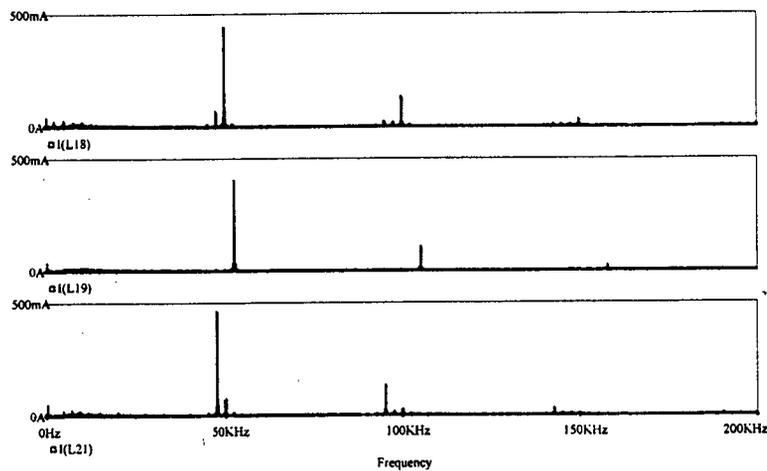


Fig. 5.42 - Espectro harmônico das correntes nos indutores.

5.5 CONTROLE DE CORRENTE SEM MULTIPLICADOR

5.5.1 Estratégia de comando

Uma estratégia de controle mais simples pode ser implementada eliminando-se o controle *feedforward* e o bloco multiplicador/divisor. O sinal de erro, gerado pelo regulador de tensão, é utilizado como referência de corrente para o regulador de corrente, conforme mostra a Fig. 5.43. Esta simplificação é possível porque a referência de corrente é constante, diferente do caso dos pré-reguladores em que a corrente tem que seguir uma referência senoidal de tensão. Além disso, apenas um regulador de tensão é necessário e não há necessidade de sincronismo entre os circuitos de comando dos três conversores, conforme análises anteriores.

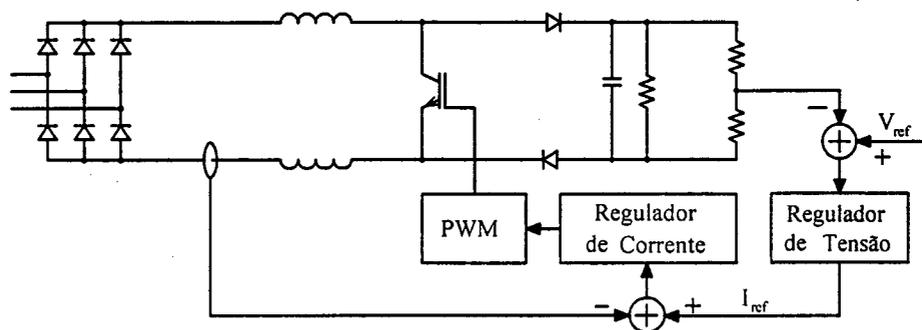


Fig. 5.43 - Estratégia de controle sem multiplicador.

5.5.2 Resultados de simulação

A Fig. 5.44 mostra o circuito completo utilizado para simulação do conversor com a estratégia de comando proposta. O mesmo sinal de erro do regulador de tensão alimenta as três referências de corrente. Como todo o circuito de comando está colocado na mesma referência da carga, são indispensáveis os isolamentos dos sensores de corrente e dos circuitos de comando de *gate*.

Alguns resultados de simulação são apresentados para verificar a operação do conversor no modo de controle sem multiplicador. Outros testes de simulação são

realizados para verificar o comportamento dinâmico do conversor quando ocorre variação da carga.

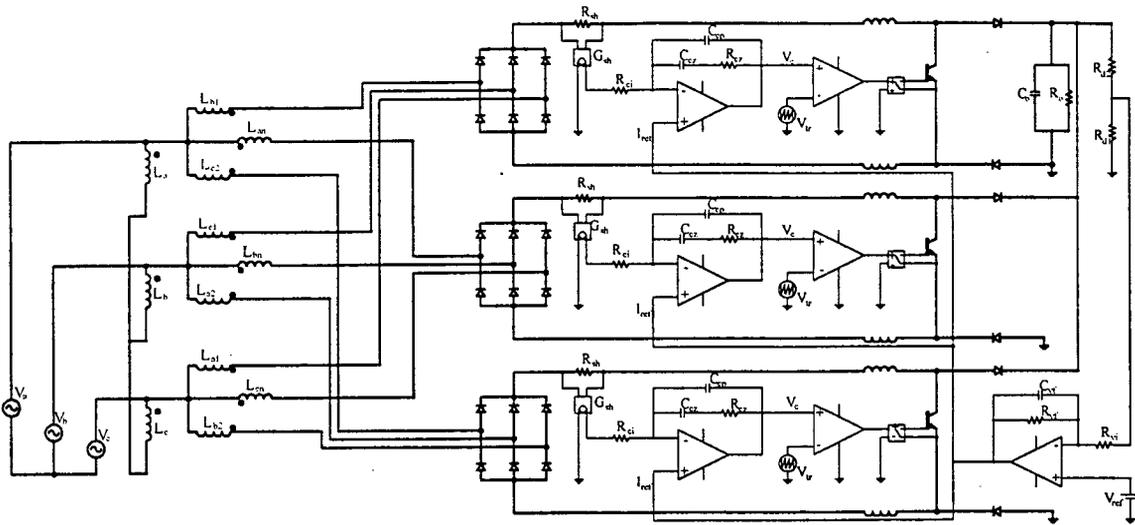


Fig. 5.44 - Circuito para simulação.

• Simulação com carga nominal

Estes resultados de simulação são idênticos àqueles obtidos através do controle convencional, por valores médios de corrente. Da Fig. 5.45 até a Fig. 5.48 são mostradas as principais formas de onda. As frequências de comutação e as referências de corrente foram mantidas iguais entre os conversores, já que variações para estes valores foram analisadas nas simulações anteriores.

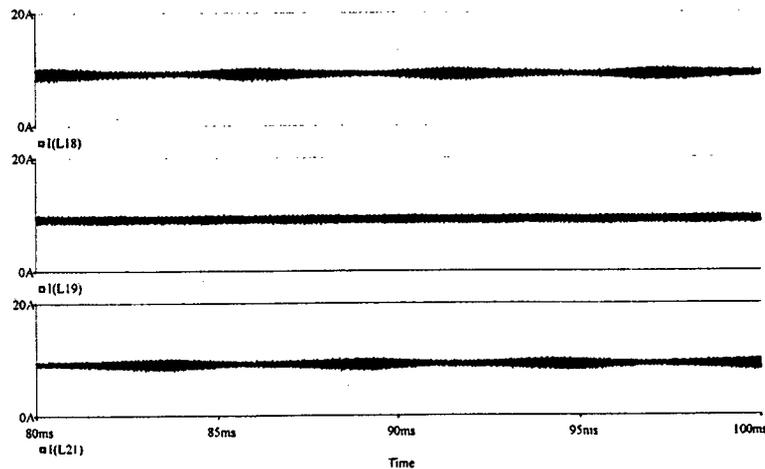


Fig. 5.45 - Correntes nos indutores boost.

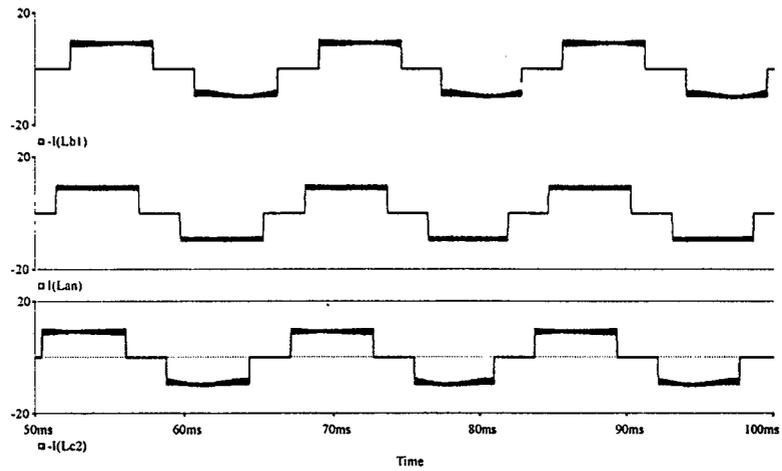


Fig. 5.46 - Correntes nos secundários.

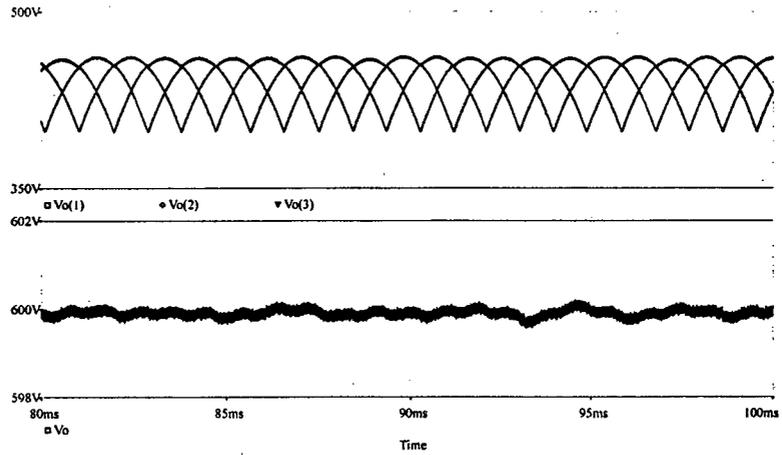


Fig. 5.47 - Tensões retificadas e tensão regulada de saída.

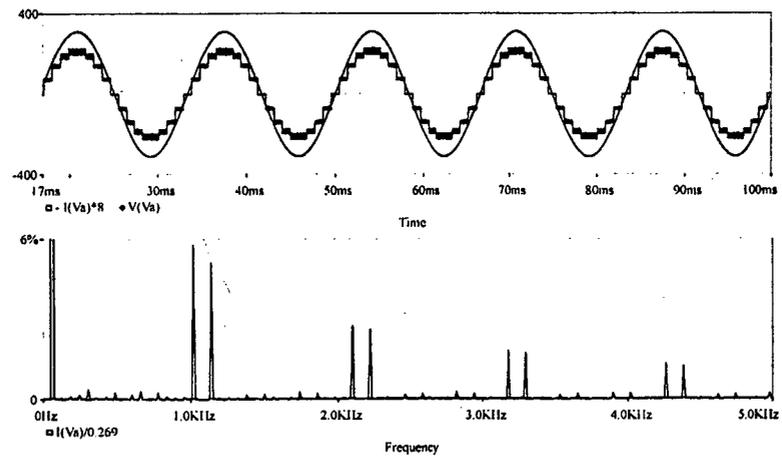


Fig. 5.48 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

- Simulação com degrau de carga entre 50% e 100%

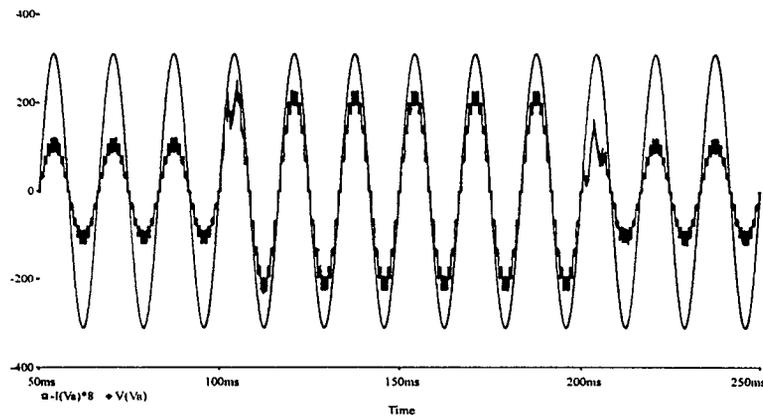


Fig. 5.49 - Tensão e corrente de entrada.

A Fig. 5.49 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de entrada, numa das fases, quando a carga é alterada de 50% para 100% da nominal e vice-versa. Detalhes das transições de carga são mostrados na Fig. 5.50 e na Fig. 5.51.

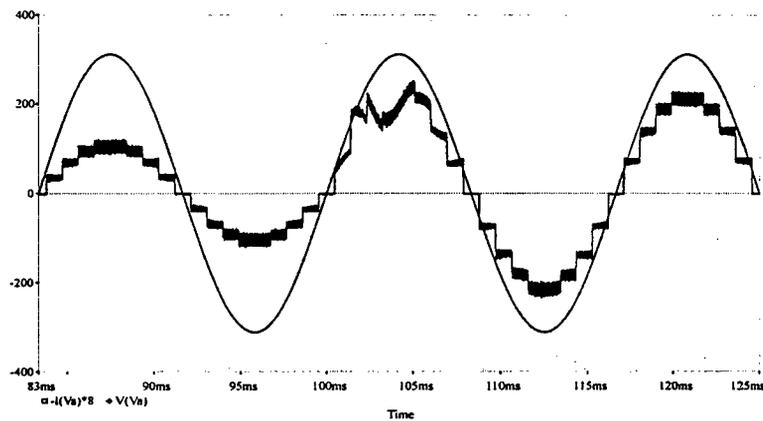


Fig. 5.50 - Detalhe do acréscimo de carga.

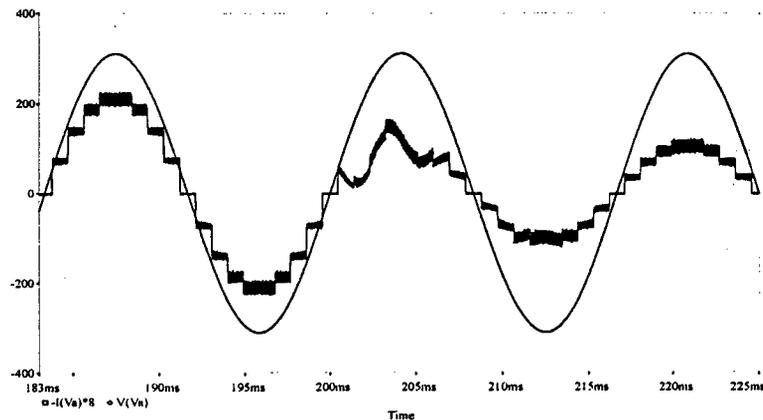


Fig. 5.51 - Detalhe da redução de carga.

A tensão de saída sofre pequenas variações durante a redução da carga, como mostra a Fig. 5.52. As formas de onda das correntes nos indutores estão mostradas na Fig. 5.53. Observa-se que as variações de carga afetam igualmente as três correntes que circulam através dos indutores.

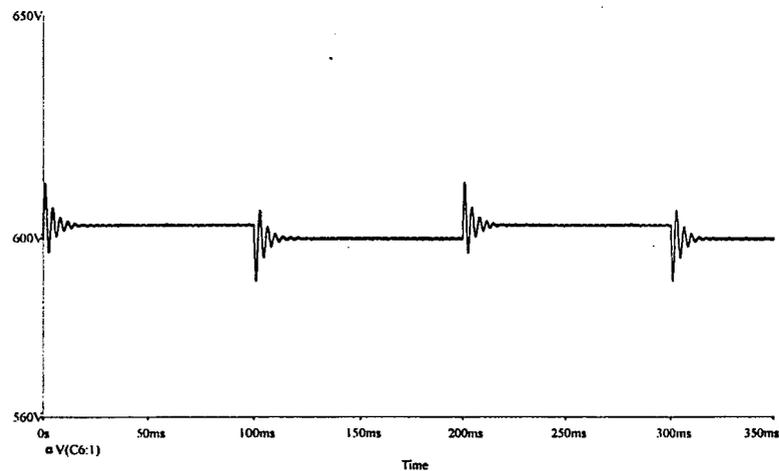


Fig. 5.52 - Tensão sobre a carga.

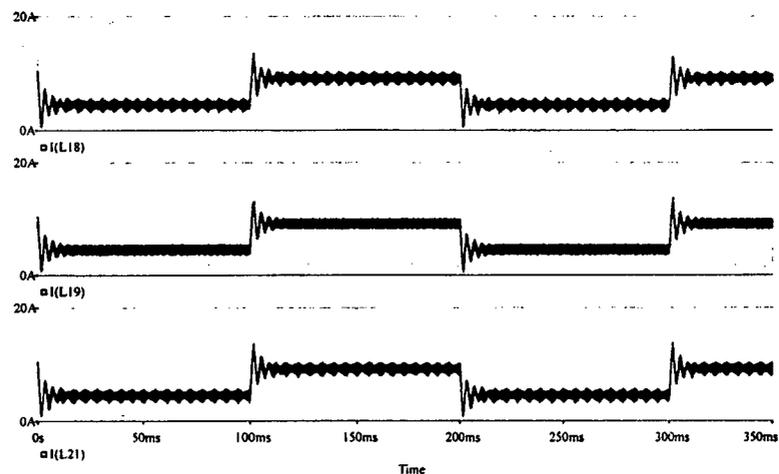


Fig. 5.53 - Correntes nos indutores.

5.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo mostrou-se a necessidade da imposição de corrente constante nas saídas dos retificadores. Só assim a técnica de eliminação de harmônicos, descrita nos capítulos anteriores, pode ser utilizada. Apesar da utilização dos indutores de interfase

(IPT) trazer bons resultados, o conversor torna-se bastante volumoso e não oferece tensão regulada na saída.

Com o objetivo de proporcionar tensão de saída regulada, paralelismo das saídas retificadas e impor as correntes nas saídas dos retificadores, o conversor *boost* foi escolhido como sendo capaz de satisfazer estas necessidades.

Diversos estudos através de simulação digital mostraram estratégias de comando que levaram à escolha de um circuito extremamente simples, do ponto de vista de controle e de implementação. A robustez do conversor é garantida, visto que não há necessidade de sincronismo entre as comutações dos conversores e nem a igualdade exata entre as referências de corrente impostas. Em outras palavras, pode-se dizer que trata-se de três conversores *boost* que operam independentemente com referências de corrente geradas por uma única malha de tensão.

A estratégia de controle escolhida dispensa a utilização do integrado 3854 que realiza operações de multiplicação e de divisão, e utiliza um modulador PWM convencional, como por exemplo o tradicional PWM-3524.

O critério para a escolha da melhor topologia, descartando a operação em malha aberta (sem controle das correntes dos indutores), fica então estabelecido para valorizar a simplicidade do circuito de comando e não pelas pequenas diferenças observadas no formato das correntes da rede.

CAPÍTULO 6

IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO NÃO ISOLADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

O protótipo de 12kW do autotransformador com conexão Y diferencial de 18 pulsos que foi construído e testado no laboratório, descrito no Capítulo 4, operou com 3 cargas indutivas (RL) idênticas conectadas nas saídas dos retificadores. Este capítulo apresenta a implementação de três conversores *boost* de 4kW cada um, com as saídas alimentando carga única e as entradas conectadas às três saídas dos retificadores.

Os conversores *boost* regulam a tensão sobre a carga através de um compensador único de tensão e cada um regula a corrente que circula através do respectivo indutor *boost*, através do compensador de corrente.

As referências de corrente são iguais, obtidas através do sinal de saída do compensador de tensão e as frequências de comutação não precisam ser iguais (em sincronismo), mas são de valores próximos entre si.

A Fig. 6.1 mostra a topologia básica do circuito implementado.

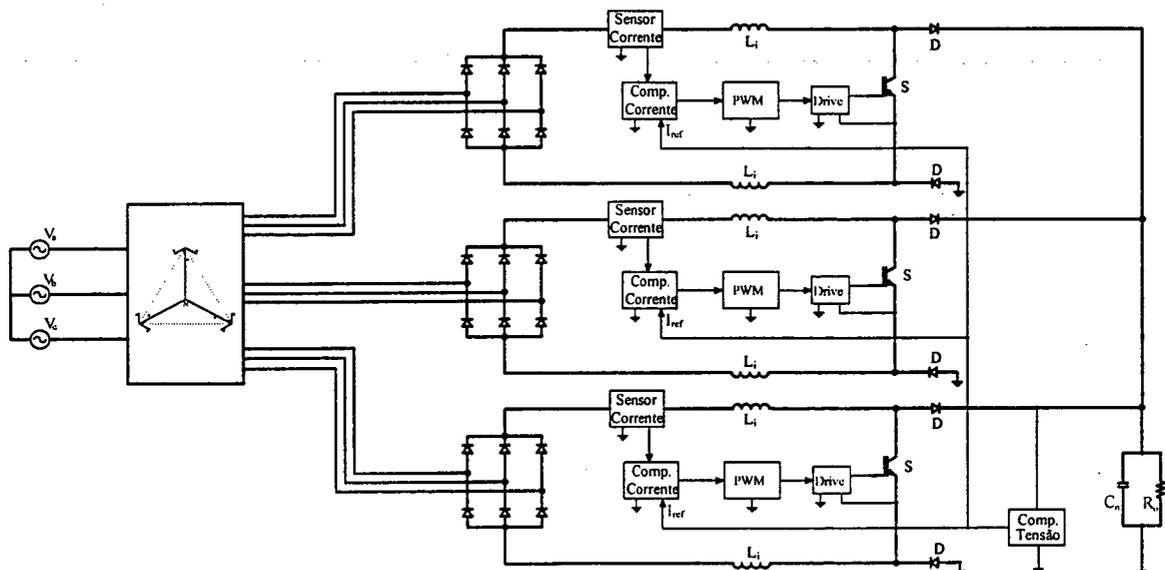


Fig. 6.1 - Topologia básica do conversor implementado.

6.2 ESCOLHA DOS COMPONENTES

O projeto e a implementação do autotransformador (estágio CA-CC), apresentado no Capítulo 4, definiu o estágio de entrada de baixa frequência que caracteriza a operação em 18 pulsos. Neste capítulo, serão escolhidos os componentes dos conversores *boost* que compõem o segundo estágio, que é o estágio de alta frequência responsável pela regulação das correntes de entrada e da tensão de saída deste estágio (estágio CC-CC).

6.2.1 Componentes do circuito de potência

Os componentes do circuito de potência dos conversores *boost* serão selecionados em função dos parâmetros da rede de alimentação, da potência da carga e dos componentes e equipamentos disponíveis no laboratório. É imprescindível que os parâmetros do segundo estágio sejam coerentes com aqueles escolhidos no primeiro estágio. Assim, tem-se os seguintes valores.

Potência total da carga:	12kW
Rede de alimentação:	220/380V

Contando que os três conversores *boost* são idênticos, o dimensionamento de cada um deles é feito com base nas seguintes especificações:

$P_o = 4\text{kW}$	potência média de saída
$V_o = 600\text{V}$	tensão de saída regulada
$V_i = 450\text{V}$	valor médio da tensão retificada de entrada
$f_s = 50\text{kHz}$	frequência de comutação
$\Delta V_o = 1\% \text{ de } V_o$	oscilação da tensão de saída
$f_{\text{ripple}} = 360\text{Hz}$	frequência de oscilação da tensão retificada
$\Delta I_i = 12,5\% \text{ de } I_i$	oscilação da corrente de entrada
$\eta = 95\%$	rendimento total suposto

- **Indutor *boost***

Cada conversor *boost* possui dois indutores conectados em série, um no ramo superior e o outro no ramo inferior da entrada. Conforme apresentado no Capítulo 5, a divisão em dois elementos e a localização correta destes indutores, são indispensáveis para que as saídas dos três conversores *boost* sejam conectadas em paralelo.

Os valores médio (I_i), máximo ($I_{i\max}$) e a oscilação (ΔI_i) da corrente de entrada, são obtidos pelas expressões (6.1) a (6.3).

$$I_i = \frac{P_o}{\eta \cdot V_i} = 9,36A \quad (6.1)$$

$$\Delta I_i = 0,125 \cdot I_i = 1,17A \quad (6.2)$$

$$I_{i\max} = I_i + \frac{\Delta I_i}{2} = 9,95A \quad (6.3)$$

A razão cíclica é calculada pela expressão (6.4).

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} = 0,25 \quad (6.4)$$

A indutância de cada indutor *boost* (L_i) é a metade da indutância total de cada conversor *boost*, devido a conexão série entre eles. A expressão (6.5) mostra o cálculo de cada indutância.

$$L_i = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_i \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_i} = 1mH \quad (6.5)$$

Para o cálculo do núcleo magnético, os seguintes parâmetros são utilizados:

$B_{\max} = 0,30T$	máxima Indução magnética
$J_{\max} = 350A/cm^2$	máxima densidade de corrente
$K_w = 0,7$	fator de ocupação da janela do núcleo
$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$	permeabilidade magnética do ar

As dimensões do núcleo podem ser obtidas pela expressão (6.6).

$$A_e A_w = \frac{L_i \cdot I_{\max}^2}{K_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} \cdot 10^4 = 13,46cm^4 \quad (6.6)$$

Através do valor de $A_e A_w$ calculado, escolhe-se o núcleo EE-65/26 que tem as seguintes especificações:

$$A_e A_w = 19,69cm^4$$

$$A_e = 5,32cm^2$$

O número de espiras do enrolamento é calculado pela expressão (6.7).

$$N = \frac{L_i \cdot I_i}{B_{\max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = 59 \text{ espiras} \quad (6.7)$$

O entreferro é calculado pela expressão (6.8).

$$I_g = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_i} = 0,233 \text{ cm} \quad (6.8)$$

A área da seção do condutor é calculada pela expressão (6.9).

$$S_{\text{cond}} = \frac{I_i}{J_{\text{max}}} = 0,027 \text{ cm}^2 \quad (6.9)$$

O diâmetro máximo do condutor para esta frequência de comutação é calculado, considerando-se o fator de penetração da corrente. Assim, tem-se na expressão (6.10) o diâmetro máximo de um fio.

$$D_{\text{fio}} = 2 \cdot \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,067 \text{ cm} \quad (6.10)$$

O condutor escolhido para atender o limite de diâmetro é:

$$\phi_{\text{fio}} = 22 \text{ AWG}$$

$$S_{22} = 0,003255 \text{ cm}^2$$

Assim, o número de fios (22AWG) colocados em paralelo e torcidos, para formar o condutor, é calculado pela expressão (6.11).

$$N_{\text{fios}} = \frac{S_{\text{cond}}}{S_{22}} = 9 \text{ fios} \quad (6.11)$$

• Capacitor de saída

Considerando-se as especificações de tensão de saída de cada conversor *boost*, a capacitância de saída pode ser calculada pela expressão (6.12).

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi \cdot f_{\text{osc}} \cdot V_o \cdot \Delta V_o} = 490 \mu\text{F} \quad (6.12)$$

Resultado: 2 capacitores eletrolíticos de 1.000 μ F / 350V conectados em série.

• Interruptor

O valor médio da corrente que circula através do interruptor (I_{smd}) é facilmente obtido pela expressão (6.13), visto que a corrente do indutor *boost* é mantida constante.

$$I_{\text{smd}} = D \cdot I_i = 2,34 \text{ A} \quad (6.13)$$

A tensão teórica aplicada sobre o interruptor é igual a tensão de saída.

O interruptor escolhido e os principais parâmetros são:

$$\begin{array}{ll} \text{IGBT} = \text{IRG4PC30W} & I_C = 12 \text{ A} \\ V_{\text{CE}} = 600 \text{ V} & V_{\text{Ccon}} = 2,7 \text{ V} \end{array}$$

$$R_{Sjc} = 1,2^{\circ}\text{C/W}$$

$$R_{Scd} = 0,24^{\circ}\text{C/W}$$

• Diodo *boost*

Dois diodos são conectados na saída de cada conversor *boost*, um no ramo superior e outro no ramo inferior. Isto é feito para garantir a conexão paralela das saídas dos três conversores *boost*. Os dois diodos estão submetidos aos mesmos esforços de tensão e de corrente.

O valor médio da corrente que circula através destes diodos é obtido pela expressão (6.14).

$$I_{Dmd} = (1-D) \cdot I_i = 7,02\text{A} \quad (6.14)$$

A tensão teórica aplicada sobre os diodos é igual à tensão de saída.

O diodo escolhido e os principais parâmetros, são:

$$\text{DIODO} = \text{HFA08TB60} \quad I_F = 8\text{A}$$

$$V_R = 600\text{V} \quad V_F = 1,4\text{V}$$

$$R_{Djc} = 3,5^{\circ}\text{C/W} \quad R_{Dcd} = 0,5^{\circ}\text{C/W}$$

• Dissipador

O IGBT e os dois diodos podem ser montados sobre o mesmo dissipador, desde que haja isolamento entre os componentes e o dissipador.

