

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**REDUÇÃO DE HARMÔNICOS DE CORRENTE
EM RETIFICADORES DE MÚLTIPLOS
PULSOS - GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES
DIFERENCIAIS**

Dissertação submetida à
Universidade Estadual Paulista
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

VINÍCIUS ASSAD GONÇALVES

Ilha Solteira, Abril de 2006.



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: REDUÇÃO DE HARMÔNICOS DE CORRENTE EM RETIFICADORES DE MÚLTIPLOS PULSOS - GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES DIFERENCIAIS.

AUTOR: VINICIUS ASSAD GONÇALVES

ORIENTADOR: Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de MESTRE em ENGENHARIA ELÉTRICA pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. LUIZ CARLOS DE FREITAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

Data da realização: 02 de maio de 2006.

Presidente da Comissão Examinadora
Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

Resumo da Dissertação apresentada à UNESP-FEIS como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

REDUÇÃO DE HARMÔNICOS DE CORRENTE EM RETIFICADORES DE MÚLTIPLOS PULSOS - GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES DIFERENCIAIS

Vinícius Assad Gonçalves

Abril/2006

Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas.

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

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

Número de Páginas:182.

RESUMO: Este trabalho apresenta o estudo comparativo de diversas topologias de conversores CA-CC trifásicos de múltiplos pulsos, baseados nas conexões especiais de transformadores, principalmente nas conexões diferenciais de autotransformadores. Esta técnica de retificação trifásica apresenta as vantagens do baixo conteúdo harmônico de corrente na rede e da reduzida potência aparente processada pelo núcleo dos autotransformadores. As conexões Y-diferenciais e Delta-diferenciais de 12 e de 18 pulsos são generalizadas através de expressões algébricas únicas que descreve toda a família dos conversores desta natureza, para quaisquer valores de tensão de entrada e de saída. Dentre estes conversores, a topologia Delta-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 dois protótipos, um de 1 kW e outro de 6 kW. As saídas das estruturas retificadoras são ligadas em paralelo com o uso de transformadores de interfase que absorvem as diferenças instantâneas de tensão entre as saídas dos retificadores, possibilitando assim a operação do conversor com carga única. Desta forma, a proposta principal deste trabalho é gerar múltiplos pulsos de tensão na carga e, como consequência, obter conversores que apresentem múltiplos pulsos na forma de onda da corrente na rede de alimentação. Os resultados experimentais dos protótipos implementados são então comparados com a análise matemática desenvolvida e com os resultados de simulação.

Abstract of Dissertation presented to UNESP-FEIS as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

REDUCTION OF HARMONIC CURRENT IN MULTIPULSE RECTIFIERS - GENERALIZATION OF THE DIFFERENTIAL CONNECTIONS

Vinícius Assad Gonçalves

April / 2006

Advisor: Falcondes José Mendes de Seixas.

Area of Concentration: Energy Systems (Power Electronics).

Keywords: autotransformer, differential connection, power factor, harmonic distortion, three-phase rectifier, power quality, AC-DC converter.

Number of Pages: 182.

ABSTRACT: This work presents a comparative study of several multiple pulse AC-DC three-phase converter topologies, based on the special connections of transformers and differential connections of autotransformers. This three-phase technique presents the advantages of low harmonic current in the mains and the reduced power rated to the magnetic system of the autotransformer. The 12 and 18-pulse differential Y-connections and differential delta-connections 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 delta-connected topology is chosen for a detailed study on the line current harmonic distortion, and two prototypes are designed and experimented on, one with 1 kW and another one with 6 kW. The outputs of the rectifiers structures are connected in parallel with the use of the interphase transformers, reducing this way, the current efforts in each rectifier and making possible the connection from DC outputs of the three rectifiers. In this way, the proposal aim of this work is to generate a multipulse voltage on the load, so that, it has as important result, the multipulse current, with reduced harmonics, in the mains. The experimental results of the prototypes are compared to the simulated circuits and the analytical results.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO	1
1.1 Histórico	1
1.2 Redução de harmônicos de corrente.....	3
1.3 Conversores de múltiplos pulsos isolados	7
1.4 Conversores de múltiplos pulsos não-isolados	10
1.5 Conversor não isolado de reduzido kVA	11
1.6 Utilização das conexões diferenciais	13

CAPÍTULO 2

ESTUDO DAS CONEXÕES ZIGUEZAGUE E POLÍGONO.....	15
2.1 Conexão ziguezague.....	15
2.2 Conexão