As temperaturas das junções e do ambiente escolhidas para o projeto são:

$$T_j = 100^{\circ}\text{C}$$

$$T_a = 40^{\circ}\text{C}$$

As perdas em condução do IGBT (P_{Scond}) e de um dos diodos (P_{Dcond}) são calculadas pelas expressões (6.15) e (6.16).

$$P_{Scond} = V_{CEon} \cdot I_{Smd} = 6,32\text{W} \quad (6.15)$$

$$P_{Dcond} = V_F \cdot I_{Dmd} = 9,83\text{W} \quad (6.16)$$

As temperaturas do dissipador calculadas para o IGBT e para um diodo são obtidas pelas expressões (6.17) e (6.18).

$$T_{Sdiss} = T_j - (R_{Sjc} + R_{Scd}) \cdot P_{Scond} = 90^{\circ}\text{C} \quad (6.17)$$

$$T_{Ddiss} = T_j - (R_{Djc} + R_{Dcd}) \cdot P_{Dcond} = 60^{\circ}\text{C} \quad (6.18)$$

O dissipador é dimensionado para a menor elevação de temperatura. Assim, a máxima resistência térmica entre o dissipador e o ambiente é obtida pela expressão (6.19).

$$R_{da} = \frac{T_{diss} - T_a}{P_{Scond} + 2 \cdot P_{Dcond}} = 0,77^\circ C/W \quad (6.19)$$

• Snubber

Durante a entrada em condução do IGBT, ocorre um pico de corrente de pequena duração, porém de elevada amplitude. Este pico ocorre devido à corrente de recuperação do diodo *boost*, durante o bloqueio do mesmo. A amplitude e a duração desta corrente reversa de recuperação do diodo dependem das características construtivas do diodo e dos parâmetros da malha em que o diodo está conectado. Quanto mais “rápido” for o diodo e quanto mais indutiva for a malha que ele se encontra, menor é o pico da corrente de recuperação.

Os diodos escolhidos pertencem a uma família de componentes ultra rápidos que possuem baixas correntes de recuperação. Mesmo assim, um circuito *snubber*, já conhecido na literatura técnica [53], é utilizado com o objetivo de reduzir esta corrente de recuperação, que aparece sobre o IGBT, e reduzir (quase eliminar) as perdas durante a entrada em condução do IGBT.

A Fig. 6.2 mostra a topologia básica do *snubber* utilizado. Os parâmetros do *snubber* foram ajustados por simulação para se conseguir boa comutação e reduzida corrente de pico sobre o IGBT, com base nas informações da referência apresentada. Os parâmetros utilizados são descritos a seguir:

$L_s = 2\mu H$ núcleo E-30/7

$C_s = 47nF$ polipropileno

$D_{s1}, D_{s2} = HFA08TB60$

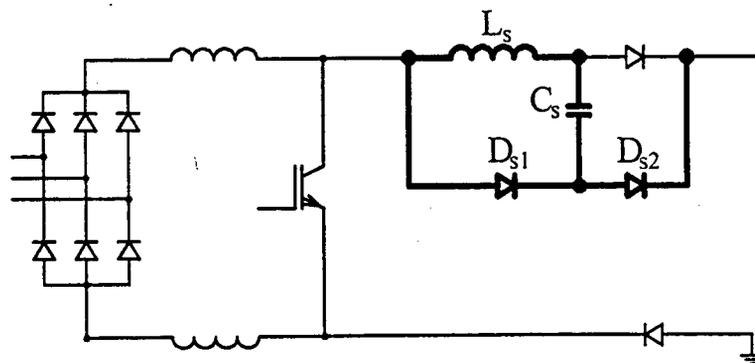


Fig. 6.2 - Circuito *snubber* utilizado.

6.2.2 Componentes do circuito de comando

Para a realização da estratégia de controle proposta no Capítulo 5, alguns componentes discretos e integrados utilizados são especificados neste capítulo.

- **Medição de corrente**

A corrente de entrada do conversor *boost* é medida através de um sensor de corrente de *efeito hall* do tipo LA-25PN, capaz de operar com boa resposta nesta frequência de comutação. Este sensor possui diversas relações de transformação e permite medir correntes contínuas ou pulsadas até 25A, com isolamento galvânico entre a corrente medida e o circuito de comando. O fabricante recomenda que seja colocado um resistor de valor compreendido entre 90Ω e 160Ω, na saída do sinal de corrente para transformar este sinal de corrente em tensão.

Nesta aplicação utiliza-se a derivação de 12A do sensor, ou seja, a relação de transformação é de 2:1.000. Assim, para a corrente média nominal medida ($I_i = 9,4A$), a corrente na saída do sensor é calculada pela expressão (6.20).

$$I_{Hall} = I_i \cdot \frac{2}{1.000} = 18,8mA \quad (6.20)$$

Utilizando-se um resistor de precisão (R_M), entre a saída M do sensor e a referência (massa) do circuito de comando, a tensão medida sobre este resistor, proporcional à corrente de entrada, é calculada pela expressão (6.21).

$$V_{Hall} = I_{Hall} \cdot R_M = 2,61V \quad (6.21)$$

$$R_M = 139\Omega$$

O sensor de *efeito hall* utilizado produz o mesmo efeito de um resistor *shunt* de valor obtido pela expressão (6.22), conectado em série com o indutor *boost*.

$$I_i = V_{Hall} \cdot R_{sh} = 0,28\Omega \quad (6.22)$$

A Fig. 6.3 mostra a conexão do sensor de *efeito hall* utilizado.

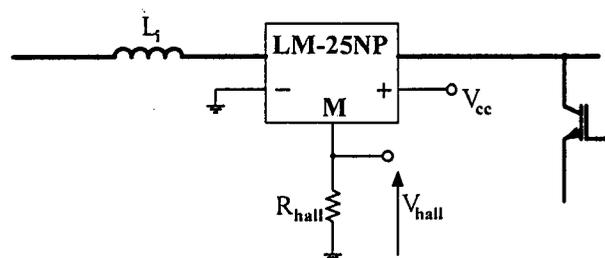


Fig. 6.3 - Sensor de corrente.

• Compensador de corrente e modulador (LM3524)

O projeto do compensador de corrente é o mesmo daquele apresentado no Capítulo 5, porém, algumas modificações dos parâmetros foram realizadas em função dos componentes utilizados na implementação e de ajustes realizados por simulação. A função do modulador é comparar o sinal gerado pelo compensador de corrente com um sinal de tensão dente de serra, de frequência constante. O resultado desta comparação passa por um estágio de isolamento e de amplificação (*drive*) para o comando do *gate* do IGBT.

O tradicional circuito integrado LM3524 permite realizar a modulação desejada e possui internamente um amplificador operacional com os terminais acessíveis, disponível para a implementação do compensador de corrente. A frequência de comutação é ajustada pela escolha adequada de um par RC externo. Os sinais de saída do LM3524 alimentam o *drive*.

A Fig. 6.4 mostra o esquema básico do regulador de corrente e do modulador (PWM) implementados a partir do circuito integrado LM3524. Os principais parâmetros para o projeto são:

$$f_c = \frac{f_s}{3} = 16,6\text{kHz} \quad \text{frequência de cruzamento em 0dB}$$

$$f_p = \frac{f_s}{2} = 25\text{kHz} \quad \text{frequência do polo do compensador}$$

$$f_z = \frac{f_s}{10} = 5\text{kHz} \quad \text{frequência do zero do compensador}$$

$$I_{ref} = 2,6\text{V} \quad \text{referência de corrente (saída do comp. de tensão)}$$

$$V_s = 5\text{V} \quad \text{tensão de pico da dente de serra}$$

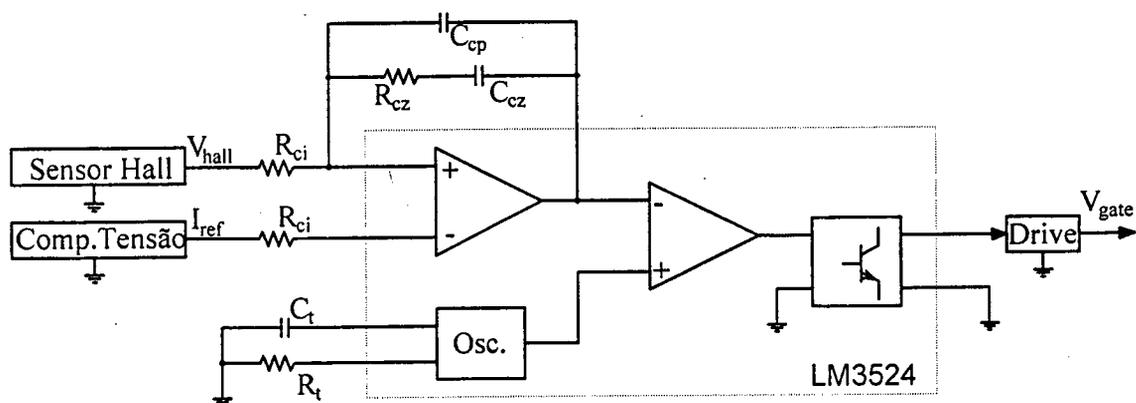


Fig. 6.4 - Compensador de corrente e modulador.

Como resultado, os parâmetros externos ao compensador de corrente são:

$$C_{cp} = 120\text{pF} \quad R_{cz} = 62\text{k}\Omega$$

$$C_{cz} = 470\text{pF} \quad R_{ci} = 10\text{k}\Omega$$

A frequência de comutação é ajustada pelos parâmetros:

$$C_t = 10\text{nF} \quad R_t = 2,2\text{k}\Omega$$

• Compensador de tensão

Para eliminar o pequeno erro estático, observado por simulação no capítulo anterior, o filtro PB projetado é substituído por um compensador PI com filtro, de topologia idêntica ao regulador de corrente.

A Fig. 6.5 mostra o esquema básico do regulador de tensão implementado.

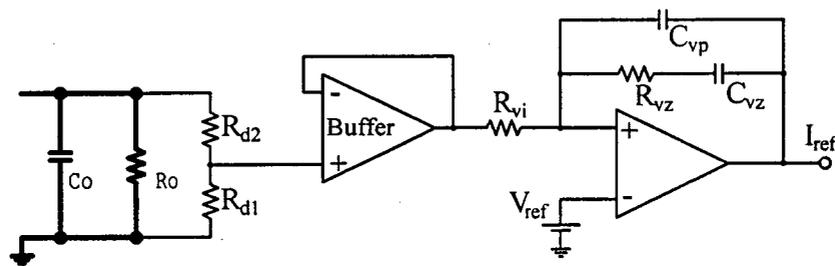


Fig. 6.5 - Compensador de tensão.

A função de transferência do conversor *boost*, desprezando-se a RSE do capacitor, é dada pela equação (6.23).

$$G_v = R_o \cdot (1-D) \cdot \frac{1}{1+s \cdot R_o \cdot C_o} \quad (6.23)$$

A frequência do polo do conversor é calculada pela expressão (6.24).

$$f_{vp} = \frac{1}{2\pi \cdot R_o \cdot C_o} = 10,6\text{Hz} \quad (6.24)$$

Os principais parâmetros para o projeto são:

$$f_c = \frac{f_s}{100} = 500\text{Hz} \quad \text{frequência de cruzamento em 0dB}$$

$$f_p = \frac{f_s}{10} = 5\text{kHz} \quad \text{frequência do polo do compensador}$$

$$f_z = f_{vp} = 10,6\text{Hz} \quad \text{frequência do zero do compensador (polo do conversor)}$$

$$V_{ref} = 2,6\text{V} \quad \text{tensão de referência}$$

$I_{ref} = 2,6V$ sinal de erro do compensador de tensão usado como referência para os compensadores de corrente.

Com estes valores, os parâmetros externos do compensador são os seguintes:

$$\begin{aligned} C_{vp} &= 120pF & R_{vi} &= 47k\Omega \\ C_{cz} &= 33pF & R_{vp} &= 100k\Omega \end{aligned}$$

O divisor resistivo que fornece uma amostra da tensão de saída de mesmo valor que a tensão de referência é composto pelas seguintes resistências:

$$R_{d1} = 1k\Omega \quad R_{d2} = 230k\Omega$$

• Comando de *gate* do IGBT - *drive*

Devido a presença do segundo diodo *boost*, conectado no ramo inferior entre o emissor e a carga, o comando de *gate* do IGBT (*drive*) deve ser isolado.

Para se obter o isolamento do circuito de comando e aplicar tensão negativa no *gate* durante o bloqueio do IGBT, um circuito de comando com isolamento ótico [54] é implementado. A Fig. 6.6 mostra a topologia básica do circuito de comando de *gate* utilizado.

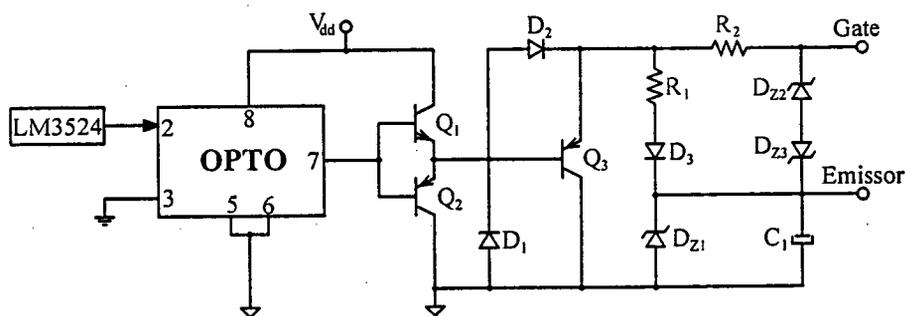


Fig. 6.6 - Circuito de comando de *gate*.

Os parâmetros do circuito de comando de *gate* são apresentados a seguir:

- $Q_1 = 2N2222 - NPN$
- $Q_2, Q_3 = 2N3907 - PNP$
- $D_1, D_2 \text{ e } D_3 = 1N4148$
- $D_{Z1} = 4,7V$ Diodo zener
- $D_{Z2}, D_{Z3} = 15V$ Diodo zener
- $R_1 = 1k\Omega, \quad R_2 = 27\Omega$
- Isolador ótico = HP2211

A Fig. 6.8 e a Fig. 6.9 mostram detalhes das comutações dos interruptores para operação com carga nominal.

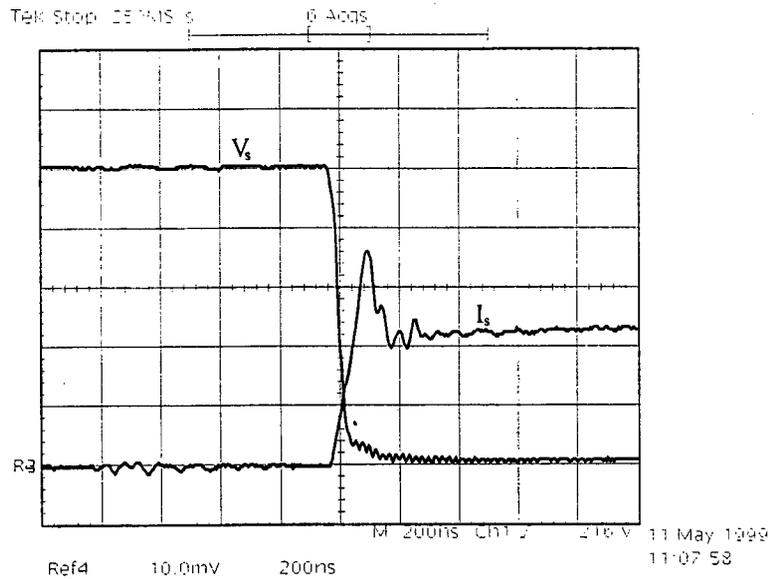


Fig. 6.8 - Detalhe da entrada em condução do IGBT.
Escala: 200ns/div, 100V/div e 5A/div.

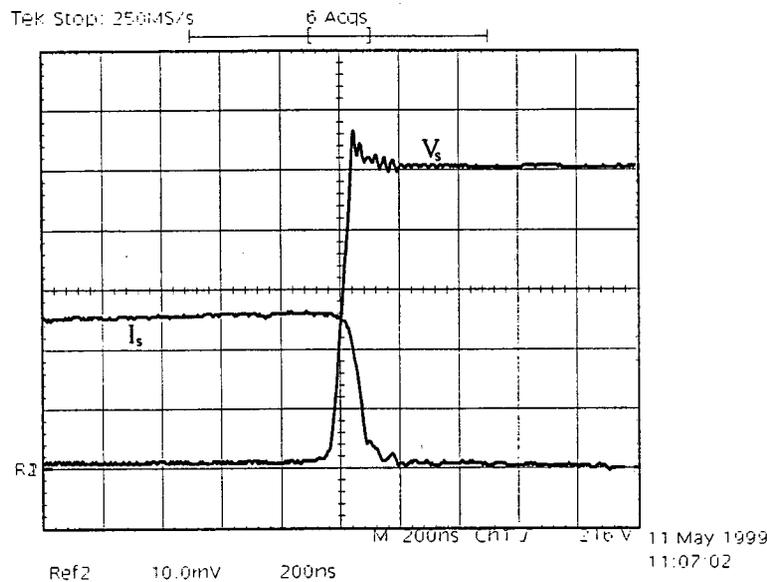


Fig. 6.9 - Detalhe do bloqueio do IGBT.
Escala: 200ns/div, 100V/div e 5A/div.

A Fig. 6.10 mostra as formas de onda das correntes que circulam através dos indutores dos três conversores *boost*. Observa-se que os valores eficazes, medidos através do osciloscópio (escala: 5A/10mV), são praticamente iguais (11,6A, 11,4A e 11,6A). Este equilíbrio se dá pelo fato da referência de corrente ser única. O detalhe da corrente de um dos indutores é mostrado na Fig. 6.11.

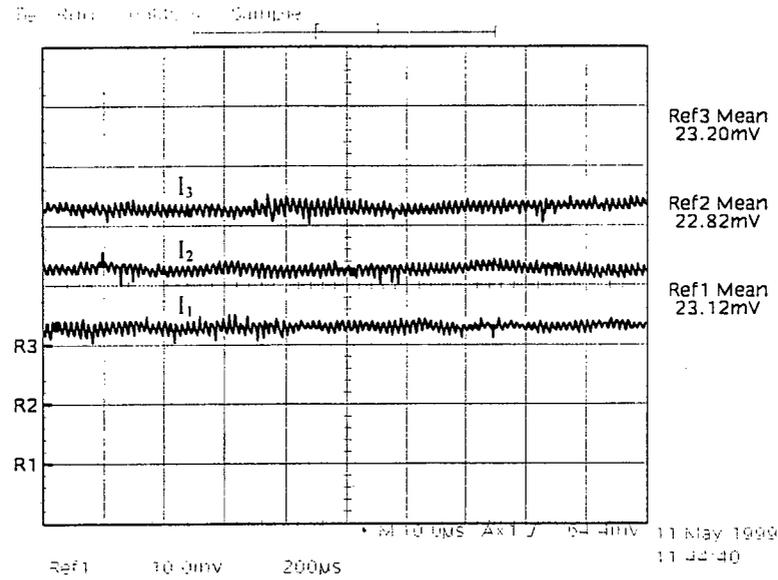


Fig. 6.10 - Correntes nos indutores *boosts*.
Escalas: 200µs/div e 5A/div.

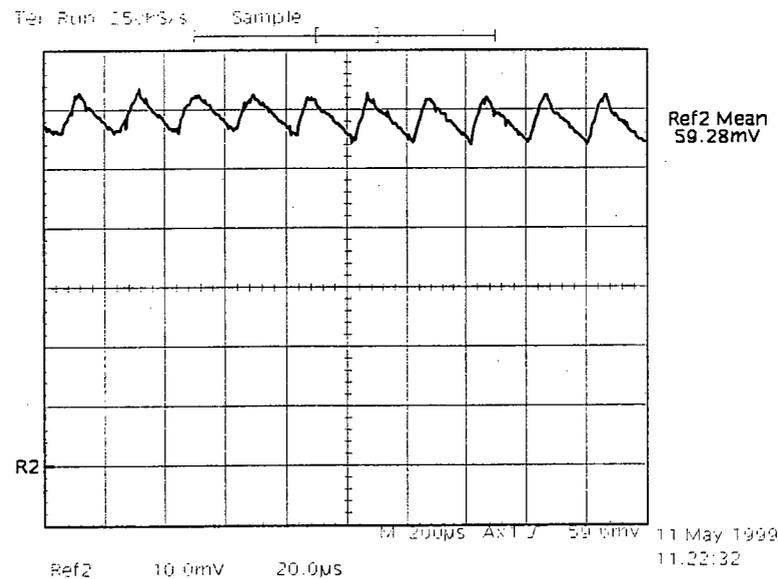


Fig. 6.11 - Detalhe da corrente de um indutor.
Escalas: 20µs/div e 2A/div.

A Fig. 6.12 e a Fig. 6.13 mostram as formas de onda das correntes que entram numa das pontes retificadoras, ou seja, as correntes de um dos sistemas trifásicos gerados nos secundários do autotransformador. Observa-se que as correntes são igualmente defasadas de 120° e possuem valores eficazes iguais, conforme medida realizada (9,4A, 9,4A e 9,3A) com escala da sonda de corrente em 5A/10mV. No detalhe observa-se também a simetria entre as formas de onda.

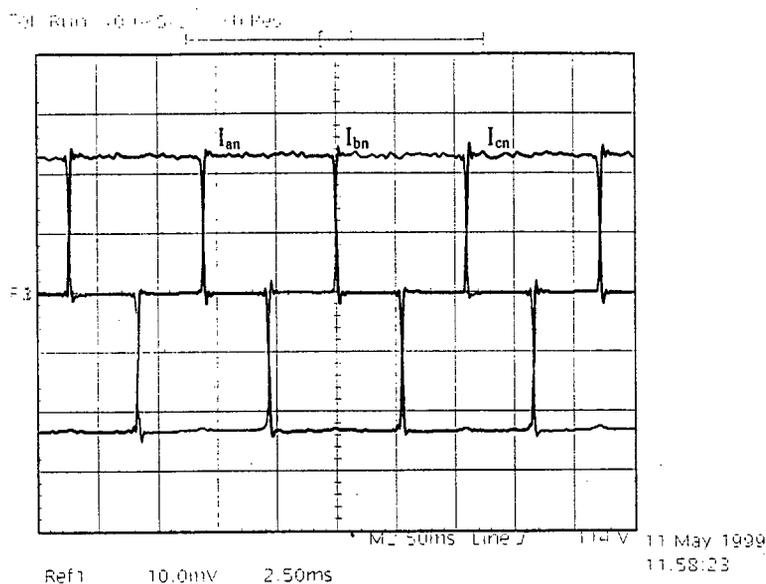


Fig. 6.12 - Correntes nas entradas de uma ponte.
Escalas: 2,5ms/div e 5A/div.

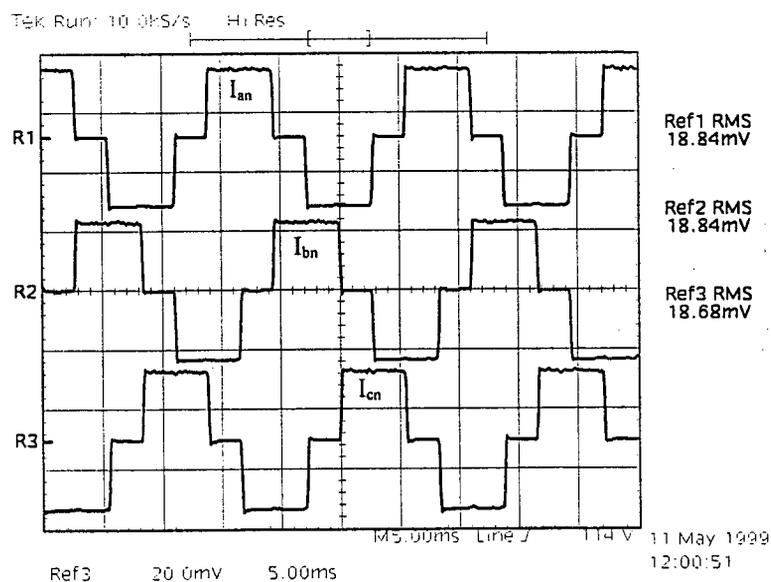


Fig. 6.13 - Detalhe das correntes nas entradas de uma ponte.
Escalas: 5ms/div e 10A/div.

A Fig. 6.14 e a Fig. 6.15 mostram as formas de onda das correntes que circulam através dos secundários, defasadas de 20° . São também as correntes que entram nas pontes, ou seja, através de uma entrada de cada ponte (I_{c2} , I_{a1} e I_{b2}). Observa-se neste caso a defasagem de 20° entre as correntes e a igualdade dos valores eficazes.

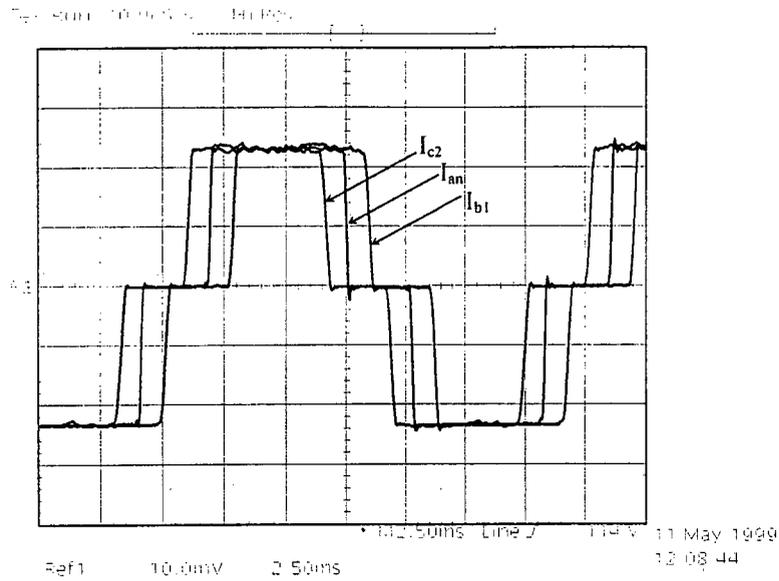


Fig. 6.14 - Correntes dos secundários defasadas de 20°.
Escalas: 2,5ms/div e 5A/div.

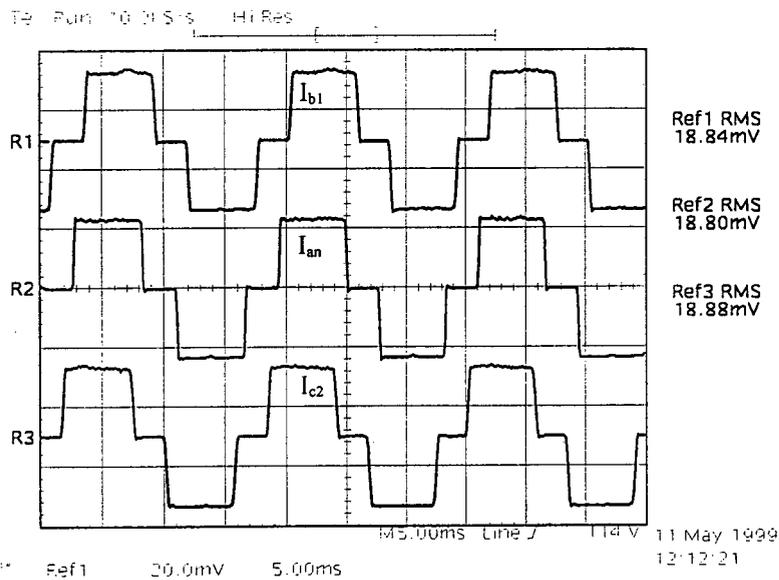


Fig. 6.15 - Detalhe das correntes dos secundários defasadas de 20°.
Escalas: 5ms/div e 10A/div.

A Fig. 6.16 mostra as formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos primários do autotransformador. Pela simetria das correntes e pela defasagem angular de 120° entre elas, observa-se o equilíbrio das fases. Os valores eficazes são praticamente iguais (5,7A, 5,8A e 5,7A), medidos com a sonda de corrente na escala 5A/10ms.

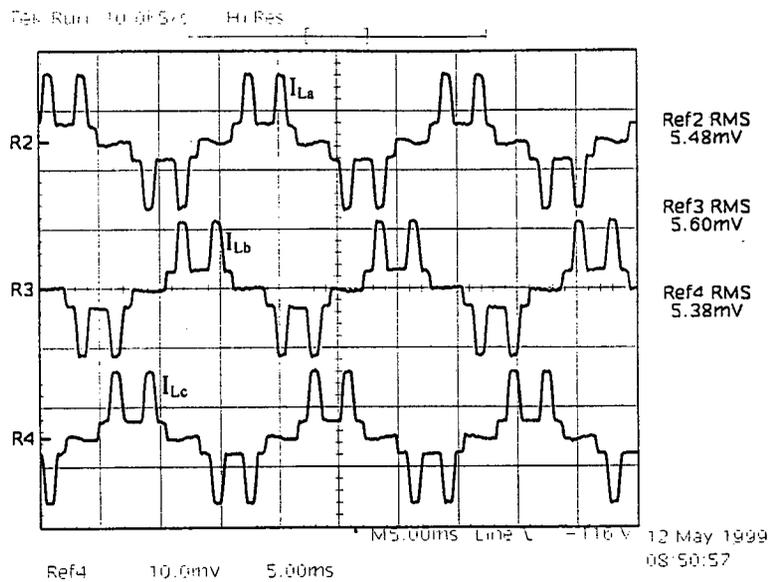


Fig. 6.16 - Correntes nos enrolamentos primários.
Escalas: 5ms/div e 5A/div.

As formas de onda das tensões de um dos sistemas trifásicos gerados no secundário do autotransformador estão mostradas na Fig. 6.17. Este sistema trifásico (V_{R1} , V_{S1} e V_{T1}) alimenta uma das pontes retificadoras. Para as demais pontes os sistemas trifásicos são idênticos, porém defasados de 20° entre si (V_{R2} , V_{S2} , V_{T2} e V_{Rn} , V_{Sn} , V_{Tn}). Observa-se na figura o equilíbrio entre os valores eficazes das três tensões (150V) e o espaçamento angular entre elas (120°).

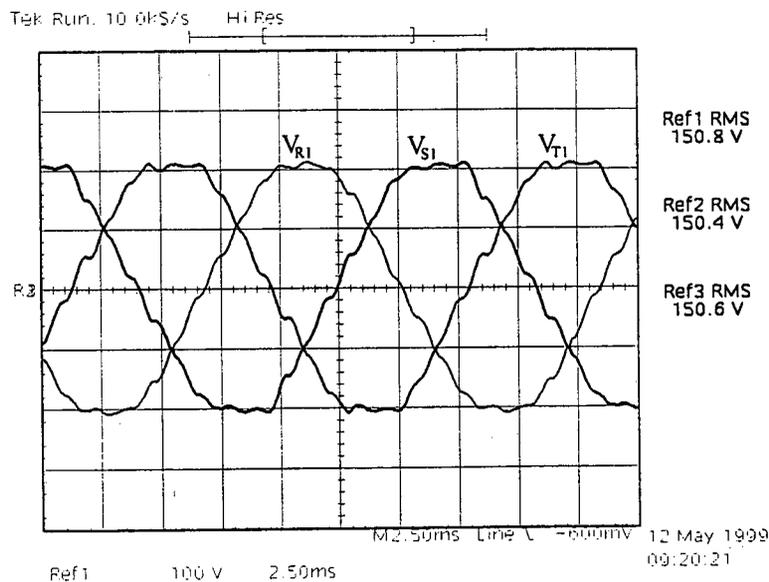


Fig. 6.17 - Tensões de um dos sistemas trifásicos gerados.
Escalas: 2,5ms/div e 100V/div.

As formas de onda mostradas na Fig. 6.18 ilustram a defasagem de 20° entre uma das tensões de cada sistema trifásico gerado (V_{R1} , V_{Rn} e V_{R2}).

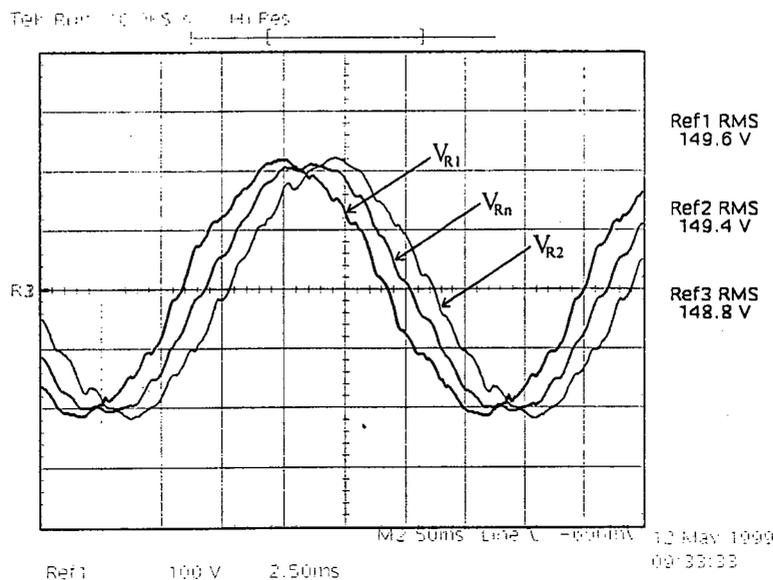


Fig. 6.18 - Tensões dos secundários defasadas de 20° .

Escalas: 2,5ms/div e 100V/div.

A Fig. 6.19 mostra as formas de onda da tensão e da corrente de uma das fases de alimentação. A forma de onda da corrente, em fase com a tensão de entrada e visivelmente com baixo conteúdo harmônico, é o principal resultado deste protótipo. A forma de onda da tensão da rede apresenta ligeira deformação devido à indutância adicionada pelo *varivolt*, visto que o conversor foi alimentado com tensão reduzida.

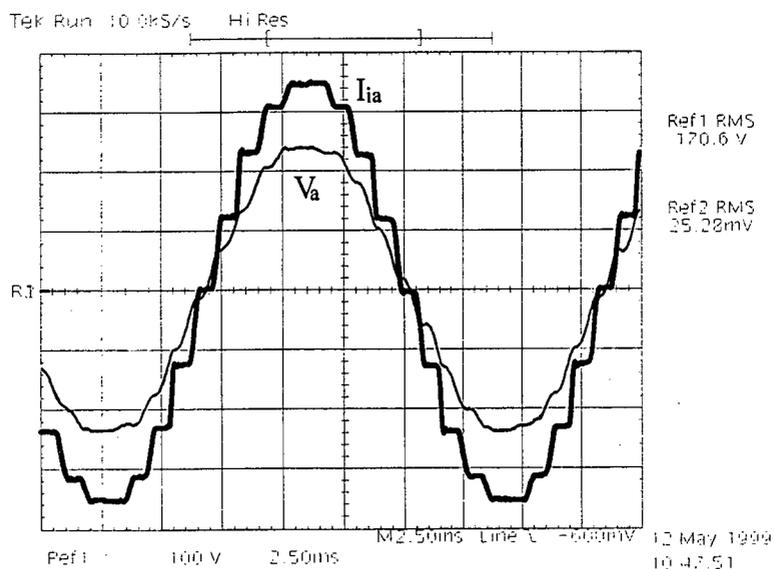


Fig. 6.19 - Tensão e corrente da rede de alimentação.

Escalas: 2,5ms/div, 100V/div e 10A/div.

O valor eficaz da tensão de fase da rede de alimentação, medido através da sonda de tensão, foi de 170,6V. Conforme se observou nas formas de onda das tensões de fase dos secundários, os valores eficazes medidos foram de 150V, o que significa exatamente 88% da tensão de fase da rede, conforme dedução matemática apresentada nos capítulos anteriores para a conexão utilizada.

A Fig. 6.20 mostra as formas de onda das correntes da rede de alimentação. Observa-se que as correntes são equilibradas e com valores eficazes próximos de 25A (sonda de corrente na escala de 10A/10mV).

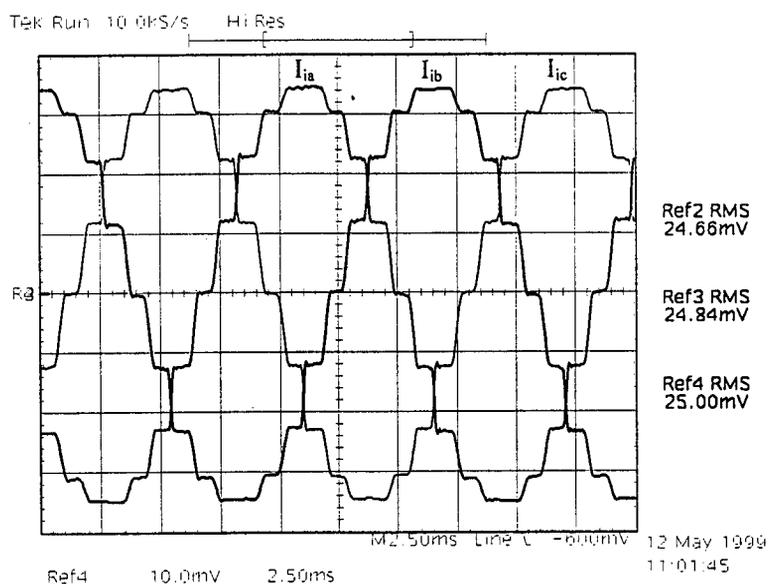


Fig. 6.20 - Correntes da rede de alimentação.
Escala: 2,5ms/div e 10A/div.

As formas de onda da tensão regulada e da corrente de saída estão mostradas na Fig. 6.21. Os valores médios medidos são de 502V e de 24,2A, através das sondas de tensão e de corrente.

O ensaio de rendimento de baixa potência até potência nominal foi realizado para operação do conversor completo, porém, a medida de potência ativa na entrada dos conversores *boost* permitiu observar três curvas de rendimento:

- curva de rendimento total, entre a rede de alimentação trifásica e a carga;
- curva de rendimento do estágio de baixa frequência (CA-CC);
- curva de rendimento do estágio de alta frequência (conversores *boost*).

A Fig. 6.22 mostra as curvas de rendimento obtidas.

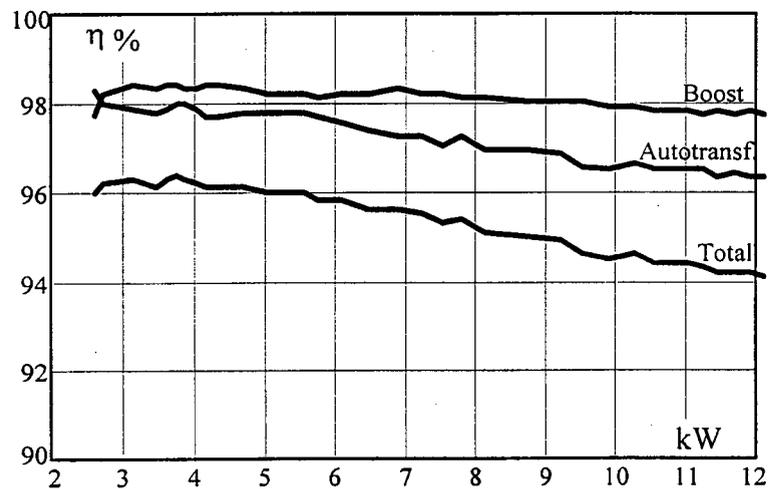
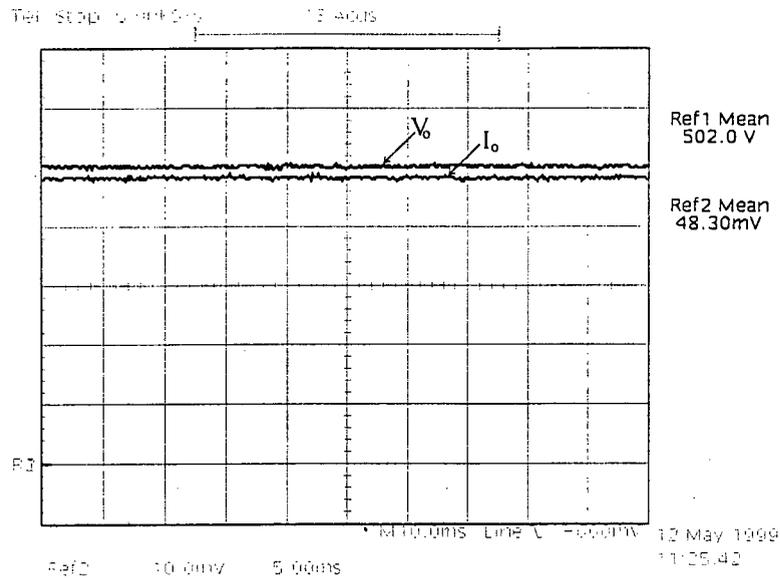


Fig. 6.22 - Curvas de rendimento.

6.4 CONCLUSÕES

A escolha dos componentes do estágio de alta frequência foi bastante simples devido à característica de corrente constante dos conversores *boost*. O circuito de comando aproveitou as principais funções do integrado LM3524, reduzindo-se assim o número de componentes discretos. A referência do circuito de comando foi colocada junto com a referência da carga e apenas o comando de *gate* e o sensor de corrente foram isolados.

Apenas um compensador de tensão foi utilizado para gerar a referência de corrente dos conversores.

Os resultados experimentais para a operação do conversor em 12kW mostraram o equilíbrio das correntes e das tensões nos enrolamentos do autotransformador. A utilização do *snubber* mostrou que uma técnica passiva bastante simples pode resolver o problema da recuperação do diodo, sem a necessidade de interruptores auxiliares.

As formas de onda de tensão e de corrente nas entradas das pontes retificadoras mostraram a defasagem de 20° entre os três sistemas trifásicos gerados. As amplitudes das tensões dos secundários foram de 88% da tensão de fase de alimentação, como estabelecido no projeto do autotransformador.

As formas de onda das correntes na rede de alimentação foram resultantes da composição das correntes nos enrolamentos do autotransformador e apresentaram as mesmas formas daquelas obtidas pelo equacionamento matemático e pelas simulações.

A frequência de comutação foi ajustada em torno de 50kHz, para os três conversores, sem a necessidade de sincronismo.

As curvas de rendimento mostraram perdas maiores sobre o autotransformador. Constatou-se que estas perdas ocorreram principalmente nos condutores dos enrolamentos do autotransformador. Uma seção maior destes condutores reduziria significativamente estas perdas, já que estes foram projetados para a tensão nominal da rede e, nos ensaios, optou-se por reduzir a tensão sob consequência de maiores correntes circulantes através de todo o protótipo. Com tensão nominal, estima-se que o rendimento total sobe pelo menos 1% com carga nominal. As janelas do núcleo acomodariam, com folga, condutores de maior seção.

CAPÍTULO 7

ESTUDO DO ESTÁGIO DE ISOLAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA

7.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo trata do estudo de topologias de conversores CC-CC de alta frequência, usados para promover o isolamento galvânico entre a carga e a rede e adequar a tensão de saída a níveis compatíveis com os sistemas de alimentação utilizados em telecomunicações.

Diversos conversores são propostos e analisados por simulação. Os resultados comparativos mostram as principais vantagens e desvantagens de cada conversor e fornecem subsídios para a escolha daquele que mais se destaca, dentre os estudados, para a aplicação proposta.

Os parâmetros e a topologia do conversor CC-CC de 18 pulsos utilizado em todas as simulações são os mesmos. A Fig. 7.1 mostra o conversor CA-CC e sugere uma outra maneira de representar os enrolamentos do autotransformador bem como indicar as respectivas polaridades.

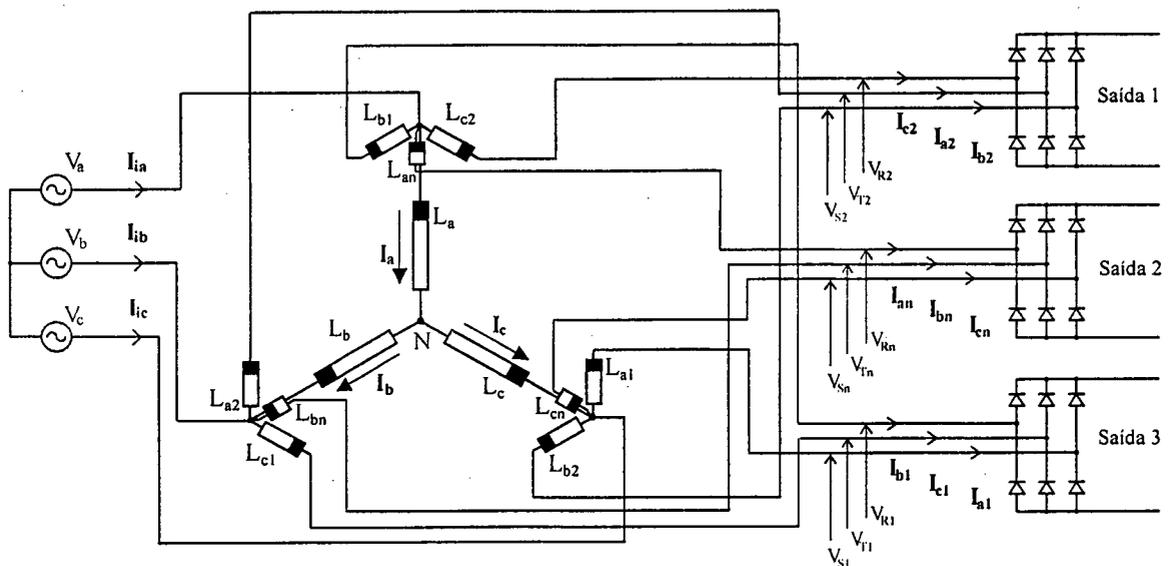


Fig. 7.1 – Conversor de 18 pulsos.

□ Alimentação:

Sistema trifásico 220/380V – 60Hz

- Autotransformador (implementado através de indutores acoplados):

Conexão Y diferencial de 18 Pulsos

$$L_a = L_b = L_c$$

$$L_{an} = L_{bn} = L_{cn}$$

$$L_{a1} = L_{b1} = L_{c1} = L_{a2} = L_{b2} = L_{c2}$$

$$L_a / L_{a1} = 8,292$$

$$L_a / L_{an} = 68,73$$

- Retificadores:

Três pontes trifásicas a diodos

Tensão média retificada = 450V

Com isso, apenas as topologias dos conversores de alta frequência que são conectadas nas saídas retificadas 1, 2 e 3, responsáveis pelo isolamento e pela regulação de corrente, são modificadas e seus comportamentos analisados.

7.2 REGULADORES *BOOST* DE CORRENTE E ESTÁGIO *FULL-BRIDGE* ÚNICO DE ISOLAMENTO

Conforme apresentado no capítulo anterior, os três conversores *boost* implementados nas respectivas saídas dos retificadores regulam as correntes dos indutores e promovem o paralelismo para operação com carga única. Uma maneira simples de realizar o isolamento galvânico em alta frequência entre a carga e a rede, é através de um conversor CC-CC instalado entre a saída única dos conversores *boost* e a carga.

Devido ao nível de potência processada pelo conversor CC-CC (12kW) e ao elevado valor da tensão regulada pelos conversores *boost* (600V), a topologia escolhida para o conversor isolador é a de um conversor *full-bridge* alimentado em tensão.

Além do isolamento em alta frequência proporcionado pelo *full-bridge*, este conversor realiza a tarefa de adaptar a tensão da carga ao valor determinado pelo projeto, com a possibilidade de regulação através de uma malha de controle de tensão, no modo clássico de modulação PWM com deslocamento de fase (*phase-shift*).

7.2.1 Parâmetros do circuito simulado

□ Conversores *Boost*:

Três malhas de corrente:

$$R_{sh} = 0,01\Omega, R_{ci} = 10k\Omega, R_{cz} = 59k\Omega$$

$$C_{cz} = 500pF, C_{cp} = 125pF, G_{sh} = 84,3$$

Uma malha de tensão:

$$R_{d1} = 1k\Omega, R_{d2} = 79k\Omega, R_{vi} = 220\Omega, R_{vf} = 22k\Omega, C_{vf} = 100nF$$

Frequência de comutação dos interruptores: 50kHz

Indutâncias de entrada dos *boost*: $L_1 = L_2 = 1mH$

Capacitância de saída dos *boost*: $C_b \doteq 470\mu F$

Tensão regulada na saída dos *boost*: 600V

□ Conversor *Full-bridge*:

Operação em malha aberta

Carga: 12kW, 60V

$$L_p / L_{s1} = L_p / L_{s2} = 43,5$$

Filtro de saída: $C_o = 220\mu F$ e $L_o = 20\mu H$

Frequência de comutação dos interruptores: 25kHz

Razão cíclica: 0,35

A Fig. 7.2 mostra a topologia básica da estrutura submetida a simulação.

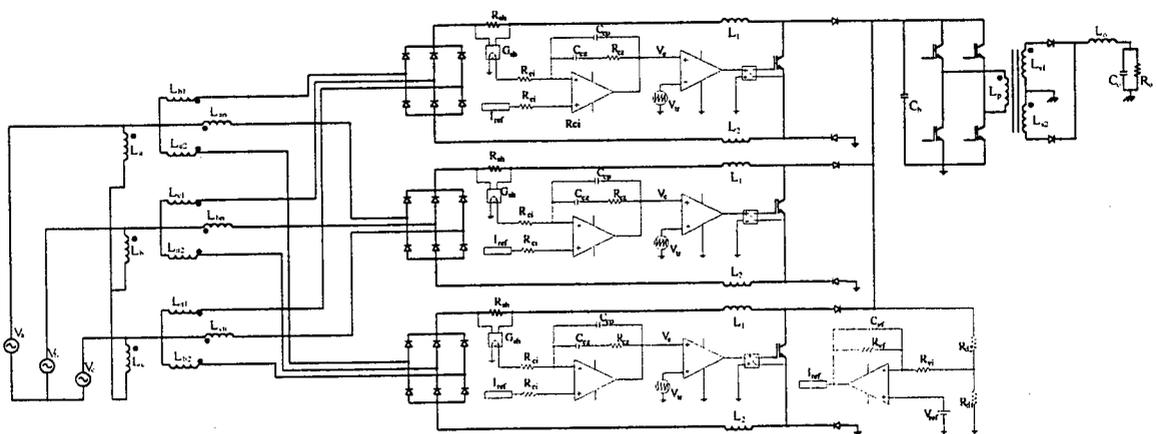


Fig. 7.2 - Utilização de três conversores *Boost* e um conversor *Full-bridge*.

7.2.2 Resultados de simulação

As simulações foram realizadas para o conversor *full-bridge* operando em malha aberta, sem controle da tensão de saída e com razão cíclica constante. Os conversores *boost* operam com malhas reguladoras de corrente.

A Fig. 7.3 e a Fig. 7.4 mostram as formas de onda das correntes nos indutores dos conversores *boost* e das correntes defasadas de 20° , nos secundários do autotransformador.

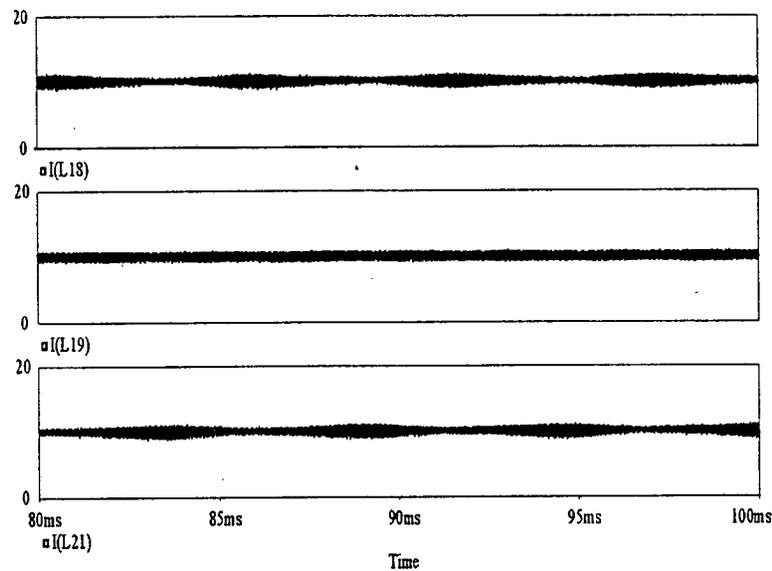


Fig. 7.3 - Correntes nos indutores *boost*.

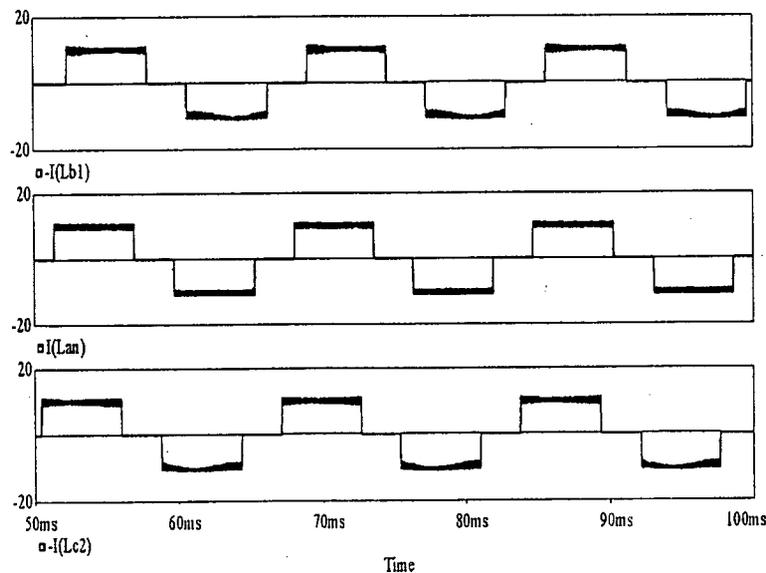


Fig. 7.4 - Correntes em três dos enrolamentos secundários do autotransformador.

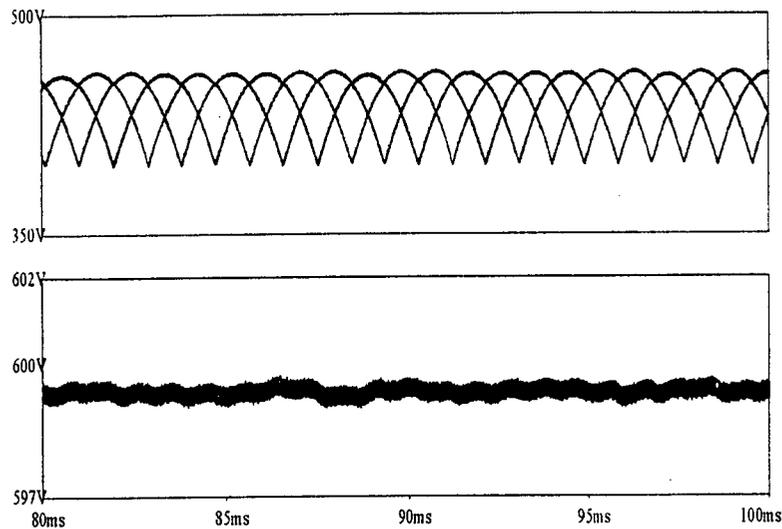


Fig. 7.5 – Tensões retificadas e na entrada do conversor *full-bridge*.

A Fig. 7.5 mostra as formas de onda das tensões retificadas e da tensão regulada na entrada do conversor *full-bridge*. Esta tensão regulada tem origem nas saídas dos conversores *boost* conectadas em paralelo. As formas de onda de tensão e de corrente numa das fases da rede de alimentação, bem como o espectro harmônico desta corrente estão representados na Fig. 7.6. Observa-se que os componentes harmônicos mais críticos (17° e 19°) não ultrapassam 6% do componente fundamental de corrente.

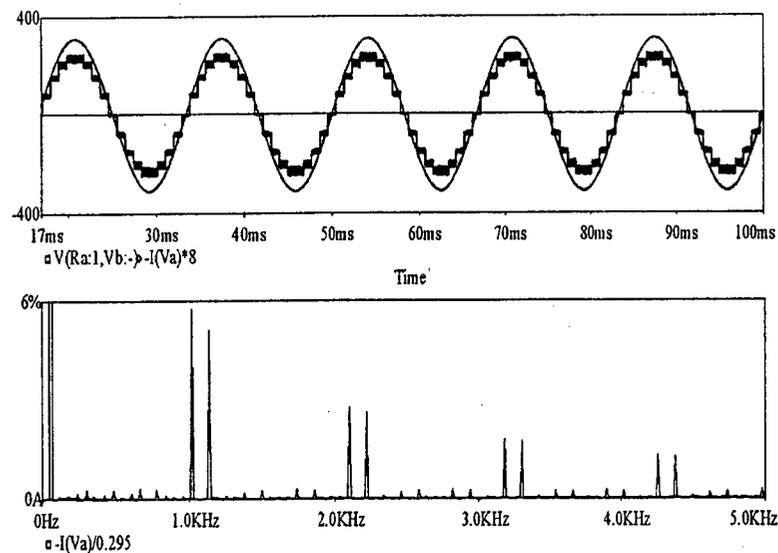


Fig. 7.6 - Tensão e corrente de entrada e espectro harmônico da corrente de entrada.

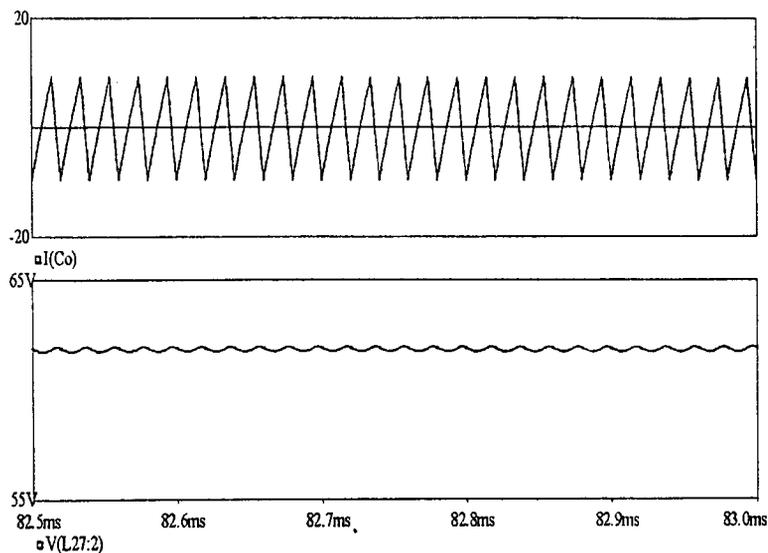


Fig. 7.7 - Detalhes da corrente e da tensão no capacitor de saída.

As formas de onda de tensão e de corrente no capacitor de saída estão mostradas na Fig. 7.7. As formas de onda das correntes que circulam através do indutor do filtro de saída e do enrolamento primário do transformador de isolamento estão mostradas na Fig. 7.8. O filtro LC de saída é de reduzido volume devido a frequência de oscilação da tensão e da corrente ser o dobro da frequência de comutação dos interruptores e devido ao baixo valor eficaz de corrente no capacitor.

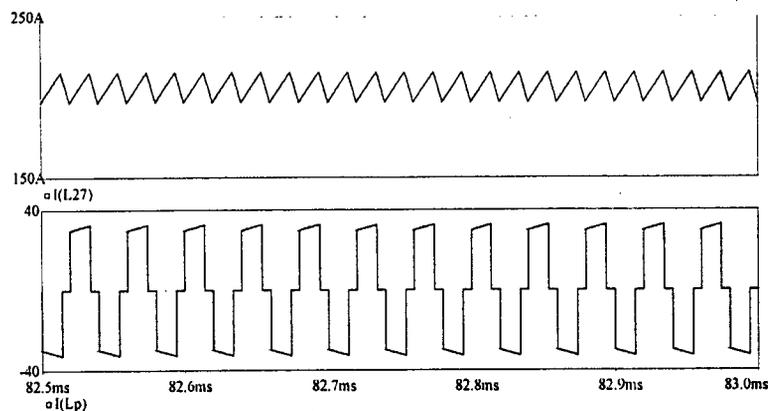


Fig. 7.8 - Correntes no indutor de saída (superior) e no enrolamento primário de um dos transformadores de isolamento (inferior).

7.3 CONVERSORES FULL-BRIDGE PARA REGULAÇÃO DE CORRENTE E ISOLAMENTO

Para garantir o controle das correntes que saem das pontes retificadoras, os três conversores *boost* convencionais podem ser substituídos por três topologias do tipo *full-*

bridge, alimentadas em corrente. Este tipo de conversor apresenta comportamentos dinâmico e estático semelhantes ao conversor *boost* clássico, com a vantagem da possibilidade de isolamento em alta frequência. Além disso, o paralelismo entre os conversores é feito pelos secundários, sem a necessidade de estratégias especiais, como no caso dos conversores *boost* não isolados.

7.3.1 Parâmetros do circuito simulado

□ Conversores *Full-bridge*:

Três malhas de corrente:

$$R_{sh} = 0,01\Omega, R_{ci} = 10k\Omega, R_{cz} = 59k\Omega$$

$$C_{cz} = 500pF, C_{cp} = 125pF, G_{sh} = 84,3$$

Uma malha de tensão:

$$R_{d1} = 10k\Omega, R_{d2} = 70k\Omega, R_{vi} = 220\Omega, R_{vf} = 22k\Omega, C_{vf} = 100nF$$

Frequência de comutação dos interruptores: 50kHz

Indutâncias de entrada: $L_1 = 2mH$

Transformador: $L_p / L_s = 100$

Capacitância do filtro de saída: $C_o = 2.000\mu F$

Tensão regulada na saída: 60V

Carga: 12kW, 60V

A Fig. 7.9 mostra o circuito utilizado para simulação. Observa-se que a mesma estratégia de controle utilizada no conversor *boost* é aplicada ao *full-bridge* alimentado em corrente. Os interruptores de cada conversor são comandados em diagonal e com superposição dos pulsos.

7.3.2 Resultados de simulação

As simulações foram realizadas com as mesmas malhas de controle utilizadas para o conversor *boost*, ou seja, o regulador de tensão gera, a partir de uma amostra da tensão de saída e de uma referência de tensão, a referência de corrente para os reguladores de corrente.

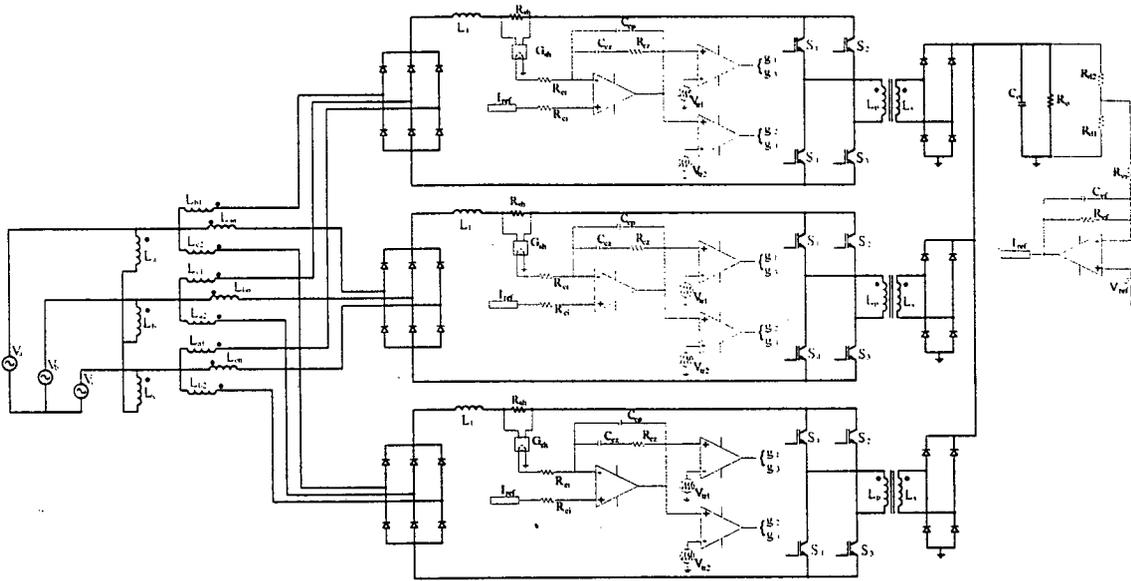


Fig. 7.9 - Utilização de conversores *full-bridge*.

A Fig. 7.10 e a Fig. 7.11 mostram as formas de onda das correntes nos indutores e em três dos enrolamentos secundários do autotransformador. Estas formas de onda são idênticas àquelas obtidas no caso anterior.

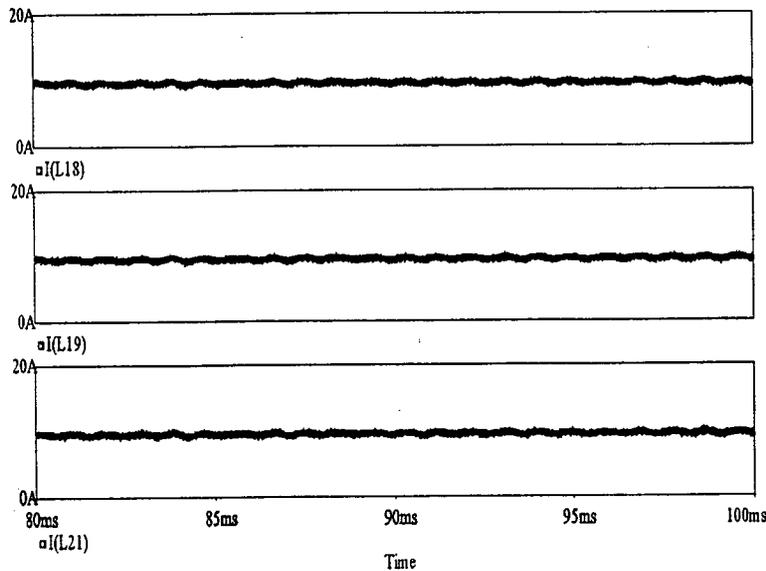


Fig. 7.10 - Correntes nos indutores.

A Fig. 7.12 mostra as formas de onda das tensões nos enrolamentos primário e secundário de um dos transformadores. As formas de onda de tensão e de corrente numa das fases da rede de alimentação, bem como o espectro harmônico desta corrente estão

representados na Fig. 7.13. Os componentes harmônicos mais críticos (17° e 19°) não ultrapassam 6% do componente fundamental de corrente.

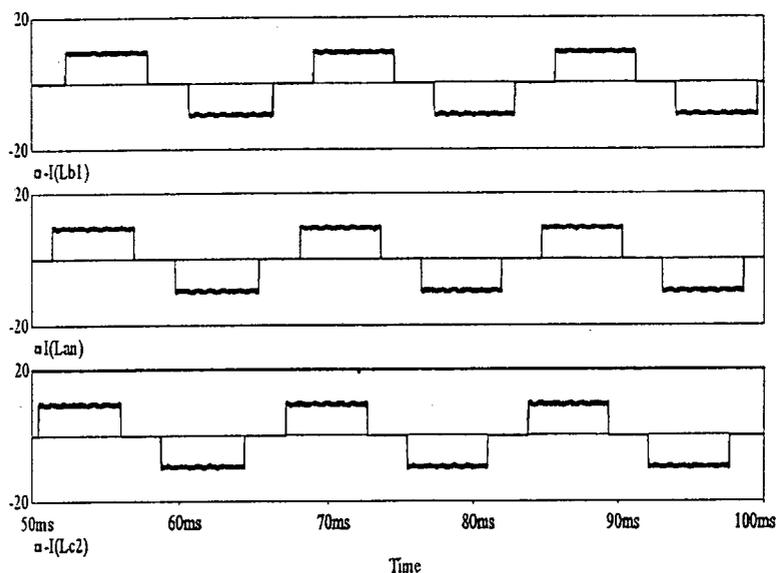


Fig. 7.11 - Correntes em três dos enrolamentos secundários do autotransformador.

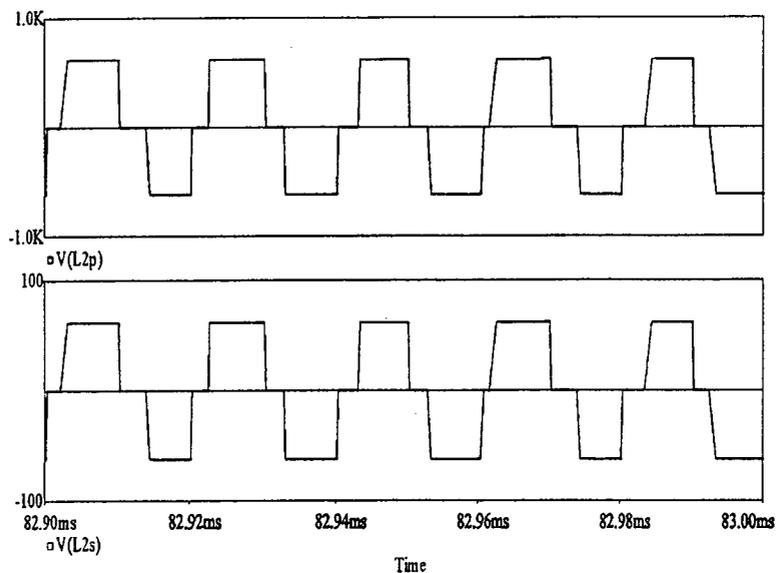


Fig. 7.12 - Tensões nos enrolamentos primário (superior) e secundário (inferior) de um dos transformadores.

As formas de onda de tensão e de corrente no capacitor de saída estão mostradas na Fig. 7.14. Devido à característica de saída em tensão do conversor *full-bridge* alimentado em corrente, verifica-se o excessivo valor de corrente de pico (e eficaz) no capacitor do

filtro de saída. Este é um fator que torna grande o número de capacitores conectados em paralelo, que são necessários para suportar este elevado valor eficaz de corrente.

As formas de onda das tensões retificadas e da tensão regulada sobre a carga estão mostradas na Fig. 7.15.

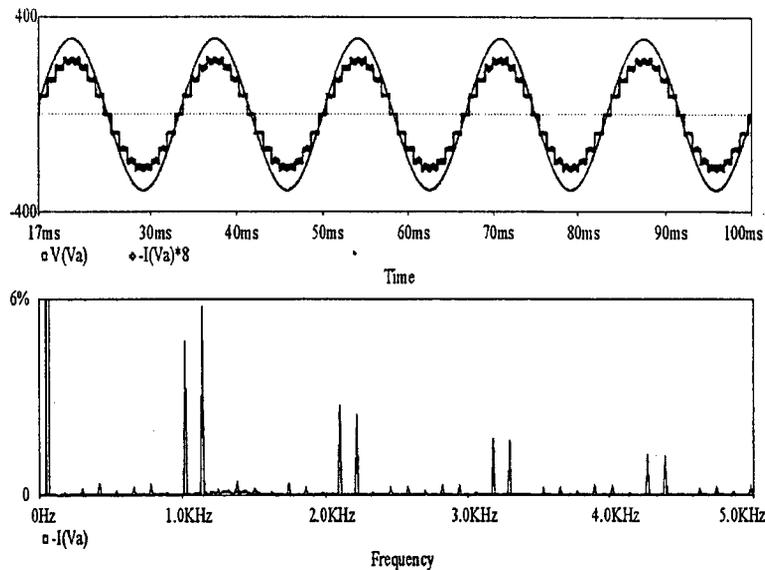


Fig. 7.13 - Tensão e corrente de entrada e espectro harmônico da corrente de entrada.

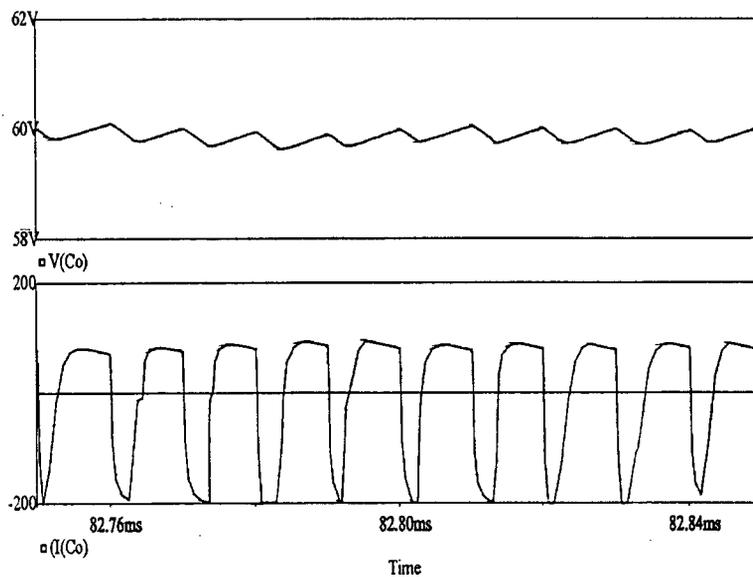


Fig. 7.14 - Detalhes da tensão e da corrente no capacitor de saída.

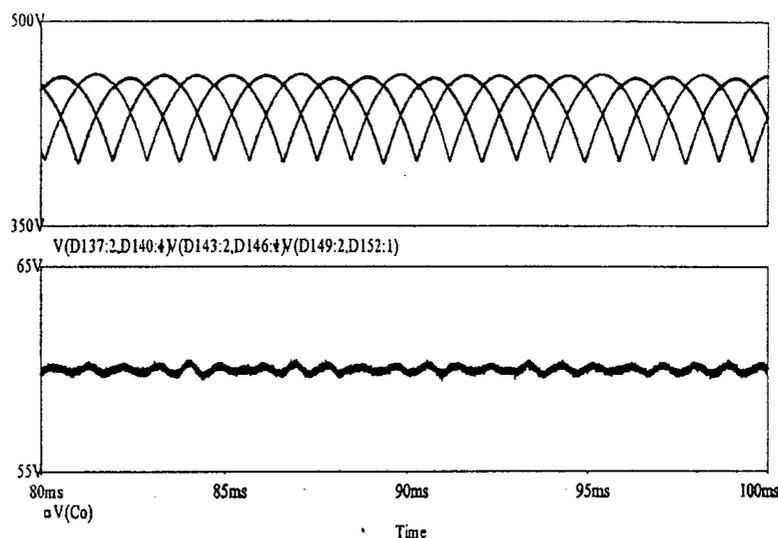


Fig. 7.15 - Tensões retificadas e sobre a carga.

7.4 CONVERSORES *FULL-BRIDGE* COM ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE E SECUNDÁRIOS CONECTADOS EM SÉRIE

A conexão em série dos enrolamentos de transformadores garante que as correntes que circulam através destes enrolamentos sejam idênticas.

Tomando a topologia com três conversores *full-bridge* alimentados em corrente apresentada no item anterior, faz-se a conexão série dos respectivos enrolamentos secundários. Assim, esta conexão dos secundários força também o equilíbrio, a cada instante, das correntes que circulam através dos enrolamentos primários dos três transformadores. Este equilíbrio só acontece quando os três conversores *full-bridge* são sincronizados, devido à necessidade de caminhos de condução simultâneos para os conversores.

As oscilações de corrente que ocorrem nas saídas das pontes retificadoras possuem frequência sêxtupla (em relação à rede de alimentação) e defasadas de 20° entre elas. Através do equilíbrio das correntes imposto pelos transformadores e da ação das comutações dos interruptores (em sincronismo), as oscilações destas correntes passam a ter um componente na frequência de comutação e outro de 18 vezes a frequência da rede de alimentação, assim como a frequência da oscilação da tensão sobre a carga, que são uma composição das três tensões retificadas. Esta é uma oscilação típica dos conversores de 18 pulsos.

Esta nova estratégia de conexão dos conversores dispensa o uso dos reguladores de corrente e também de sensores de corrente utilizados nas topologias analisadas anteriormente. Assim, um único regulador de tensão, opcional, pode ser usado para regular a tensão de saída, tornando o conversor extremamente simples e robusto.

7.4.1 Parâmetros do circuito simulado

▫ Conversores *Full-bridge*:

Sem reguladores de tensão ou de corrente

Frequência de comutação dos interruptores: 25kHz

Comando sincronizado, pulsos superpostos e em diagonal (V_{g1} , V_{g2})

Indutâncias de entrada: $L_1 = 2\text{mH}$

Transformadores: $L_p / L_s = 720$

Capacitância do filtro de saída: $C_o = 4700\mu\text{F}$

Carga: 12kW, 60V

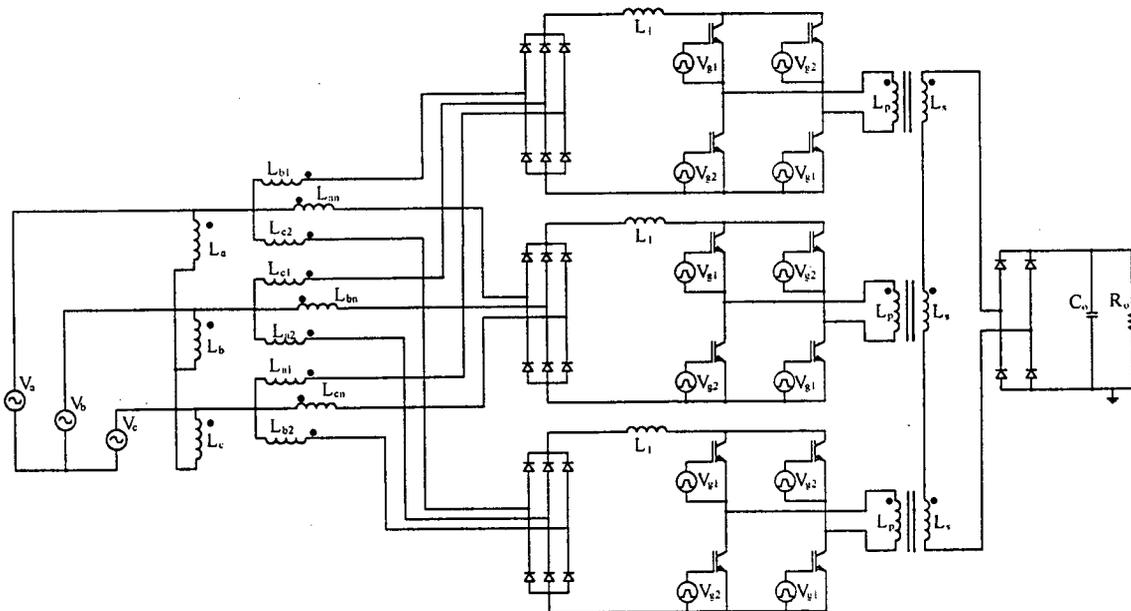


Fig. 7.16 - Utilização de conversores *full-bridge* com secundários em série.

O circuito de comando dos interruptores deve gerar apenas dois pulsos, definidos por V_{g1} e V_{g2} e com superposição obrigatória entre eles, para os três conversores. A superposição entre os pulsos define o modo *boost* de operação.

A Fig. 7.16 mostra a topologia básica da estrutura submetida a simulação, operando em malha aberta.

7.4.2 Resultados de simulação

As simulações foram realizadas para os conversores *full-bridge* operando em malha aberta, sincronizados e com razão cíclica constante.

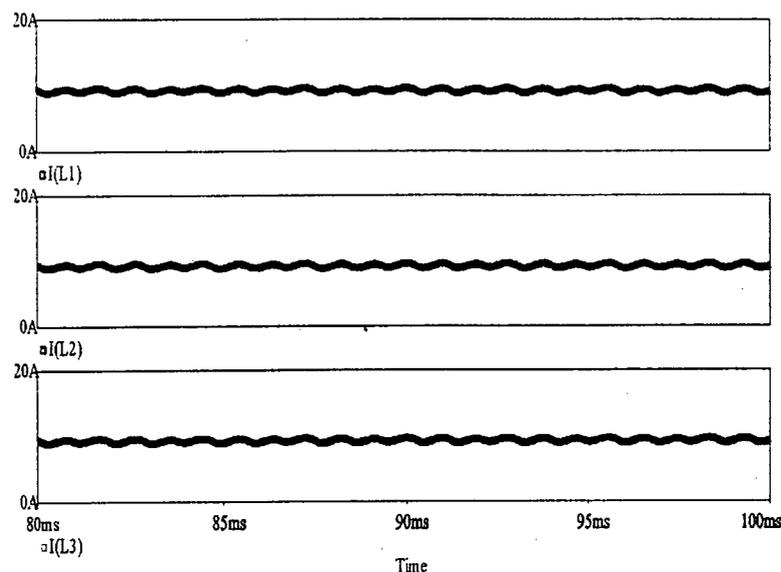


Fig. 7.17 - Correntes nos indutores.

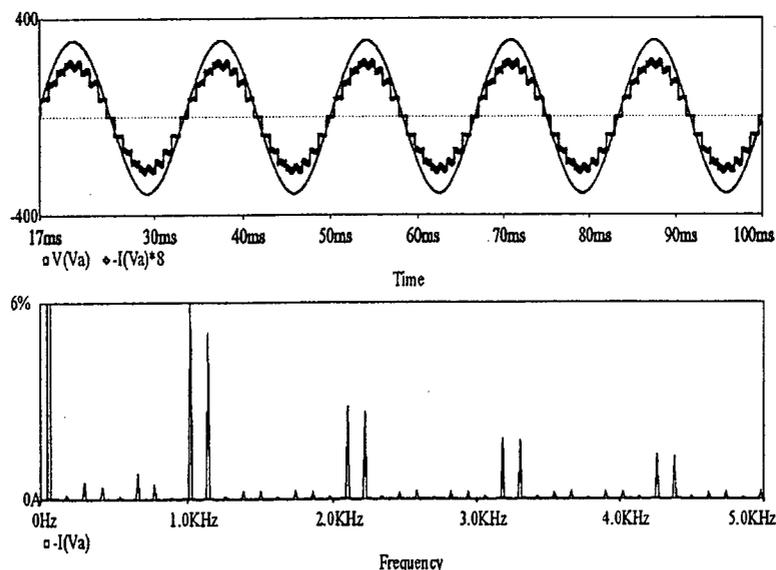


Fig. 7.18 - Tensão e corrente de entrada e espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 7.17 mostra que as formas de onda das correntes nos indutores de entrada dos conversores *full-bridge* são equilibradas e com baixas oscilações, sem a necessidade de malhas de controle de corrente. A Fig. 7.18 mostra as formas de onda de tensão e de corrente numa das fases da rede de alimentação e o espectro harmônico desta corrente. Os

componentes harmônicos característicos têm amplitudes inferiores a 6% da amplitude do componente fundamental.

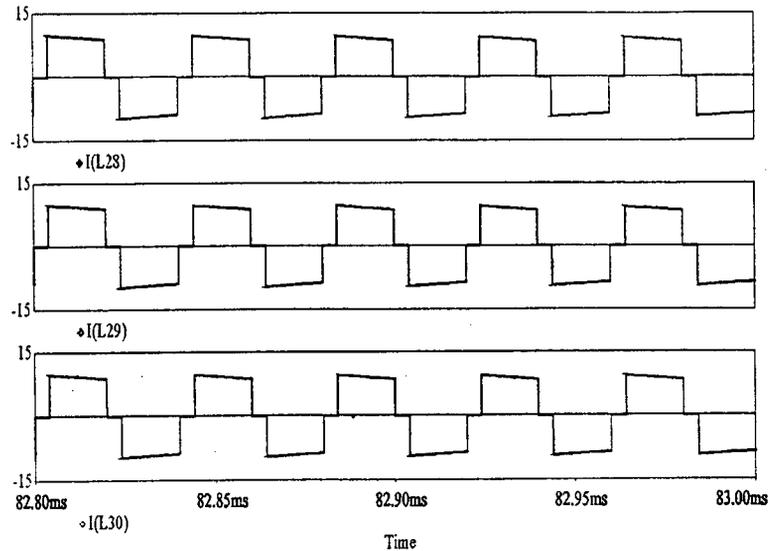


Fig. 7.19 - Correntes nos enrolamentos primários dos transformadores.

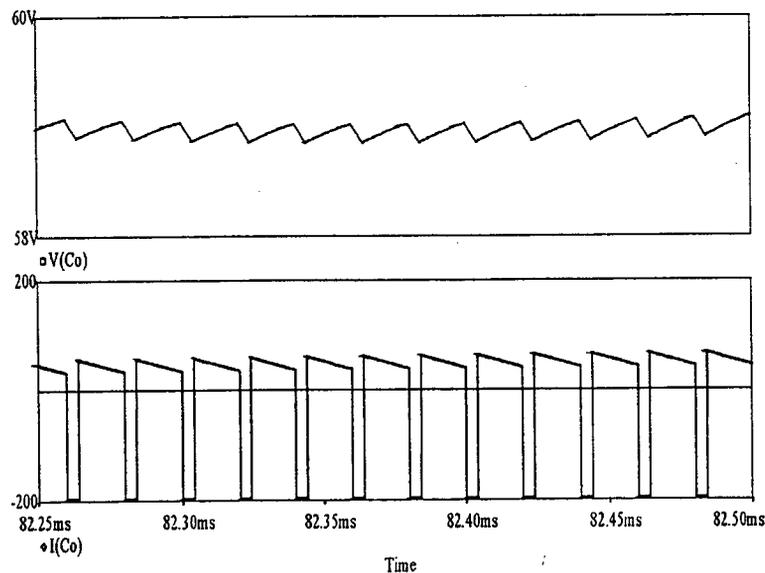


Fig. 7.20 - Tensão e corrente no capacitor de saída.

A Fig. 7.19 mostra as formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos primários dos transformadores. Observa-se a igualdade entre as formas de onda devido à conexão série dos enrolamentos secundários. As formas de onda de tensão e de corrente no capacitor de saída estão mostradas na Fig. 7.20. Verifica-se o excessivo valor de corrente de pico (e eficaz) no capacitor que ocorre devido à característica de saída em tensão do conversor *full-bridge* alimentado em corrente.

7.5 CONVERSORES *PUSH-PULL* COM ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE E SECUNDÁRIOS CONECTADOS EM SÉRIE.

A operação do conversor *push-pull* alimentado em corrente é idêntica à operação do conversor *full-bridge* alimentado em corrente. O conversor *push-pull* tem a vantagem de utilizar a metade do número de interruptores, mas com as desvantagens de utilizar interruptores de maior capacidade de bloqueio de tensão e proporcionar menor aproveitamento dos transformadores.

7.5.1 Parâmetros do circuito simulado

□ Conversores *push-pull*:

Sem reguladores de tensão ou de corrente

Frequência de comutação dos interruptores: 25kHz

Comando sincronizado e pulsos superpostos (V_{g1} , V_{g2})

Indutâncias de entrada: $L_1 = 2\text{mH}$

Transformadores: $L_{p1} / L_s = L_{p2} / L_s = 720$

Capacitância do filtro de saída: $C_o = 4700\mu\text{F}$

Carga: 12kW, 60V

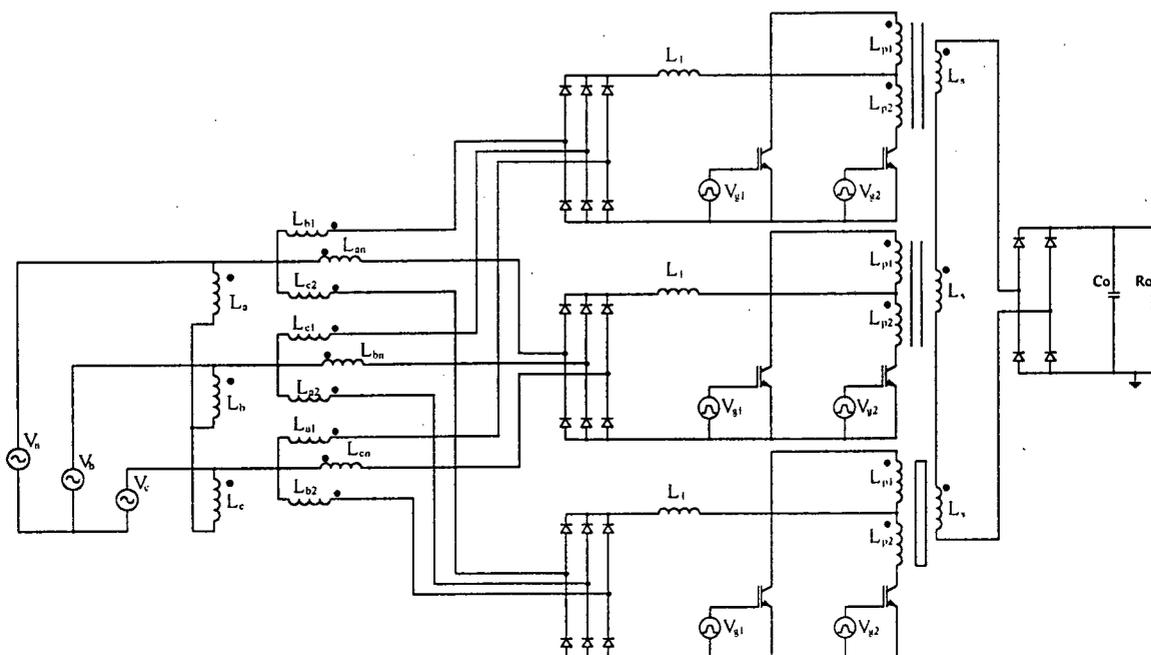


Fig. 7.21 - Utilização de conversores *push-pull* com secundários em série.

O circuito de comando dos interruptores deve gerar apenas dois pulsos, definidos por V_{g1} e V_{g2} e com superposição obrigatória entre eles. A Fig. 7.21 mostra o circuito do conversor *push-pull* utilizado para simulação. Da mesma forma que nos conversores *full-bridge*, os pulsos de comando são sincronizados entre os conversores e superpostos em cada conversor para garantir o modo *boost* contínuo de operação (entrada em corrente).

7.5.2 Resultados de simulação

As simulações foram realizadas para os conversores *push-pull* operando em malha aberta, sincronizados e com razão cíclica constante.

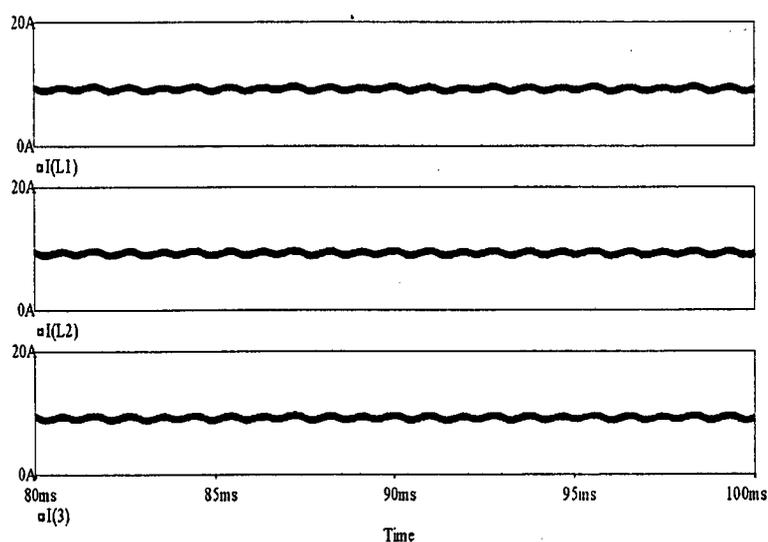


Fig. 7.22 - Correntes nos indutores.

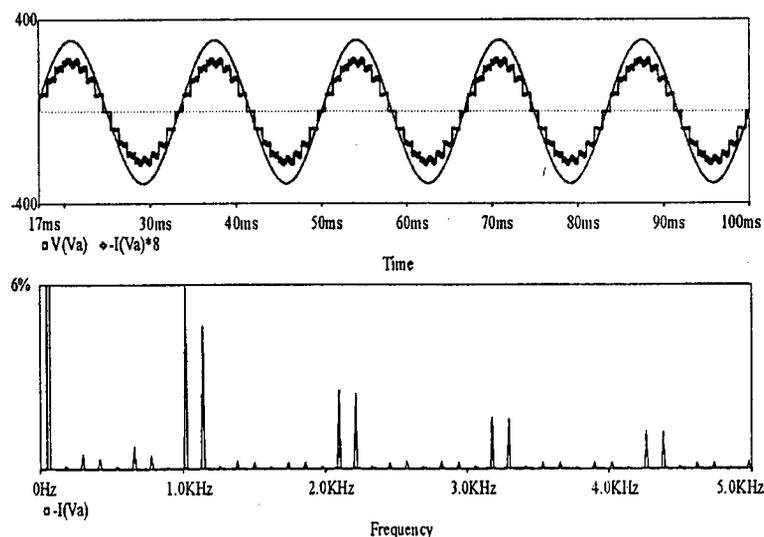


Fig. 7.23 - Tensão e corrente de entrada e espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 7.22 mostra as formas de onda das correntes nos indutores de entrada dos conversores *push-pull*. As formas de onda de tensão e de corrente numa das fases da rede de alimentação e o espectro harmônico desta corrente, idênticas às do circuito anterior, estão mostradas na Fig. 7.23.

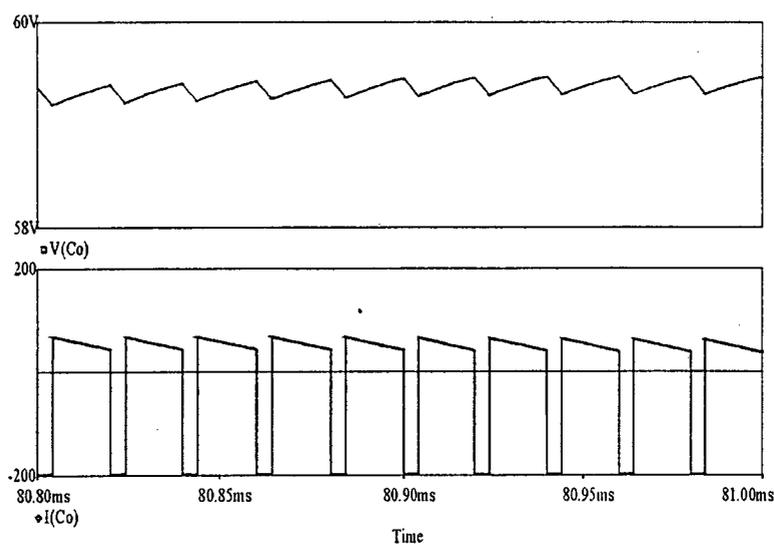


Fig. 7.24 - Tensão e corrente no capacitor de saída.

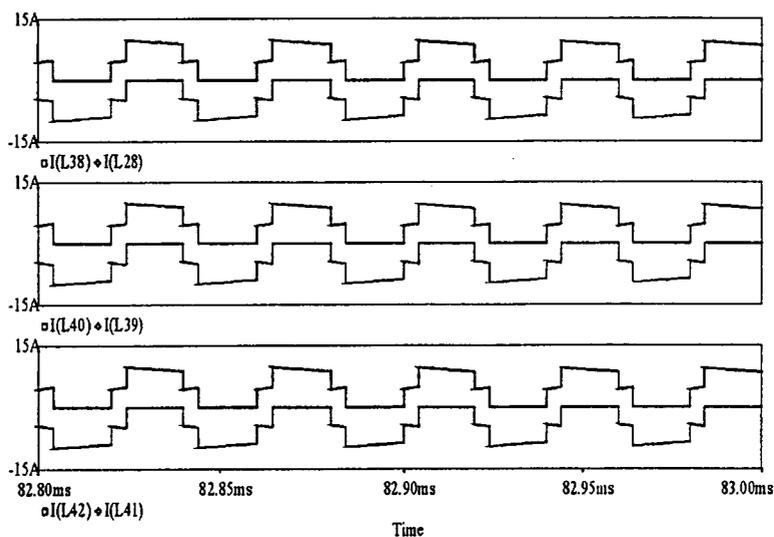


Fig. 7.25 - Correntes nos enrolamentos primários dos transformadores.

A Fig. 7.24 mostra as formas de onda de tensão e de corrente no capacitor de saída. Verifica-se o alto valor eficaz de corrente que circula através dele, tornando assim elevado o volume total de capacitores necessário para o filtro. A Fig. 7.25 mostra que são idênticas as formas de onda das correntes em todos os enrolamentos primários dos transformadores.

7.6 CONVERSORES *FULL-BRIDGE* COM ALIMENTAÇÃO EM TENSÃO E SECUNDÁRIOS CONECTADOS EM SÉRIE

A operação desejável de um conversor de múltiplos pulsos, que neste trabalho é implementado através do autotransformador diferencial seguido de três retificadores trifásicos de onda completa, exige que as correntes que saem dos retificadores sejam de baixa ondulação. Assim, é natural que a topologia escolhida para estágio de alta frequência (estágio regulador de corrente e/ou isolador) seja com entrada em corrente, tal como as topologias analisadas.

A técnica de equilíbrio de corrente através da conexão série dos enrolamentos dos transformadores, que dispensa o uso de reguladores de corrente para os conversores alimentados em corrente, permite o emprego de topologias alimentadas em tensão. Para isso, um pequeno filtro LC é instalado nas saídas dos retificadores trifásicos com o objetivo de reduzir apenas as oscilações produzidas pela comutação dos interruptores. As oscilações de frequência sêxtupla, características dos retificadores trifásicos de onda completa, são absorvidas naturalmente pela conexão série dos enrolamentos dos transformadores.

7.6.1 Parâmetros do circuito simulado

▫ Conversores *full-bridge*:

Sem reguladores de tensão e de corrente

Frequência de comutação dos interruptores: 25kHz

Comando sincronizado e pulsos não superpostos (V_{g1} , V_{g2})

Filtros LC nas entradas dos conversores: $L_f = 2\text{mH}$ e $C_f = 470\text{nF}$

Transformadores: $L_p / L_s = 200$

Filtro LC de saída: $L_o = 80\text{μH}$ $C_o = 1.000\text{μF}$

Carga: 12kW, 60V

O circuito de comando dos interruptores deve gerar apenas dois pulsos, definidos por V_{g1} e V_{g2} e sem superposição entre eles. A Fig. 7.26 mostra a topologia básica da estrutura submetida a simulação, operando em malha aberta.

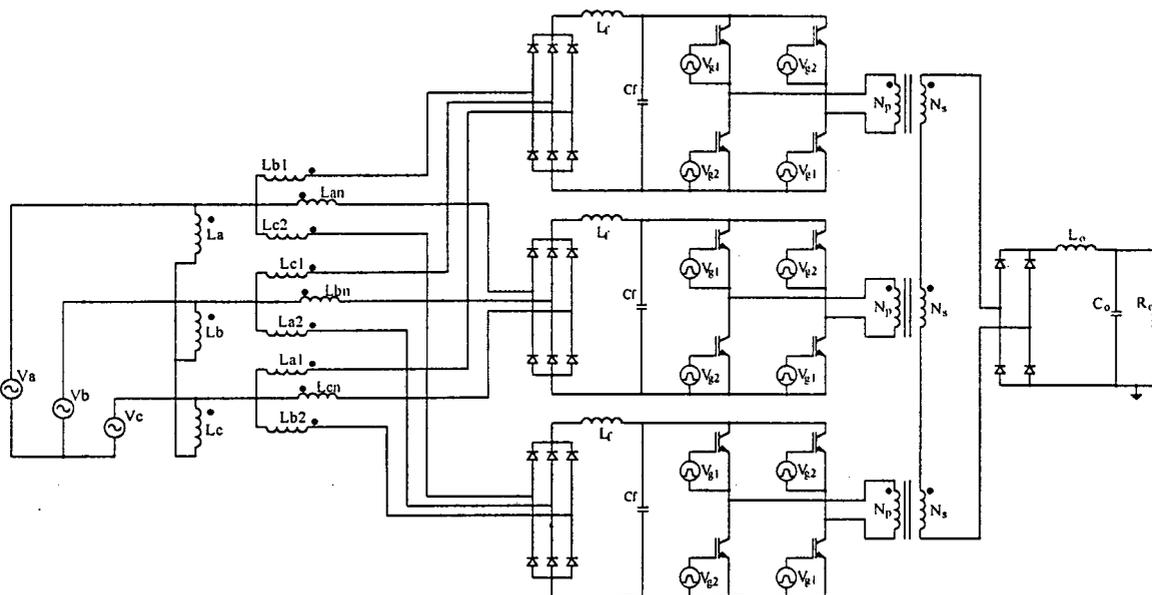


Fig. 7.26 - Utilização de conversores *ful-bridge* alimentados em tensão.

7.6.2 Resultados de simulação

As simulações foram realizadas para os conversores *full-bridge* operando em malha aberta, sincronizados e com razão cíclica constante.

A Fig. 7.27 mostra as formas de onda das correntes nos indutores dos filtros LC de entrada dos conversores *full-bridge*. As formas de onda de tensão e de corrente numa das fases da rede de alimentação e o espectro harmônico desta corrente, estão na Fig. 7.28.

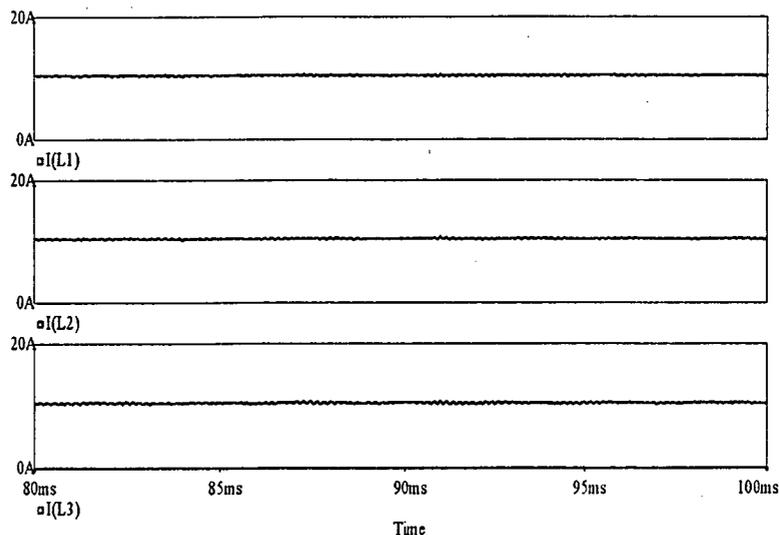


Fig. 7.27 - Correntes nos indutores dos filtros LC de entrada dos conversores *full-bridge*.

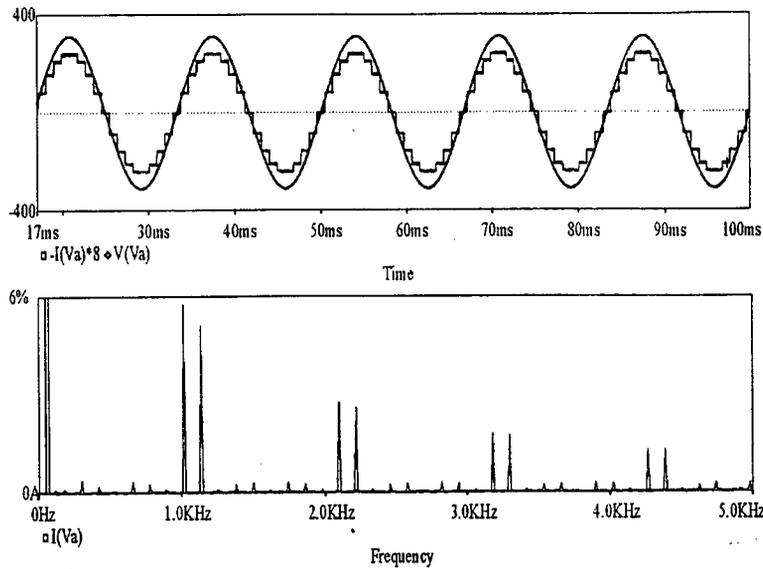


Fig. 7.28 - Tensão e corrente de entrada e espectro harmônico da corrente de entrada.

As tensões nas saídas dos retificadores, com oscilações de 6 pulsos cada uma, estão mostradas na Fig. 7.29. O detalhe de uma das formas de onda é mostrado após o filtro LC, ou seja, na entrada de um dos conversores *full-bridge*. Verifica-se que há uma oscilação de baixa amplitude e outra na frequência de comutação dos interruptores.

As formas de onda de tensão e de corrente no filtro LC de saída estão mostradas na Fig. 7.30. Observa-se que baixos valores dos elementos reativos são suficientes para conseguir baixas oscilações de tensão e de corrente.

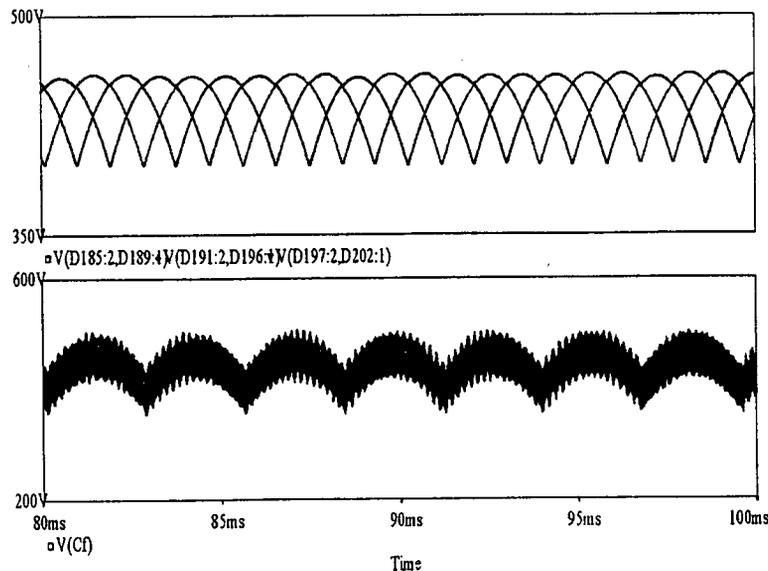


Fig. 7.29 - Tensões nas saídas dos retificadores antes e depois do filtro LC.

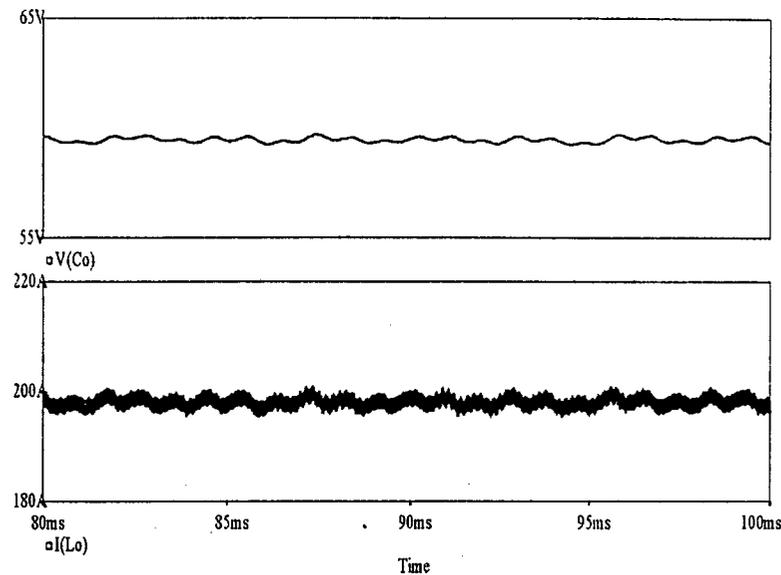


Fig. 7.30 - Tensão e corrente nos elementos do filtro LC de saída.

Os detalhes das formas de onda das correntes que circulam através do indutor e do capacitor do filtro LC de saída estão mostradas na Fig. 7.31. O baixo valor eficaz da corrente no capacitor é uma grande vantagem desta topologia *full-bridge*, com saída em corrente, para reduzir o volume de capacitores que compõem o filtro de saída.

As formas de onda das correntes que circulam através do indutor e do capacitor de um dos filtros LC instalados nas entradas dos conversores *full-bridge*, estão mostradas na Fig. 7.32.

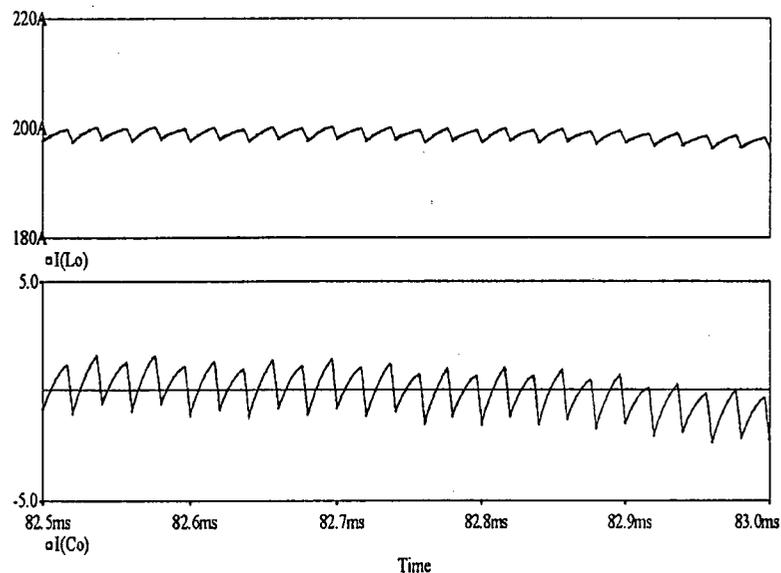


Fig. 7.31 - Detalhes das correntes no indutor e no capacitor do filtro LC de saída.

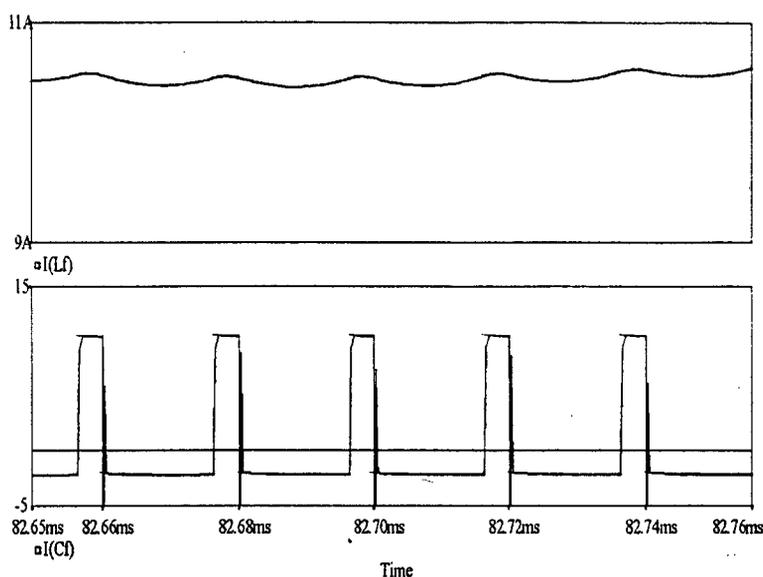


Fig. 7.32 - Detalhes das correntes no indutor e no capacitor do filtro LC de entrada.

7.7 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou diversas topologias de conversores CC-CC isolados que, quando conectadas às saídas do estágio retificador de 18 pulsos, promovem o isolamento em alta frequência entre a carga e a rede trifásica de alimentação.

Todas as topologias propostas, sempre acopladas ao mesmo conversor de 18 pulsos, foram submetidas a simulação e os resultados analisados. Em todos os casos, o conversor isolado resultante atendeu os requisitos básicos de isolamento e de operação com 18 pulsos (correntes equilibradas e com baixas ondulações nos barramentos CC).

A primeira solução foi utilizar o conversor CA-CC não isolado apresentado no capítulo anterior e acrescentar um outro estágio CC-CC isolado (*full-bridge* alimentado em tensão), resultando em um conversor de três estágios (CA-CC-CC).

Como segunda solução, o estágio CC-CC não isolado do capítulo anterior foi substituído por um estágio CC-CC isolado, também alimentado em corrente (*full-bridge*), com malhas reguladoras de corrente dos barramentos CC.

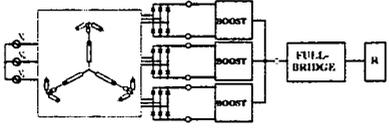
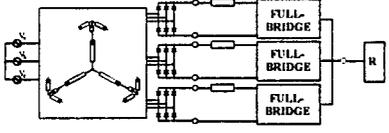
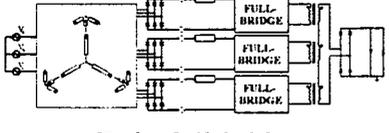
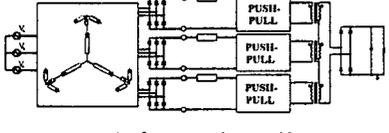
Para eliminar as malhas de regulação de corrente, esta mesma topologia *full-bridge* alimentada em corrente foi analisada, só que desta vez, com os enrolamentos secundários dos transformadores de isolamento conectados em série. Esta técnica foi estendida ao conversor *push-pull* e os mesmos resultados foram obtidos.

Por último, com a finalidade de utilizar conversores *full-bridge* alimentados em tensão e comandados pela tradicional modulação PWM com deslocamento de fase, pequenos filtros LC foram instalados nos barramentos CC.

Esta solução com saída em corrente, que reduz o volume de capacitores necessário para o filtro de saída, é escolhida para implementação do protótipo.

A tabela 7.1 mostra um resumo das principais topologias analisadas por simulação e descreve os estágios de potência e os métodos de controle de corrente.

Tabela 7.1 – Resumo das topologias analisadas.

Topologia	Descrição
 <p>Três boost e um full-bridge</p>	<p>Utiliza três conversores <i>boost</i> com as respectivas malhas reguladoras de corrente e um conversor isolado <i>full-bridge</i> adicional alimentado em tensão. A corrente eficaz no capacitor de saída é baixa.</p>
 <p>Três full-bridge</p>	<p>Utiliza três conversores <i>full-bridge</i> alimentados em corrente e com as malhas reguladoras de corrente idênticas às dos conversores <i>boost</i>. A corrente eficaz no capacitor de saída é excessiva.</p>
 <p>Três full-bridge</p>	<p>Utiliza três conversores <i>full-bridge</i> alimentados em corrente, com os secundários conectados em série e sem as malhas reguladoras de corrente. A corrente eficaz no capacitor de saída é excessiva.</p>
 <p>Três push-pull</p>	<p>Utiliza três conversores <i>push-pull</i> alimentados em corrente, com os secundários conectados em série e sem as malhas reguladoras de corrente. A corrente eficaz no capacitor de saída é excessiva.</p>
 <p>Três full-bridge</p>	<p>Utiliza três conversores <i>full-bridge</i> alimentados em tensão, com os secundários conectados em série e sem as malhas reguladoras de corrente. A corrente eficaz no capacitor de saída é baixa e utiliza filtros LC nos barramentos CC.</p>

CAPÍTULO 8

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO CONVERSOR ISOLADO

8.1 INTRODUÇÃO

Após análise das principais topologias de conversores CC-CC isolados em alta frequência apresentadas no Capítulo 7, chegou-se a inúmeras possibilidades de estruturas que, além do isolamento galvânico entre a rede e a carga, garantem o equilíbrio das correntes nas saídas dos retificadores de seis pulsos (barramentos CC). O equilíbrio das correntes pode ser alcançado através do monitoramento das correntes que circulam através dos barramentos de entrada dos conversores CC-CC (em malha fechada) ou pela conexão série dos enrolamentos secundários dos transformadores de isolamento (sem a necessidade de malhas de corrente).

As topologias que não utilizam malhas de equilíbrio de corrente aparentam-se mais atrativas devido a simplicidade do circuito de comando e, conseqüente pela maior robustez.

Neste caso, a escolha da melhor topologia ou estratégia a ser empregada, ainda fica dependente do tipo de alimentação (em corrente ou em tensão) do conversor CC-CC. Considerando a larga aplicação do conversor *full-bridge* alimentado em tensão, com comutação suave através da modulação por largura de pulsos e deslocamento de fase (PS-PWM), optou-se pelo projeto e implementação desta estratégia.

8.2 PROJETO DO CONVERSOR ISOLADO

O estágio retificador de 18 pulsos, projetado e apresentado no Capítulo 4, é o mesmo utilizado para a implementação do conversor isolado. Assim, apenas o estágio de isolamento em alta frequência, composto de três conversores *full-bridge* com respectivos filtros de entrada e de saída, são projetados.

8.2.1 Dados para o projeto completo

Potência da carga:	12kW
Sistema de alimentação:	Trifásico 220/380V

Tensão / corrente de saída: 60V / 200A

8.2.2 Resultados do projeto do estágio retificador de 18 pulsos (Capítulo 4)

Tensão média retificada: 450V

Retificadores trifásicos: SKD 30/08 A1 (Semikron)

Seção magnética do núcleo: 27 cm²

Enrolamentos primários: 330 espiras, fio 19 AWG

Enrolamentos secundários em fase com os primários: 40 espiras, fio 14 AWG

Enrolamentos secundários defasados: 114 espiras, fio 14 AWG

8.2.3 Descrição do estágio CC-CC isolado

A topologia do conversor isolado deve ser a de um conversor que represente uma fonte de corrente constante na saída de cada retificador, ou seja, os três conversores CC-CC devem absorver correntes de baixa ondulação e equilibradas entre si.

A estratégia de equilíbrio das correntes de entrada dos conversores CC-CC não utiliza sensores de corrente nem malhas de controle de corrente. O equilíbrio das correntes é alcançado pela própria topologia do circuito de potência utilizado, ou seja, através da conexão série dos enrolamentos secundários dos transformadores de alta frequência.

A topologia escolhida para o estágio isolado é a do conversor *full-bridge* alimentado em tensão e com um filtro LC de entrada. Esta topologia alimentada em tensão permite o emprego da técnica de comutação suave (PS-PWM). Assim, não há sobre-tensões através dos interruptores e a comutação sob tensão nula (ZVS) é garantida para uma larga faixa de operação [7].

O filtro LC instalado na entrada de cada conversor CC-CC é de pequeno volume e tem a função de filtrar os componentes de alta frequência de corrente (que é de duas vezes a frequência de comutação dos interruptores).

Os três conversores apresentam as seguintes características:

- Processam mesma potência (1/3 da potência total);
- São alimentados por sistemas de tensões retificadas (de 6 pulsos) de mesma amplitude, porém defasadas de 20° uma da outra;
- Drenam o mesmo valor médio de corrente.

A Fig. 8.1 mostra, de forma simplificada, a estratégia utilizada para conseguir o equilíbrio das correntes.

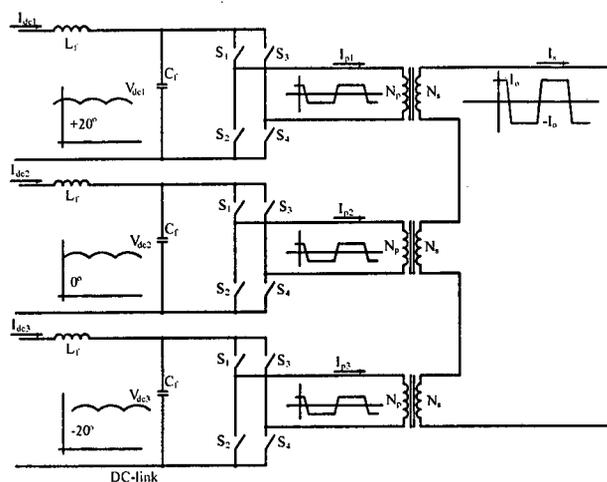


Fig. 8.1 – Estratégia utilizada para equilíbrio das correntes.

O equilíbrio de corrente pode ser alcançado através da conexão série dos enrolamentos secundários dos transformadores de alta frequência e do sincronismo de comando entre os conversores. Assim, as formas de onda das correntes dos enrolamentos secundários são idênticas e, através da relação de espiras dos transformadores, todas as correntes através dos enrolamentos primários são iguais.

Como consequência, as correntes instantâneas que circulam através dos três conversores são iguais. Devido às diferenças instantâneas de tensão de alimentação dos conversores, as potências processadas pelos conversores durante um período de chaveamento, também são diferentes. Assim, a ondulação das correntes no link DC de cada conversor é de 18 pulsos, que é resultado da composição das ondulações das três tensões retificadas (de 6 pulsos) e defasadas de 20° .

Para reduzir as perdas de condução dos diodos retificadores de saída, a topologia escolhida para a conexão do transformador de alta frequência é de ponto médio. Cada transformador tem dois enrolamentos secundários e são conectados conforme mostrado na Fig. 8.2.

O sincronismo entre os conversores é feito pelo próprio circuito de comando. Os enrolamentos dos transformadores de pulso são adequadamente conectados para distribuírem pulsos idênticos para os interruptores que ocupam a mesma posição, entre os conversores.

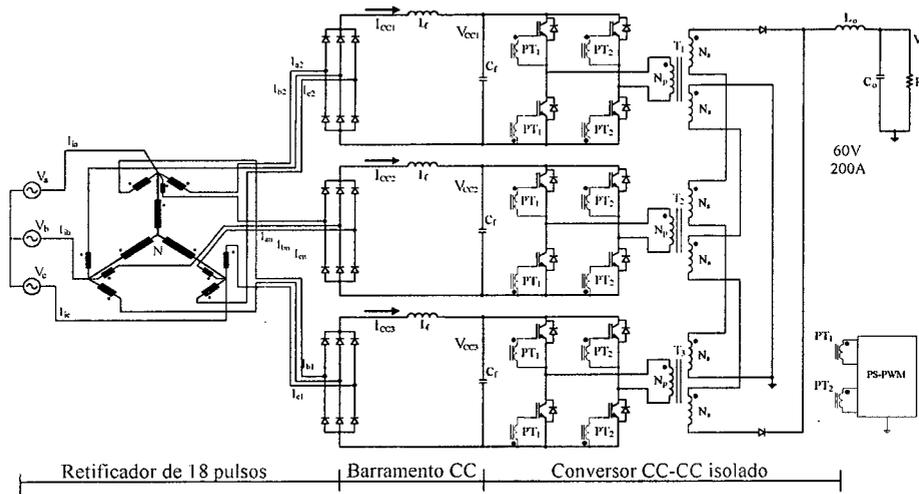


Fig. 8.2 – Conversor isolado de 18 pulsos.

Os três conversores *full-bridge* são idênticos, assim, o dimensionamento dos componentes pode ser feito para apenas um deles e estendido aos demais.

Com os enrolamentos secundários conectados em série, a tensão aplicada sobre cada um destes enrolamentos é um terço da tensão total aplicada no retificador de saída. Desse modo, a relação de espiras de cada transformador deve ser dimensionada para contemplar esta conexão, ou seja, se a tensão da carga é de 60V, cada secundário deve contribuir com 20V.

8.2.4 Transformadores de alta frequência

Os principais parâmetros para o projeto de um dos transformadores de alta frequência são definidos a seguir. Considera-se para projeto a operação independente de um conversor.

$P_{o1} = 4kW$	potência média na carga, vista por um transformador
$V_{o1} = 20V$	tensão média na carga, vista por um transformador
$V_{o1_min} = 20V$	tensão mínima na carga, vista por um transformador
$V_{o1_max} = 20V$	tensão máxima na carga, vista por um transformador
$V_{in} = 450V$	tensão média na entrada de um conversor <i>full-bridge</i>
$V_{in_max} = 500V$	tensão máxima na entrada de um conversor <i>full-bridge</i>
$V_{in_min} = 400V$	tensão mínima na entrada de um conversor <i>full-bridge</i>
$\eta = 0,92$	rendimento estimado
$D_{max} = 0,80$	razão cíclica máxima

$f_s = 30\text{kHz}$ frequência de comutação dos interruptores

Assim, a corrente média na carga pode ser calculada pela expressão (8.1) e a potência na entrada de cada conversor *full-bridge*, pela expressão (8.2).

$$I_o = \frac{P_{01}}{V_{o1_min}} = 200\text{A} \quad (8.1)$$

$$P_{in1} = \frac{P_{01}}{\eta} = 4,35\text{kW} \quad (8.2)$$

• Escolha do núcleo

Dados para projeto:

$\Delta B_{max} = 0,22\text{T}$	máxima excursão do fluxo magnético
$B_{max} = 0,11\text{T}$	máxima densidade do fluxo magnético
$J_{max} = 400\text{A/cm}^2$	máxima densidade de corrente elétrica
$K_t = 1$	fator da topologia
$K_p = 0,41$	fator de área do primário
$K_w = 0,4$	fator de utilização da janela
$V_F = 2,5\text{V}$	queda de tensão nos diodos retificadores

O produto das áreas da janela do carretel e da perna central do núcleo vale:

$$A_e A_w = \frac{P_{in1}}{K_t \cdot K_p \cdot K_w \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot 2f_s} \cdot 10^4 = 50,21\text{cm}^4 \quad (8.3)$$

Núcleo escolhido: EE-65/39 (*Thornton*)

Dados do núcleo:

$A_e = 13,3\text{ cm}^2$	área da perna central
$A_w = 4,18\text{ cm}^2$	área da janela do carretel
$A_e A_w = 55,6\text{ cm}^4$	produto das áreas
$V_e = 195,5\text{ cm}^3$	volume do núcleo
$l_e = 14,7\text{ cm}$	comprimento magnético do núcleo
$l_t = 21,33\text{ cm}$	comprimento de uma espira

• Cálculo do número de espiras do primário

$$N_p = \frac{V_{in_min}}{4 \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot 2 \cdot f_s} \cdot 10^4 = 13\text{espiras} \quad (8.4)$$

- **Cálculo do número de espiras do secundário**

$$N_s = N_p \cdot \left[\frac{0,9 \cdot (V_{in_min} - V_F) \cdot D_{max}}{V_{o_max} + V_F} \right]^{-1} = 1 \text{ espira} \quad (8.5)$$

- **Cálculo das correntes eficazes nos enrolamentos**

Primário:

$$I_{p_ef} = I_o \frac{N_s}{N_p} = 15,4A \quad (8.6)$$

Secundário:

$$I_{s_ef} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = 141,4A \quad (8.7)$$

Condutor utilizado: 23AWG

$$S_{cu} = 0,002582 \text{ cm}^2 \text{ (fio nu)}$$

$$S_{cu_isol} = 0,003221 \text{ cm}^2 \text{ (fio esmaltado)}$$

- **Cálculo do número de condutores em paralelo**

Primário:

$$n_p = \frac{I_{p_ef}}{J_{max} \cdot S_{cu}} = 16 \text{ condutores} \quad (8.8)$$

Secundário:

$$n_s = \frac{I_{s_ef}}{J_{max} \cdot S_{cu}} = 150 \text{ condutores} \quad (8.9)$$

- **Verificação da possibilidade de execução ($K_u < 0,4$)**

$$K_u = \frac{(N_p \cdot n_p + 2 \cdot N_s \cdot n_s) \cdot S_{cu_isol}}{A_w} = 0,391 \quad (8.10)$$

- **Cálculo das perdas no transformador**

Perdas no cobre:

$$\rho = 2,078 \mu\Omega \cdot \text{cm} \quad \text{resistividade do cobre a } 75^\circ\text{C}$$

$$P_{cu} = \rho \cdot \frac{l_t}{S_{cu}} \left(\frac{N_p}{n_p} \cdot I_{p_ef}^2 + \frac{2 \cdot N_s}{n_s} \cdot I_{s_ef}^2 \right) = 7,88 \text{ W} \quad (8.11)$$

Perdas no núcleo [56]:

$$K_h = 4.10^{-5} \quad \text{coeficiente de perdas por histerese (ferrite)}$$

$$K_e = 4.10^{-10} \quad \text{coeficiente de perdas por correntes parasitas}$$

$$P_{mag} = \Delta B_{max}^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_e \cdot f_s^2) \cdot V_e = 8,06 \text{ W} \quad (8.12)$$

Total:

$$P_t = P_{cu} + P_{mag} = 15,94 \text{ W} \quad (8.13)$$

- **Cálculo da elevação de temperatura (ΔT_{mag}) [56]**

Resistência térmica do núcleo:

$$R_{th} = 59,28 \cdot V_e^{-0,544} = 3,36 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (8.14)$$

$$\Delta T_{mag} = R_{th} \cdot P_t = 53,6 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (8.15)$$

A Fig. 8.3 mostra o esquema simplificado da conexão dos três transformadores utilizados.

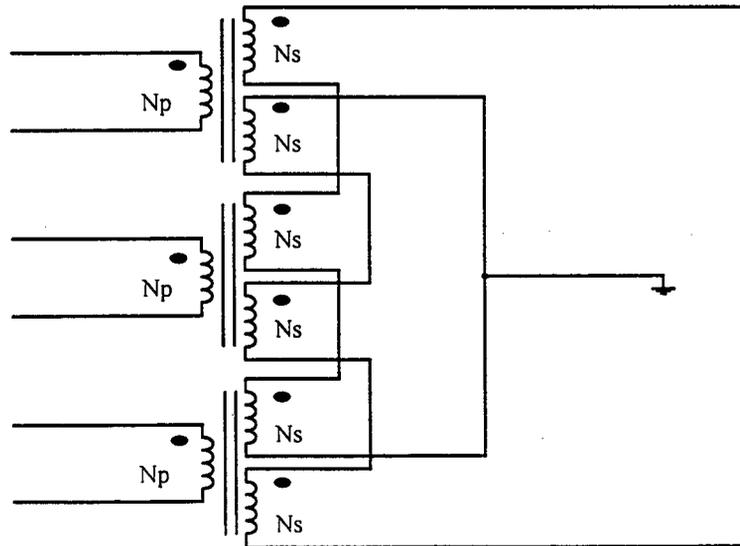


Fig. 8.3 – Conexão dos transformadores de alta frequência.

8.2.5 Indutor de saída

Os principais parâmetros para projeto do indutor de saída são:

$$P_o = 12 \text{ kW} \quad \text{Potência média na carga}$$

$V_o = 60V$	tensão média na carga
$V_{o_min} = 60V$	tensão média na carga (valor mínimo)
$V_{o_max} = 60V$	tensão média na carga (valor máximo)
$\eta = 0,92$	rendimento estimado
$N_p = 13$	número de espiras do primário
$N_s = 1$	número de espiras dos secundários
$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$	permeabilidade magnética do ar

• Cálculo da indutância (L_o)

Como os três enrolamentos secundários estão conectados em série, a tensão na entrada do retificador é três vezes o valor da tensão de um enrolamento secundário. Assim, a relação de espiras vista pela carga é dada pela expressão (8.16).

$$N_c = \frac{N_p}{3 \cdot N_s} = 4,33 \quad (8.16)$$

A razão cíclica mínima vale:

$$D_{min} = N_c \cdot \frac{V_{o_min} + V_F}{0,9 \cdot V_{in_max}} = 0,6 \quad (8.17)$$

Os valores de pico, eficaz e da ondulação de corrente no indutor podem ser calculados pelas expressões (8.18), (8.19) e (8.20):

$$\Delta I_L = 0,15 \cdot I_o = 30A \quad (8.18)$$

$$I_{Lo_pk} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} = 215A \quad (8.19)$$

$$I_{Lo_ef} = I_o = 200A \quad (8.20)$$

A indutância do indutor de saída resulta:

$$L_o = \frac{(V_{o_max} + V_F) \cdot (1 - D_{min})}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_L} = 15\mu H \quad (8.21)$$

São conectados dois indutores em série, com metade da indutância calculada.

$$L_{o1} = L_{o2} = 7,5\mu H \quad (8.22)$$

• Escolha do núcleo

$B_{max} = 0,32T$	máxima densidade do fluxo magnético
$J_{max} = 400A/cm^2$	máxima densidade de corrente elétrica

$K_w = 0,7$ fator de utilização da janela

$$A_e A_w = \frac{L_{ol} \cdot I_{Lo_ef} \cdot I_{Lo_pk}}{K_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 36 \text{ cm}^4 \quad (8.23)$$

Núcleo escolhido: EE-65/39 (idêntico aos núcleos dos transformadores)

- **Cálculo do número de espiras (N_{Lol})**

$$N_{Lol} = \frac{L_{ol} \cdot I_{Lo_pk}}{A_e \cdot B_{max}} \cdot 10^4 = 4 \text{ espiras} \quad (8.24)$$

Condutor utilizado: 20AWG

$$S_{cu} = 0,005176 \text{ cm}^2 \text{ (fio nu)}$$

$$S_{cu_isol} = 0,006244 \text{ cm}^2 \text{ (fio esmaltado)}$$

- **Cálculo do número de condutores em paralelo (n_L)**

$$n_L = \frac{I_{o_ef}}{J_{max} \cdot S_{cu}} = 100 \text{ condutores} \quad (8.25)$$

- **Verificação da possibilidade de execução ($K_u < 0,7$)**

$$K_u = \frac{(N_{Lol} \cdot n_L) \cdot S_{cu_isol}}{A_w} = 0,6 \quad (8.26)$$

- **Cálculo do entreferro (l_g)**

$$l_g = 2 \cdot \frac{N_{Lol}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{A_w} \cdot 10^{-2} = 0,22 \text{ cm} \quad (8.27)$$

- **Cálculo das perdas no indutor**

Perdas no cobre:

$$\rho = 2,078 \mu\Omega \cdot \text{cm} \quad \text{resistividade do cobre a } 75^\circ\text{C}$$

$$P_{cu} = \rho \cdot \frac{l_t}{S_{cu}} \left(\frac{N_{Lol}}{n_L} \cdot I_{o_ef} \right)^2 = 10,28 \text{ W} \quad (8.28)$$

- **Cálculo da elevação de temperatura (ΔT_{mag})**

Resistência térmica do núcleo:

$$R_{th} = 59,28 \cdot V_e^{-0,544} = 4,44 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} \quad (8.29)$$

$$\Delta T_{mag} = R_{th} \cdot P_{cu} = 45,6 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (8.30)$$

8.2.6 Conversor *full-bridge* – circuito de potência

A Fig. 8.4 ilustra o modelo aproximado dos transformadores utilizados nos conversores. As indutâncias próprias de cada enrolamento bem como as indutâncias de dispersão entre os enrolamentos foram estimadas através de medições na bancada de experimentação.

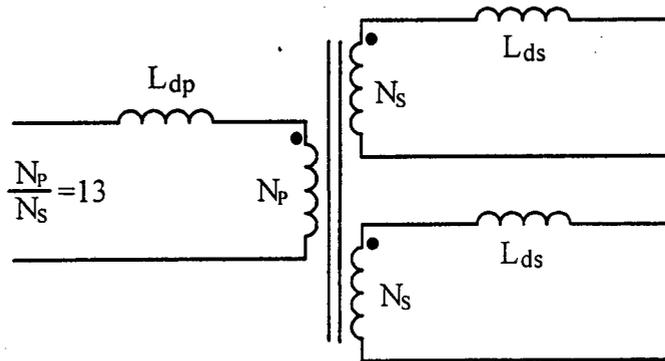


Fig. 8.4 – Indutâncias dos enrolamentos do transformador.

Os parâmetros obtidos para cada um dos três transformadores estão apresentados a seguir:

$L_p = 2,7\text{mH}$	indutância própria do primário
$L_s = 16\mu\text{H}$	indutâncias próprias dos secundários
$L_{dp} = 25\mu\text{H}$	indutância de dispersão do primário
$L_{ds} = 150\eta\text{H}$	indutâncias de dispersão dos secundários

- **Cálculo do indutor ressonante**

A perda de razão cíclica (ΔD) calculada pela expressão (8.31), que ocorre devido aos tempos de subida e de descida da corrente que circula através do primário do transformador (ou através do indutor ressonante), pode ser considerada como 10% da razão cíclica máxima de operação, sendo 5% em cada transição.

$$\Delta D = \frac{0,1 \cdot D_{max}}{2} = 0,04 \quad (8.31)$$

Através deste valor, pode-se calcular o valor da indutância ressonante, ligada em série com o enrolamento primário do transformador, necessária para realizar comutação suave dos interruptores, como mostra a expressão (8.32).

$$L_r = \frac{\Delta D \cdot V_{in_min}}{2 \cdot f_s \cdot I_o \cdot \frac{N_s}{N_p}} = 17,3 \mu H \quad (8.32)$$

Como a indutância de dispersão vista pelo primário do transformador (L_{dp}) é superior ao valor da indutância ressonante calculada, o uso de um indutor auxiliar em série com o primário fica cancelado. Assim, o valor da indutância ressonante de cada conversor passa a ser pura e simplesmente a indutância de dispersão do transformador.

$$L_r = L_{dp} = 25 \mu H \quad (8.33)$$

• Escolha dos interruptores

Os seguintes valores de tensão e de corrente são necessários para escolher os interruptores:

$$V_{S_max} = 500V \quad \text{máxima tensão sobre o interruptor}$$

$$I_{S_md} = \frac{I_o N_s}{2 N_p} = 7,7A \quad \text{corrente média através do interruptor}$$

$$I_{S_ef} = \frac{I_o N_s}{\sqrt{2} N_p} = 10,9A \quad \text{corrente eficaz através do interruptor}$$

Interruptor escolhido: módulo SK-25GH063 (*Semikron*).

Este módulo contém, num só encapsulamento, uma ponte completa com 4 IGBTs e os respectivos diodos em anti-paralelo, conforme mostra a Fig. 8.5.

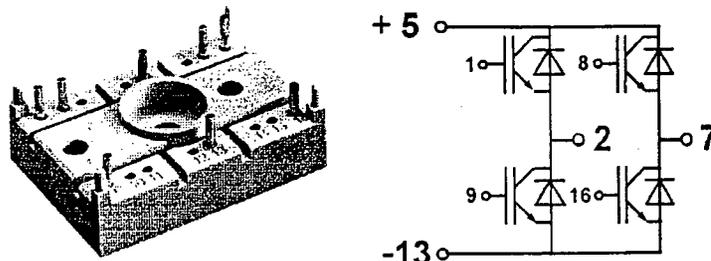


Fig. 8.5- Figura ilustrativa do módulo de IGBTs utilizado.

Os principais dados do catálogo e parâmetros adotados, usados no projeto dos conversores, são:

$V_{CE_max} = 600V$	máxima tensão sobre um IGBT
$I_{S_md} = 21A$	corrente média através de um IGBT (a 80°C)
$V_{CE_on} = 1,8V$	tensão sobre um IGBT durante a condução (a 80°C)
$R_{TH_jd} = 1,4^{\circ}C/W$	resistência térmica junção-dissipador para um IGBT
$T_j = 100^{\circ}C$	temperatura da junção
$T_j = 40^{\circ}C$	temperatura ambiente
$C_s = 1,6\eta F$	capacitância de saída de cada IGBT

As perdas por condução em cada IGBT podem ser calculadas, de forma aproximada, pela expressão (8.34).

$$P_{S_cond} = I_{S_md} \cdot V_{CE_on} = 15,4W \quad (8.34)$$

A resistência térmica máxima do dissipador que suporta um módulo é dada pela expressão (8.35)

$$R_{TH_da} = \frac{1}{4} \cdot \left[\frac{(T_j - T_a)}{P_{S_cond}} - R_{TH_jd} \right] = 0,625^{\circ}C/W \quad (8.35)$$

Dissipador escolhido: 3/4 do dissipador P14/120 (*Semikron*) com ventilação forçada, cuja resistência térmica chega a 0,45°C/W.

- **Escolha dos capacitores ressonantes (C_{r_ext})**

Seja o tempo mínimo para ressonância $\Delta t = 200\eta s$. O valor da capacitância ressonante, incluindo a capacitância intrínseca do IGBT, é calculado pela expressão (8.36).

$$C_r = \frac{\Delta t \cdot I_o \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right)}{2 \cdot V_{in_min}} = 3,8\eta F \quad (8.36)$$

Subtraindo a capacitância intrínseca do IGBT, o valor da capacitância externa (C_{r_ext}) a ser colocada em paralelo com o IGBT pode ser calculado por (8.37).

$$C_{r_ext} = C_r - C_s = 2,2\eta F \quad (8.37)$$

O capacitor escolhido resulta então num capacitor de polipropileno de 2,2 η F e 630V.

- **Escolha do capacitor de bloqueio de componente CC (C_b)**

É um capacitor conectado em série ao enrolamento primário do transformador de alta frequência e tem a função de bloquear o componente CC presente na tensão que é aplicada

sobre o enrolamento. Este componente CC ocorre devido às pequenas diferenças nos tempos de condução dos interruptores.

Adotando uma ondulação máxima de 4% da tensão do barramento CC, o valor da capacitância resulta:

$$C_b = \frac{I_o \cdot \left(\frac{N_s}{N_p} \right)}{4 \cdot f_s \cdot 0,04 \cdot V_{in_min}} = 8\mu F \quad (8.38)$$

O capacitor escolhido é uma associação paralela de três capacitores de polipropileno de 3 μ F e 100V.

• Escolha dos diodos retificadores

Os seguintes valores de tensão e de corrente são necessários para escolher os interruptores:

$$V_{D_{max}} = 2 \cdot \frac{3 \cdot N_s}{N_p} \cdot V_{in_max} = 230V \quad \text{máxima tensão sobre o diodo}$$

$$I_{D_{md}} = \frac{I_o}{2} = 100A \quad \text{corrente média através do interruptor}$$

Diodo escolhido: módulo HFA50PA60C (*International Rectifier*).

Este módulo contém, num só encapsulamento, dois diodos com os cátodos conectados juntos., conforme mostra a Fig. 8.6.

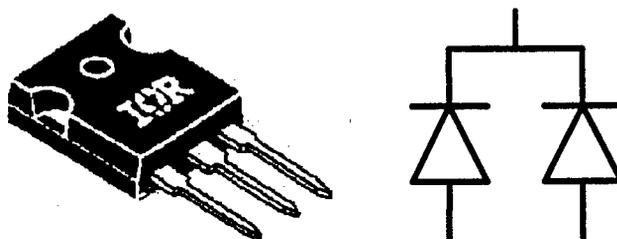


Fig. 8.6 - Figura ilustrativa do módulo de diodos utilizado.

Os principais dados do catálogo e parâmetros adotados, usados no projeto do retificador de saída, são:

$V_{D_{max}} = 600V$	máxima tensão reversa do diodo
$I_{D_{md}} = 25A$	corrente média do diodo (por perna)
$V_f = 1,5V$	tensão sobre um diodo durante a condução (a 100°C)

$R_{TH_jc} = 0,42^{\circ}\text{C}/\text{W}$	resistência térmica junção - cápsula para um módulo
$R_{TH_cd} = 0,25^{\circ}\text{C}/\text{W}$	resistência térmica cápsula-dissipador para um módulo
$C_D = 55\text{pF}$	capacitância da junção de cada diodo
$T_j = 100^{\circ}\text{C}$	temperatura da junção
$T_a = 40^{\circ}\text{C}$	temperatura ambiente

Para atender à demanda de corrente média de saída com segurança, cada diodo retificador é implementado através de três módulos (seis diodos) conectados em paralelo. Além disso, para equalizar a corrente entre os diodos conectados em paralelo, os módulos devem ser montados sobre o mesmo dissipador.

As perdas por condução em cada módulo podem ser calculadas, de forma aproximada, pela expressão (8.39).

$$P_{D_cond} = \frac{I_{D_md}}{3} \cdot V_f = 50\text{W} \quad (8.39)$$

A resistência térmica máxima do dissipador que suporta 3 módulos é dada pela expressão (8.40).

$$R_{TH_da} = \frac{1}{3} \cdot \left[\frac{(T_j - T_a)}{P_{D_cond}} - (R_{TH_jc} + R_{TH_cd}) \right] = 0,18^{\circ}\text{C}/\text{W} \quad (8.40)$$

Dissipador escolhido: P14/180 (*Semikron*) com ventilação forçada, cuja resistência térmica chega a $0,10^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

- **Escolha do circuito grampeador de tensão dos diodos retificadores**

A Fig. 8.7 mostra o circuito grampeador de tensão utilizado para proteger os diodos retificadores.

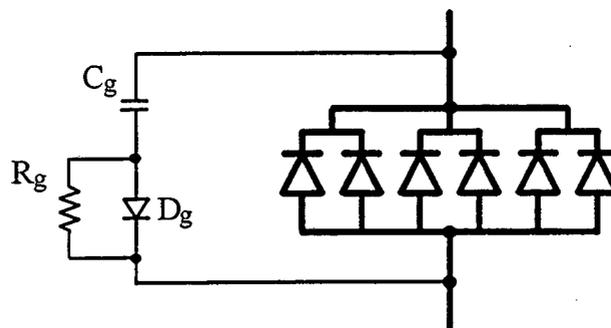


Fig. 8.7 – Circuito grampeador de tensão.

$$V_{D_max} = 230\text{V} \quad \text{máxima tensão reversa sobre um diodo.}$$

$V_g = 280V$ tensão de grampeamento desejada.

$C_{Dt} = 6 \cdot C_D = 330pF$ capacitância da junção de 6 diodos em paralelo.

Os valores da potência dissipada no circuito, da resistência e da capacitância são calculados a seguir:

$$GV = \frac{V_g - VD_{\max}}{VD_{\max}} = 0,13 \quad (8.41)$$

$$P_R = f_s \cdot C_{Dt} \cdot (VD_{\max})^2 \cdot \frac{(1+GV)^2 \cdot (1-GV)^2}{GV} = 3,88 \quad (8.42)$$

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_R} = 15k\Omega \quad (8.43)$$

$$C_g = \frac{1}{0,2 \cdot R_g \cdot f_s} = 12\eta F \quad (8.44)$$

Assim, os componentes escolhidos são:

$$R_g = 15k\Omega / 5W$$

$$C_g = 12\eta F / 400W$$

$$D_g = MUR460 (Motorola)$$

- **Cálculo do capacitor do filtro de saída (C_o)**

A ondulação da tensão de saída geralmente é definida como 1% do valor médio, então:

$$\Delta V_o = 0,01 \cdot V_o = 0,6V \quad (8.45)$$

O valor da capacitância de saída é calculado pela expressão (8.46).

$$C_o = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = 150\mu F \quad (8.46)$$

A escolha do capacitor pela restrição dada pela resistência série equivalente (RSE) pode ser feita pela expressão (8.47).

$$RSE = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = 20m\Omega \quad (8.47)$$

Neste caso, o capacitor escolhido pode ser o B41303-A9687-M (*Icotron*), de 680 μF , 100V e 180m Ω . São utilizados 8 capacitores em paralelo.

8.2.7 Conversor *full-bridge* – circuito de comando

A operação completa do conversor, com equilíbrio das correntes, dispensa a utilização de qualquer malha de controle, sejam malhas reguladoras de corrente ou da tensão de saída. Assim, o circuito de comando tem apenas a função básica de distribuir convenientemente os pulsos de comando para os interruptores.

Distribuir os pulsos convenientemente significa aplicar a técnica adotada de modulação por largura de pulsos com deslocamento de fase (PS-PWM) para os três conversores. Esta técnica garante comutação suave para os interruptores para uma ampla faixa de carga. Além disso, os pulsos de comando devem ser sincronizados entre os três conversores *full-bridge* para garantir equilíbrio das correntes nos barramentos CC de alimentação.

A Fig. 8.8 mostra o circuito de comando utilizado. Este circuito de comando é implementado através de um circuito integrado tradicional, conhecido como PS-PWM (UC-3875), que apresenta os principais ajustes externos:

- ajuste de frequência de operação através de um par RC;
- ajuste de tempo morto através de um par RC para cada saída;
- partida suave com retardo ajustado por um capacitor;
- duas saídas pulsadas com capacidades de corrente para acionar dois transformadores de pulso, usados como dispositivos de isolamento e ataque aos interruptores;
- tensão de referência regulada de 5,1V;
- amplificador operacional que pode ser usado como seguidor de tensão.

Os componentes utilizados no circuito de comando estão apresentados a seguir:

CI-1 = UC-3875	$R_{17} = 560k\Omega$	$C_4 = 4,7\mu F/25V$
D_1 a $D_{12} = 1N4936$	$R_{19} = 33k\Omega$	C_5, C_6 e $C_{13} = 10\eta F$
D_{13} a $D_{20} = 1N5819$	$P_1 = 10k\Omega$	C_8, C_{10} e $C_{11} = 100\eta F$
R_1 a $R_{12} = 27\Omega$	$C_1 = 3,3\eta F$	$C_9 = 10\mu F/25V$
R_{13} e $R_{18} = 1k\Omega$	$C_2 = 4,7\eta F$	$C_{12} = 100\mu F/25V$
R_{14} e $R_{15} = 22k\Omega$	C_3 e $C_7 = 6,8\eta F$	$C_{14} = 47\mu F/25V$
$R_{16} = 15k\Omega$		

TP_1 e TP_2 = Transformadores de pulso - núcleos EE-30/7 - 40 espiras / 28AWG.

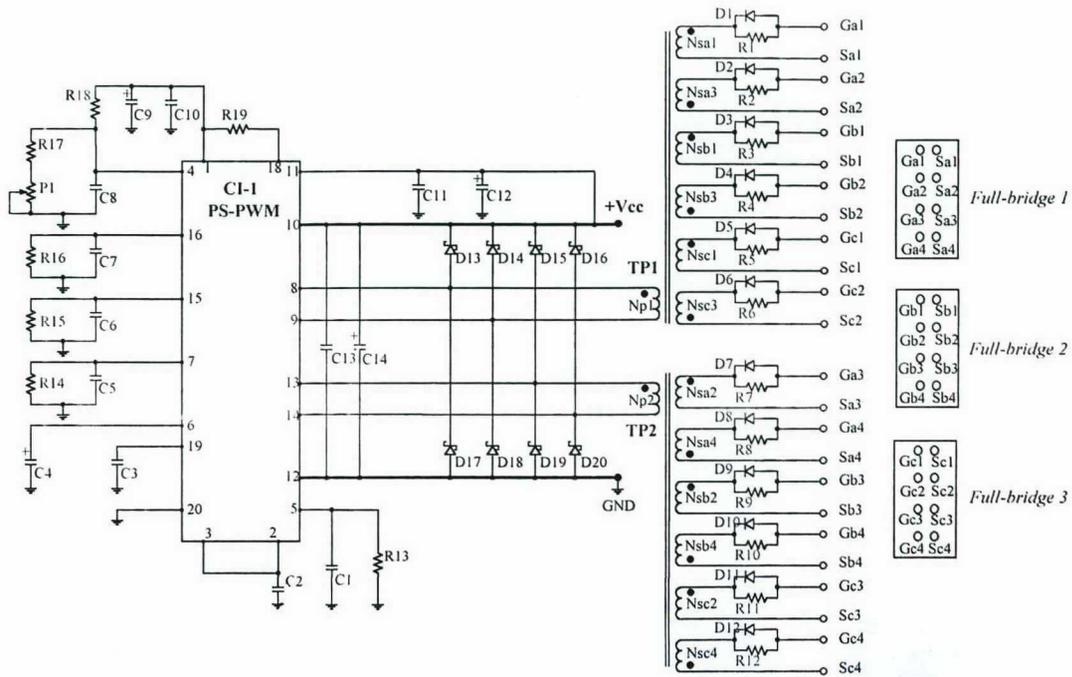


Fig. 8.8 – Circuito de comando.

Observa-se que cada transformador de pulso utilizado no circuito de comando apresenta seis enrolamentos secundários. Estes seis enrolamentos, sendo três com polaridades positivas e os outros três invertidos, geram os pulsos complementares que são enviados para um braço (S_1 e S_2 ou S_3 e S_4) de cada conversor *full-bridge*. O mesmo ocorre com o outro transformador de pulso que comanda o outro braço.

Como a origem dos pulsos é única para cada braço (enrolamento primário único), os três conversores sempre recebem pulsos idênticos e por isso operam em sincronismo.

8.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A utilização do isolamento em alta frequência proporcionou uma efetiva redução de peso e de volume final do conversor. Além da redução dos transformadores, os elementos de filtragem LC utilizados também são reduzidos.

Quanto ao *lay-out* empregado, mesmo tratando-se de um protótipo de laboratório, alguns cuidados foram tomados:

- manter a simetria entre os componentes de potência e de comando;
- tornar fácil o acesso de instrumentos para as medições e as aquisições;

- reduzir o número de componentes discretos, daí a opção de implementar os interruptores através de três módulos, em substituição aos 12 IGBTs com 12 diodos conectados em anti-paralelo. Além disso, os três retificadores trifásicos modulares substituem outros 12 diodos retificadores;
- escolher condutores e conectores compatíveis com os elevados valores de corrente presentes no conversor;
- instalar dispositivos de manobra e proteção na alimentação do conversor;
- escolher um conjunto de cargas, compatível com a potência processada durante o experimento, e com a possibilidade de variação segura desde vazio até plena carga.

A Fig. 8.9 mostra uma foto do protótipo implementado.



Fig. 8.9 – Conversor CA-CC de 12 kW implementado.

A Fig. 8.10 mostra as formas de onda da tensão num dos barramento CC e da corrente no respectivo indutor de filtragem. Observa-se uma elevada ondulação da corrente no indutor devido à NÃO conexão série dos enrolamentos secundários dos transformadores. Este ensaio foi realizado com baixa carga apenas para comprovar mais uma vez a necessidade do equilíbrio e da redução das ondulações de corrente nos barramentos CC.

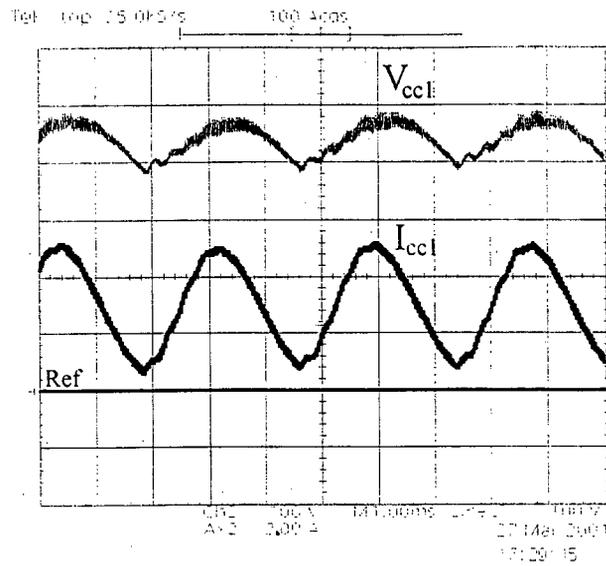


Fig. 8.10 – Tensão e corrente num barramento CC sem conexão série dos enrolamentos secundários.
Escalas: 100V/div, 2A/div e 1ms/div.

As formas de onda das correntes nos barramentos CC para operação com carga nominal estão representadas na Fig. 8.11. Observa-se a baixa ondulação destas correntes e o equilíbrio nas amplitudes que é resultado claro da conexão série dos enrolamentos secundários dos transformadores. As respectivas tensões nos barramentos CC, defasadas em 20° e que alimentam os três conversores *full-bridge*, estão mostradas na Fig. 8.12.

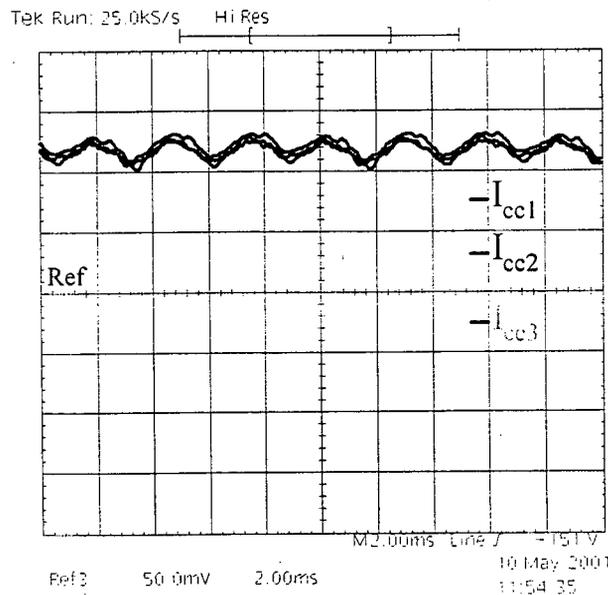


Fig. 8.11 – Correntes nos três barramentos CC com conexão série dos enrolamentos secundários.
Escalas: 10A/div e 2ms/div.

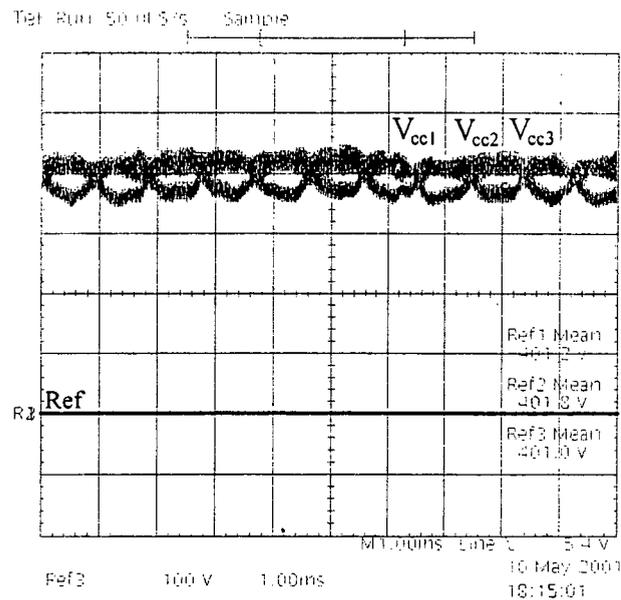


Fig. 8.12 – Tensões nos barramentos CC.
Escalas: 100V/div e 1ms/div.

O efeito da conexão série dos enrolamentos secundários também pode ser observado através das três correntes nos enrolamentos primários. A Fig. 8.13 mostra a superposição das formas de onda dessas correntes e também a forma de onda da tensão entre os braços de um conversor *full-bridge*, é a conhecida tensão entre os pontos “a” e “b” (V_{ab}).

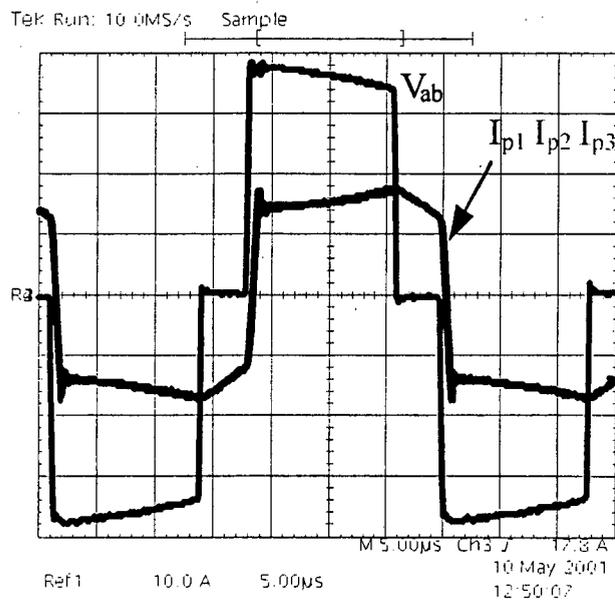


Fig. 8.13 – Correntes nos enrolamentos primários dos transformadores e tensão entre os braços de um conversor.
Escalas: 100V/div, 10A/div e 5μs/div.

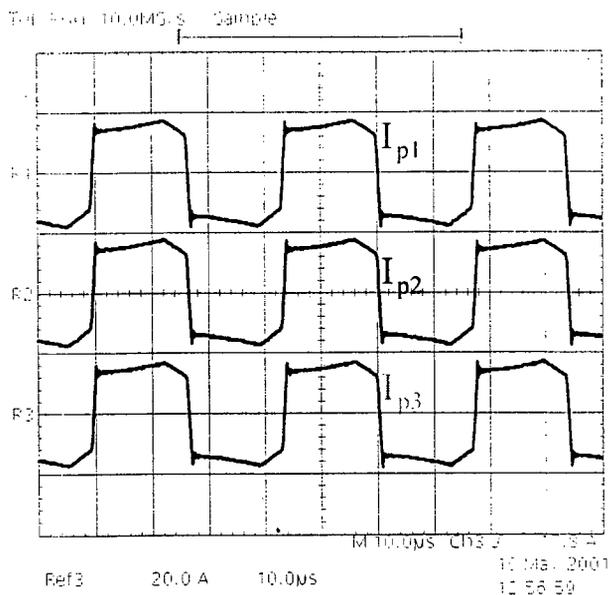


Fig. 8.14 – Detalhes das correntes nos enrolamentos primários dos transformadores
Escalas: 10A/div e 10µs/div.

Na Fig. 8.14, as referências das correntes são separadas para melhor visualizá-las. As figuras descritas mostram detalhes das formas de onda na frequência de chaveamento dos interruptores. Em baixa frequência, as formas de onda dessas correntes apresentam envoltórias semelhantes às formas de onda das correntes nos barramentos CC.

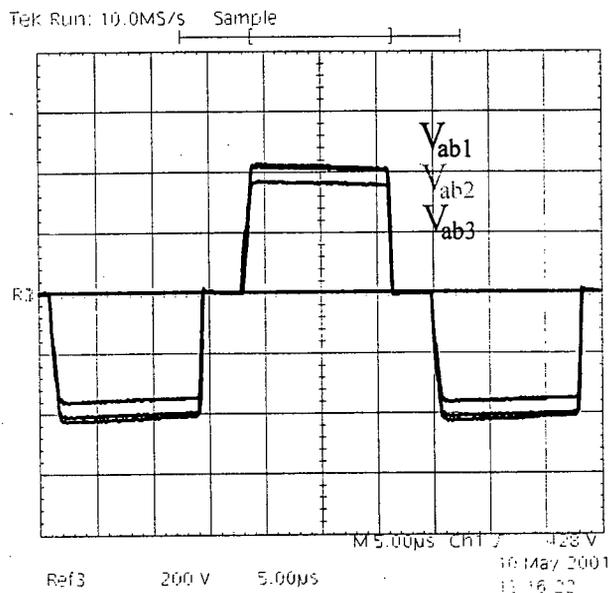


Fig. 8.15 – Tensões entre os braços dos três conversores full-bridge.
Escalas: 200V/div e 5µs/div.

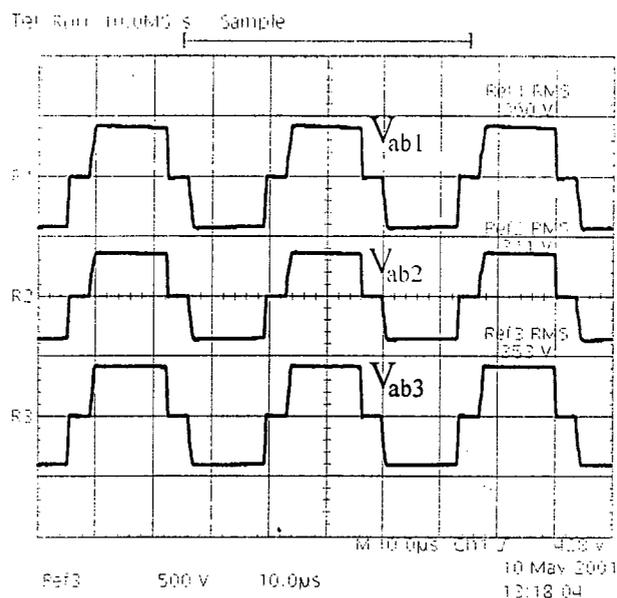


Fig. 8.16 – Detalhes das tensões entre os braços dos três conversores *full-bridge*.
Escalas: 500V/div e 5 μ s/div.

As formas de onda das tensões entre os braços dos três conversores estão mostradas na Fig. 8.15. Observa-se que os valores instantâneos das tensões são diferentes devido às diferenças instantâneas das tensões retificadas. Isso ocorre porque as tensões retificadas têm ondulações defasadas e as correntes nos barramentos são iguais. Na Fig. 8.16 são mostrados detalhes dessas tensões, cujas referências estão separadas.

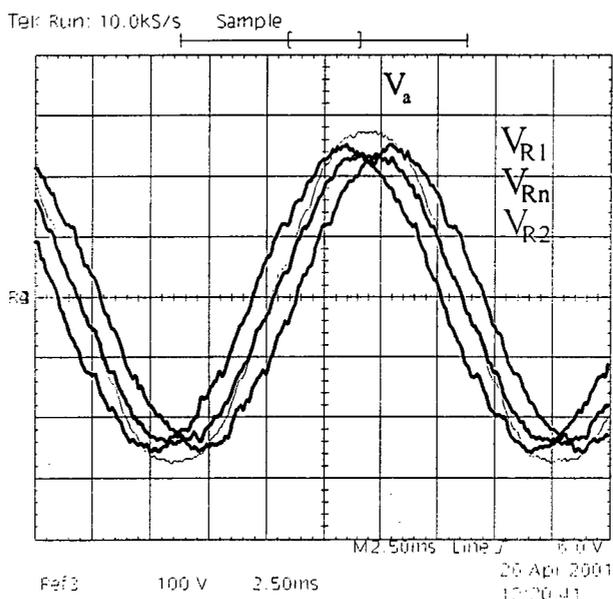


Fig. 8.17 – Sistemas de tensão defasados em 20°.
Escalas: 100V/div e 2,5ms/div.

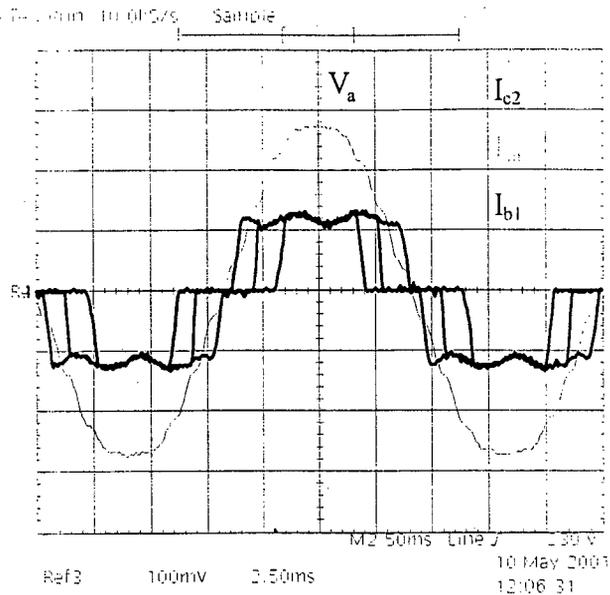


Fig. 8.18 – Correntes defasadas em 20°.
Escalas: 100V/div, 10A/div e 2,5ms/div.

Os três sistemas de tensão trifásicos, gerados nos secundários do autotransformador e que alimentam os três retificadores, possuem amplitudes de 88% da tensão de fase de alimentação e defasagem de 20° entre eles. A Fig. 8.17 mostra as formas de onda de uma tensão de cada sistema e da tensão de uma fase da rede de alimentação. As formas de onda das correntes destes enrolamentos secundários, que também estão defasados de 20° entre si porque estão em fase com as respectivas tensões, estão mostradas na Fig. 8.18.

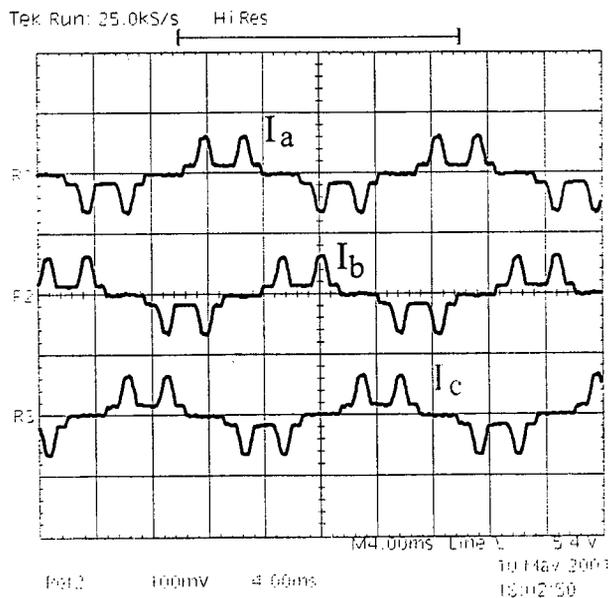


Fig. 8.19 – Correntes nos enrolamentos primários do autotransformador.
Escalas: 10A/div e 4ms/div.

As correntes que circulam através dos enrolamentos primários do autotransformador possuem reduzidos valores eficazes, daí a redução da potência processada pelo núcleo. A Fig. 8.19 mostra as formas de onda dessas correntes. Os valores eficazes medidos são de 2,8A.

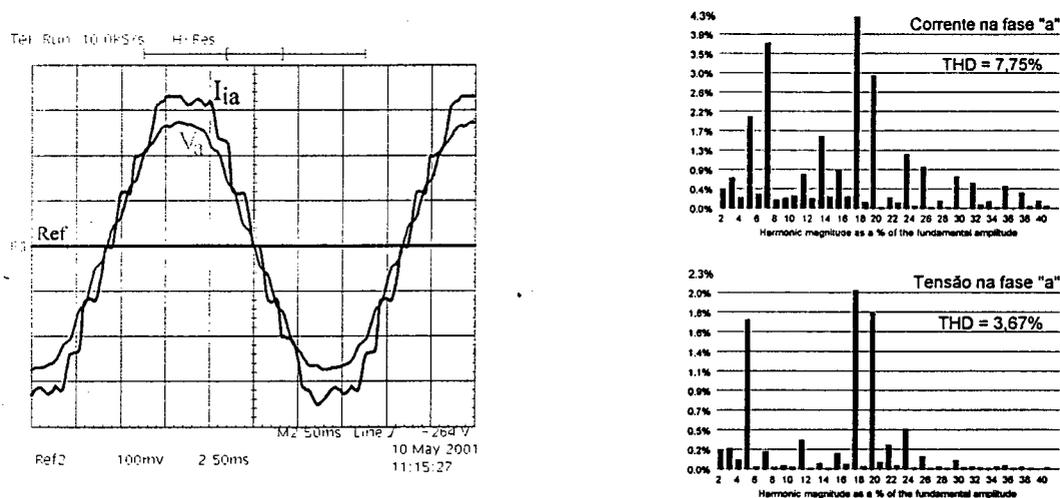


Fig. 8.20 – Formas de onda e espectros harmônicos da tensão e da corrente na fase “a”.
Escala: 100V/div, 10A/div e 2,5ms/div. FP = 0,996.

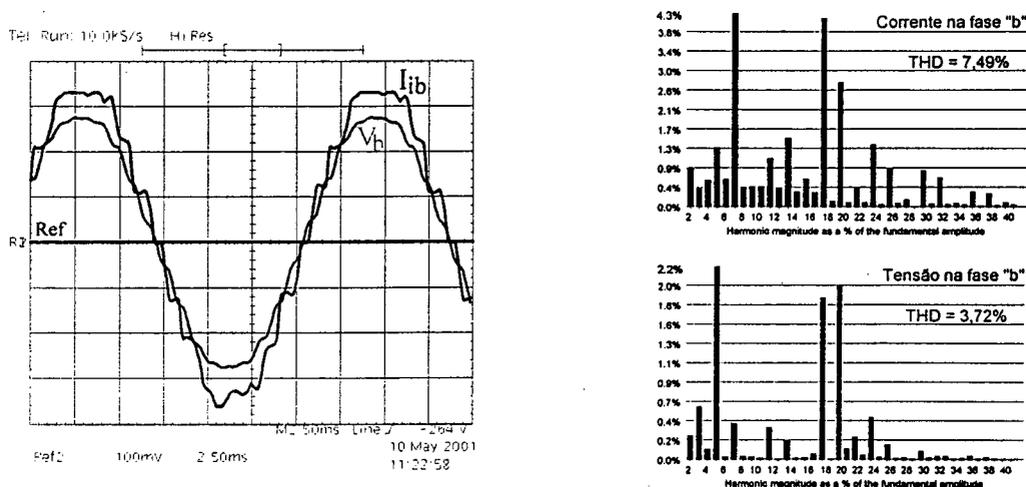


Fig. 8.21 - Formas de onda e espectros harmônicos da tensão e da corrente na fase “b”.
Escala: 100V/div, 10A/div e 2,5ms/div. FP = 0,992.

As formas de onda de tensão e de corrente em cada uma das fases de alimentação estão mostradas na Fig. 8.20 para a fase “a”, na Fig. 8.21 para a fase “b” e na Fig. 8.22 para a fase “c”. Ao lado das formas de onda, estão mostrados também os espectros harmônicos, da corrente e da tensão. Observa-se que o deslocamento de fase entre as formas de onda é praticamente nulo e que existe um baixo conteúdo harmônico, nas

freqüências inferiores ao 17º harmônico. Estes harmônicos de baixas ordens aparecem devido aos harmônicos de tensão existentes no ponto de conexão da rede e, principalmente às ondulações de baixa freqüência que ocorrem nas correntes dos barramentos CC.

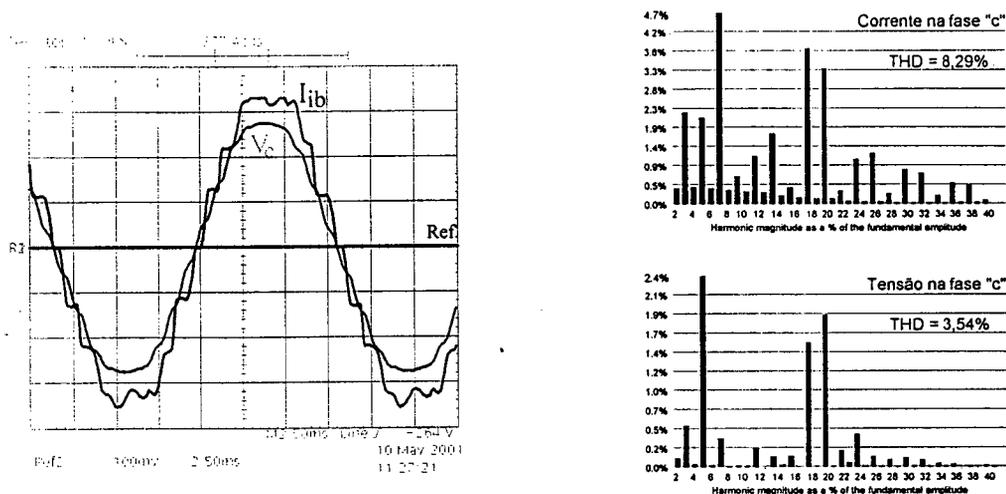


Fig. 8.22 – Formas de onda e espectros harmônicos da tensão e da corrente na fase “c”.
Escalas: 100V/div, 10A/div e 2,5ms/div. FP = 0,992.

Para verificar o equilíbrio e a simetria das correntes na fonte de alimentação, as formas de onda das três correntes estão mostradas juntas na Fig. 8.23. A Fig. 8.24 mostra as formas de onda de corrente numa das fases para 4 valores distintos de carga, desde 4kW até 12kW. Neste ensaio observa-se que o formato da corrente da rede se mantém para toda a faixa de carga.

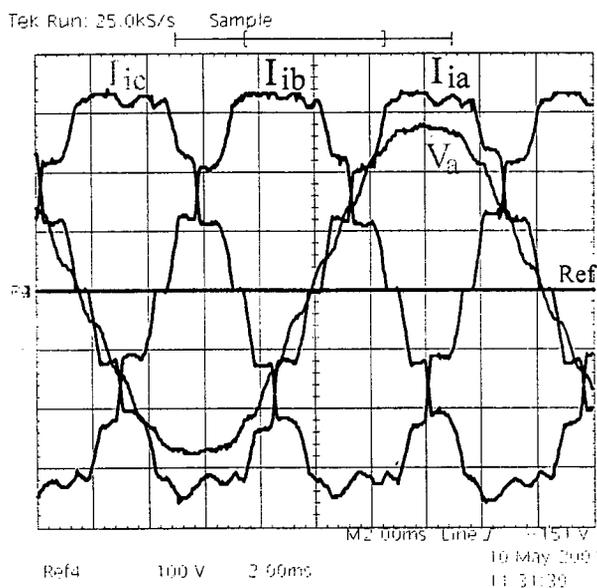


Fig. 8.23 – Correntes na rede de alimentação.
Escalas: 100V/div, 10A/div e 2ms/div.

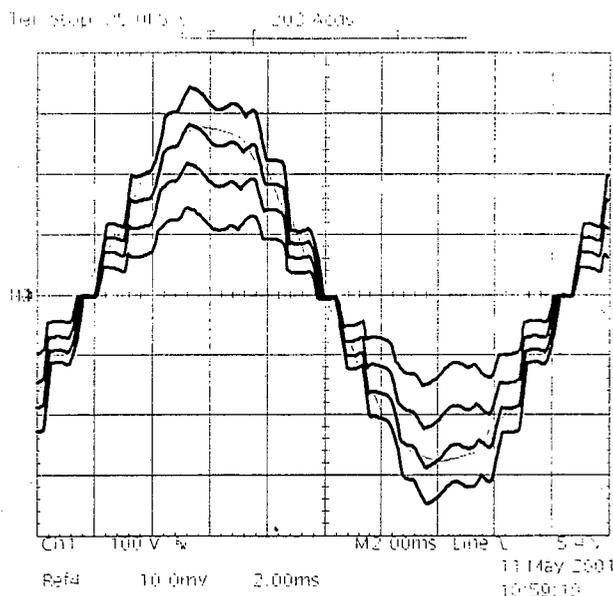


Fig. 8.24 – Correntes numa fase para variação de carga.
Escalas: 10A/div e 2ms/div.

A Fig. 8.25 mostra a curva de rendimento obtida para operação desde valores baixos de carga até carga nominal. Observa-se que o rendimento ultrapassa os 90% para uma larga faixa de carga. Com cargas baixas, além da perda de comutação suave que é característica do conversor utilizado, as ondulações de corrente contribuem para uma maior circulação de reativos no conversor, reduzindo assim o rendimento para potências inferiores a 3kW.

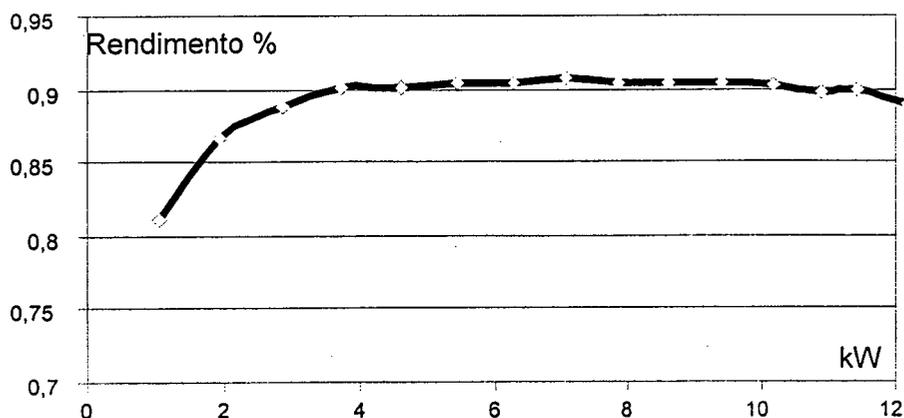


Fig. 8.25 – Curva de rendimento.

8.4 CONCLUSÕES

Após a análise de diversas topologias de conversores CC-CC isolados, realizada no capítulo anterior, a utilização de três conversores *full-bridge* alimentados em tensão mostrou-se mais adequada para o propósito deste trabalho. A estratégia da utilização de reguladores de corrente dos barramentos CC foi substituída pela conexão série dos enrolamentos secundários dos transformadores.

Este capítulo apresenta o projeto completo do estágio CC-CC isolado, que é conectado ao protótipo do estágio CA-CC de 18 pulsos apresentado no capítulo 4. Tratando-se de um conversor abaixador de tensão, a corrente do lado secundário dos transformadores é relativamente alta. Assim, a topologia escolhida para os transformadores é de duplo secundário, que reduz as perdas nos diodos retificadores de saída (ponto médio).

Para simplificar o *lay-out* do circuito de potência de alta frequência, a tecnologia dos interruptores utilizada foi modular, ou seja, os quatro IGBTs e os quatro diodos de cada conversor *full-bridge* foram implementados através de um único módulo integrado de potência. Além disso, estes módulos reduzem os elementos parasitas (L e C) oriundos da montagem através de componentes discretos. Por outro lado, torna-se impossível fazer as leituras de determinadas grandezas, como é o caso das correntes dos interruptores.

O circuito de comando tornou-se muito reduzido com a utilização da modulação PS-PWM, através de um único circuito integrado (3875) e de dois transformadores de pulso.

Os resultados experimentais mostraram que as ondulações de corrente nos barramentos CC foram reduzidas significativamente quando comparadas com a operação independente dos conversores (sem a conexão série dos secundários). Estes resultados são refletidos diretamente nas correntes da rede de alimentação que, embora com a presença de alguns componentes harmônicos de baixas ordens (5^o e 7^o), nenhum deles tem amplitude superior a 5% do componente fundamental. Estes componentes de baixas ordens aparecem devido principalmente a dois fatores: a tensão da rede de alimentação já apresenta uma certa distorção e as correntes nos barramentos CC não estão isentas de ondulações de baixa frequência, devido às diferenças construtivas e operacionais dos conversores.

CONCLUSÕES GERAIS

No início do trabalho, verificou-se a viabilidade do desenvolvimento do tema proposto através de uma ampla pesquisa bibliográfica, acompanhada de uma vivência adquirida durante o curso das disciplinas oferecidas no programa. O Capítulo 1 apresentou um breve histórico da necessidade da redução do conteúdo harmônico na corrente da rede, assim como topologias básicas de seis pulsos usuais e outras com número de pulsos múltiplos de seis.

No Capítulo 2, um estudo qualitativo procurou, de forma muito simples, apresentar as principais conexões diferenciais de autotransformadores para conversores de 12 e de 18 pulsos. Algumas destas conexões são encontradas na literatura técnica, porém, outras são originais. Uma vez identificadas as conexões, todas elas foram testadas por simulação para uma determinada situação de carga e os principais parâmetros levantados. Um resumo com as principais características de todas elas foi apresentado no final para facilitar a escolha da topologia a ser utilizada para uma certa aplicação.

Observando-se o comportamento similar entre todas as conexões diferenciais analisadas, tanto para as de 12 como para as de 18 pulsos, no Capítulo 3 buscou-se uniformizar o estudo das tensões que relacionam os enrolamentos dos autotransformadores com conexões Y-diferenciais, que é objeto deste trabalho. Através de uma expressão genérica que relaciona as tensões sobre os enrolamentos, tensões de entrada e de saída e o ângulo característico da conexão, toda a família de conversores com conexão Y-diferencial de 12 e de 18 pulsos fica então definida, quaisquer que sejam os valores das tensões da rede ou da carga.

A conexão diferencial de 18 pulsos em Y foi escolhida para estudo mais detalhado e posterior implementação do protótipo. Os ábacos e a metodologia de projeto apresentados facilitam o entendimento do método e o projeto.

O Capítulo 4 concentrou-se no estudo das correntes dos enrolamentos e da rede de alimentação. A partir da forma de onda de corrente de um dos enrolamentos secundários, a expressão da corrente foi escrita através de uma série de *Fourier* e todas as correntes dos demais secundários foram escritas através da mesma equação, apenas modificando a fase angular. Com ajuda do programa *MathCad*, as correntes dos enrolamentos primários e da

rede foram calculadas através da composição das correntes dos secundários, escritas sob a forma de um somatório de senos. O programa utilizou, nas rotinas de cálculo e nos desenhos, os primeiros mil termos do somatório.

Ainda neste capítulo, com os valores eficazes de tensão e de corrente dos enrolamentos do autotransformador, este foi projetado, implementado e ensaiado em laboratório. Os resultados obtidos concordaram com aqueles calculados e também com aqueles obtidos por simulação.

No Capítulo 5, com o protótipo do autotransformador em operação, buscou-se soluções através de conversores estáticos para acoplar a carga única aos três retificadores trifásicos do conversor de 18 pulsos, sem a necessidade dos IPTs e ao mesmo tempo, conseguir tensão de saída regulada.

A solução veio com o uso de conversores *boost* conectados em paralelo. O controle da corrente que circula através dos indutores mostrou-se indispensável. Neste caso, várias soluções foram apresentadas e testadas por simulação. A estratégia de controle por valores médios de corrente, sem o uso de multiplicadores e nem de controle *feedforward*, apresentou excelentes resultados com boa simplicidade.

O protótipo completo foi implementado e os resultados apresentados no Capítulo 6. Cada um dos três conversores foi testado separadamente com carga nominal e fonte de alimentação independente. Um circuito *snubber* foi utilizado para reduzir o excesso de corrente sobre o interruptor durante o bloqueio do diodo e reduzir as perdas de comutação do conversor. Com os três conversores *boost* operantes, cada um deles foi conectado à saída de uma das pontes retificadoras alimentadas pelo autotransformador. O protótipo foi então ensaiado e os resultados experimentais analisados. As curvas de rendimento mostraram o comportamento dos estágios de baixa e alta frequências, separadamente, e a curva do rendimento total.

Com o objetivo de prover o isolamento galvânico entre a carga e a rede de alimentação, o Capítulo 7 buscou soluções topológicas de alta frequência, compatíveis com o estágio CA-CC de baixa frequência implementado. Assim, diversas topologias de conversores CC-CC isolados foram analisadas por simulação e os resultados apresentados.

A primeira das topologias analisadas foi com duplo estágio CC-CC, seguida por topologias alimentadas em corrente com uso de reguladores de corrente do barramento CC. Uma solução mais atrativa substituiu a estratégia de regulação eletrônica das correntes nos

barramentos CC pela conexão série dos enrolamentos secundários dos transformadores de alta frequência. Por último, com a finalidade de utilizar conversores *full-bridge* alimentados em tensão e comandados pela tradicional modulação PWM com deslocamento de fase, pequenos filtros LC foram instalados nos barramentos CC. Esta solução com saída em corrente, que reduz o volume de capacitores necessário para o filtro de saída, foi a escolhida para a implementação do protótipo isolado.

O Capítulo 8 apresenta o projeto do estágio CC-CC isolado. Os interruptores de potência escolhidos foram módulos contendo quatro IGBTs, com os respectivos diodos em anti-paralelo. Além disso, o circuito de comando sincronizado usou apenas um circuito integrado e dois transformadores de pulso. Estas estratégias de definições de componentes tornaram o *lay-out* do conversor bem fácil de implementar e de testar o protótipo.

Os resultados experimentais mostraram que as ondulações de corrente nos barramentos CC foram reduzidas significativamente quando comparadas com a operação independente dos conversores (sem a conexão série dos secundários). As correntes da rede de alimentação contaram com a presença de alguns componentes harmônicos de baixas ordens (5^o e 7^o), sendo que nenhum deles tinha amplitude superior a 5% do componente fundamental.

Como proposta para continuidade do trabalho, ficam:

- implementar uma estratégia de controle da tensão de saída para minimizar a ondulação da tensão;
- implementar topologias alimentadas em corrente para o estágio de isolamento.
- estudo e obtenção de uma expressão genérica para a família de conversores com conexão Δ -diferencial de 12 e de 18 pulsos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION: IEC-61000-3-4. *Electromagnetic Compatibility (EMC) - Part 3-4: Limitation of Emission of Harmonic Currents in Low-voltage Power Supply Systems for equipment with Rated Current Greater than 16A*, 1998.
- [02] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS: IEEE-519. *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, 1992.
- [03] KELLER, R.; BAKER, G. A Unity Power Factor Off-Line Switching Power Supplies. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE - PESC'84. *Proceedings*, 1984, p. 332-339.
- [04] DIXON, L. High Power Factor Preregulators for Off-line Power Supplies. In: UNITRODE SEMINAR. Topic 6. 1988. p. 6.11-6.16.
- [05] LO CASCIO, J. J. A New High Frequency Controller for Active Power Factor Correction. In: HIGH-FREQUENCY POWER CONVERSION, HFPC'90. *Proceedings*. 1990. p. 89-101.
- [06] SEVERINSKY, A., RAJASHEKARA, K. AC to DC Power Converter with Input Current Waveform Control for Buck-boost Regulation of Output. U.S. Patent 4. 964,029. USA. 1990.
- [07] RAY, W. F.; DAVIS, R. M. WEATHERHOGG, I. D. The Three-Phase Bridge Rectifier With a Capacitive Load. In: THIRD INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND VARIABLE-SPEED DRIVES. *Proceedings*. London, 1988. p. 153-156.
- [08] MEHL, Ewald Luiz de Mattos. *Proposição, Análise, Projeto e Implementação Prática de um Novo Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência*. Florianópolis, 1996. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina.
- [09] PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D.; MANIAS, S. An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifier. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE - PESC'89. *Proceedings*. 1989. p. 58-66.
- [10] ISMAIL, H. E.; ERICKSON, R. Single-switch 3 ϕ PWM low harmonic rectifiers. *IEEE Transaction on Power Electronics*, v. 11, n. 2, p. 338-346, Mar. 1996.
- [11] CRUZ, Cícero Marques Tavares. *Retificador Trifásico a Diodos, de Baixo Custo, com Correção de Fator de Potência*. Florianópolis, 1993. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade Federal de Santa Catarina.
- [12] MEHL, E. L. M.; BARBI, I. An Improved High Power Factor and Low Cost Three-Phase Rectifier. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, IEEE - APEC'95. *Proceedings*. 1995. p. 835-841.

- [13] HOLM, S. R.; FERREIRA, J. A.; WILLCOCK, P. R. Soft Switching Technique for Lowering Conducted EMI on a Three-Phase Boost Converter. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE - PESC'98. *Proceedings*. 1998, p. 865-870.
- [14] KOLAR, J. W.; ZACH, F. C. A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, v. 44, n 4, p. 456-467, Aug. 1997.
- [15] SPIAZZI, G.; LEE, F. C. Implementation of Single-Phase Boost Power-Factor-Correction Circuits in Three-Phase Applications. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, v. 44, n. 3, p. 365-370, Jun. 1997.
- [16] GAUGER, D. et al. A Three-Phase Off-Line Switching Power Supply With Unity Power Factor and Low TIF. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC'86. *Proceedings*. 1986. p. 115-121.
- [17] ROOIJ, M. A.; FERREIRA, J. A.; Van WYK, J. D. A Three-Phase, Soft Switching, Transformer Isolated, Unity Power Factor Front-End Converter. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE - PESC'98. *Proceedings*. 1998. p. 798-804.
- [18] HELDWEIN, M. L.; SOUZA, A. F.; BARBI, I. A Simple Control Strategy Applied to Three-Phase Rectifier Units for Telecommunication Applications Using Single-Phase Rectifier Modules. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE - PESC'99. *Proceedings*. 1999. p. 795-800 .
- [19] BASCOPÉ, Grover Torrico. *Conversor Flyback-Push-Pull Alimentado em Corrente com Correção de Fator de Potência*. Florianópolis, 1996. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina.
- [20] HUI, S. Y. R. et al. Modular Development of Single-Stage 3-Phase PFC Using Single-Phase Step-Down Converters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE - PESC'98. *Proceedings*. 1998. p. 776-781.
- [21] SCHAEFER, J. *Rectifier circuits: theory and design*. Norwalk. John Wiley and sons, 1965.
- [22] PELLY, B. R. *Thyristor phase controlled converters and cycloconverters*. New York. Wiley Intersciency, 1971.
- [23] DEWAN, S. B. SLEMON, G. R. STRAUGHEN, A. *Power Semiconductor Drivers*. New York. John Wiley and sons, 1984.
- [24] BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. Florianópolis. Editora da UFSC, 1986.
- [25] PAICE, D. A. *Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power*. New York. IEEE Press, 1996.

- [26] BARBI, I. et al. *Emprego de Transformadores e Autotransformadores para a Diminuição do Conteúdo Harmônico Gerado por Conversores Estáticos de Potência.*, Florianópolis. Publicação Interna - INEP-UFSC, 1998.
- [27] NIEMANN, C. New Rectifier Circuits with Low Mains Pollution and Additional Low Cost Inverter For Energy Recovery. In: EUROPEAN POWER ELECTRONICS, EPE'89. *Proceedings*. 1989. p. 1131-1136.
- [28] BRAVO, Carlos Amable Muñoz. *Retificador Trifásico com Alto Fator de Potência Usando o Transformador de Interfase de Linha.* Florianópolis, 1997, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina.
- [29] ARAGÃO FILHO, Wilson C. P. *Fonte de Alimentação Trifásica de Alto Fator de Potência e Estágio Único, Utilizando Transformador de Interfase de Linha e Conversor CC-CC Isolado e de Alta Freqüência.* Florianópolis, 1998, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina.
- [30] CHOI, S. et al. Polyphase Transformer Arrangements with Reduced Kva Capacities for Harmonic Current Reduction Type Utility Interface. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE - PESC'95. *Proceedings*. 1995. p. 353-359.
- [31] CHOI, S. et al. A New Active Interphase Reactor for 12-Pulse Rectifiers Provides Clean Power Utility Interface. *IEEE Transaction on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1304-1311, Nov./Dec. 1996.
- [32] CHOI, S., LEE, B. S., ENJETI, P. N. New 24-Pulse Diode Rectifier Systems for Utility Interface of High-Power AC Motor Drives. *IEEE Transaction on Industry Applications*, v. 33, n. 2, p. 531-541, Mar. 1997.
- [33] KANG, M. et al. Autoconnected Electronic Transformer Based Multipulse Rectifier for Utility Interface of Power Electronic Systems. *IEEE Transaction on Industry Applications*, v. 35, n. 3, p. 646-656, May/Jun. 1999.
- [34] KANG, M. et al. Open-Delta Auto-Connected Electronic Transformer (OD-ACET) Based Multi-Pulse Rectifier Systems. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, IEEE - APEC'99. *Proceedings*. 1999. p. 353-359.
- [35] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. Nova Família de Retificadores Trifásicos a Diodos de Múltiplos Pulsos e Alto Fator de Potência: Autotransformadores com Conexão Y-Diferencial. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, CBA'00, *Anais*, Florianópolis, 2000. p.116-121.
- [36] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. Nova Família de Conversores CA-CC a Diodos com Elevado Fator de Potência: Generalização das Conexões Y-Diferenciais de 12 E de 18 Pulsos. In:

- SOBRAEP Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência*, v. 5, n 2, p. 09-16, Nov. 2000.
- [37] SEIXAS, F. J. M.; MEZARROBA, M.; BARBI, I. Conversor de 12/18 Pulsos de 10kW e Baixo Volume Utilizando Autotransformador com Conexão Y-Diferencial Fechada. In: SEMINÁRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, sep'98. *Anais*. Florianópolis. 1998, p. 38-43.
- [38] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A New 12kW Three-Phase 18-Pulse High Power Factor AC-DC Converter With Regulated Output Voltage for Rectifier Units. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC'99. *Proceedings*. Copenhagen, 1999, section 14-2
- [39] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A New 18-Pulse AC-DC Converter with Regulated DC Output and High Power Factor for Three-Phase Applications. In CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, COBEP'99. *Anais*. Foz do Iguaçu, 1999, p.582-587.
- [40] SEIXAS, F. J. M. Autotransformador Reduz Distorção Harmônica. *Boletim do Inep*, Florianópolis, ano 2, n. 6, Dez. 2000.
- [41] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. Novo Conversor CA-CC Trifásico Isolado de 12kW/200A com Baixo Volume e Alto Fator de Potência. In: CONGRESSO INTERNACIONAL DE INFRA-ESTRUTURA PARA TELECOMUNICAÇÕES, CININTEL'00, *Anais*. Florianópolis, 2000, p. 287-296.
- [42] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A New Three-Phase Low THD Power Supply with High-Frequency Isolation and 60V/200A Regulated DC Output. In. POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE-PESC'01. *Proceedings*. Vancouver, 2001, p. 1629-1634.
- [43] SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A Robust 12kW Three-Phase Rectifier using a 18-Pulse Autotransformer and Isolated DC-DC Converters. In CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, COBEP'01. *Anais*. Florianópolis, 2001, p. 686-691.
- [44] Kolar, J. W. Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains. In INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC'99. *Proceedings*. Copenhagen, 1999, section 14.1.
- [45] SEIXAS, F.J.M.; BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. Conversor CC-CC Isolado de 1500W com Saídas Simétricas de $\pm 250V$ Equilibradas: Aplicação em Sistemas de Telecomunicação. In: CONGRESSO INTERNACIONAL DE INFRA-ESTRUTURA PARA TELECOMUNICAÇÕES, CININTEL'00. *Anais*. Florianópolis, 2000, p. 311-323.

- [46] SEIXAS, F. J. M.; BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. An Isolated DC-DC Converter with +/- 220V Balanced Outputs for Telecom Systems. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC'01. *Proceedings*. Edinburgh, 2001, p. 197-204.
- [47] Andreyckak, B. Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Consideration and the UC3875 PWM Controller, Unitrode Corporation. *Application Note U-136A*, 1997.
- [48] BASCOPE, René Torrico. *Conversores CC-CC ZVS-PWM Duplo Forward com Acoplamento Magnético*. Florianópolis, 2000, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina.
- [49] DEWAN, S. B., SLEMON, G. R., STRAUGHEN, A. *Fourier Analysis*, New York. John Wiley and Sons, 1984.
- [50] MARTIGNONI, A. *Transformadores*. Porto Alegre. Editora Globo, 1971.
- [51] BARBI, I., SOUZA, A. F. *Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação*. Florianópolis. Publicação Interna - LAMEP-UFSC, 1993.
- [52] UNITRODE. *Integrated Circuits*. Application Note.
- [53] PIETKIEWICZ, A.; TOLLIK, D. Snubber Circuit and Mosfet Paralleling Considerations for High Power Boost-Based Power-Factor Correctors. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC'95. *Proceedings*. 1995. p.41-45.
- [54] BASCOPE, R. T.; PERIN, A. J. *O transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência*. Porto Alegre. Ed. Sagra Luzzato, 1997.
- [55] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *Referências Bibliográficas*, NBR 6023. Rio de Janeiro, 1989.
- [56] UNITRODE. *Power Supply Design Seminar - SEM-900*. Unitrode Corporation, 1993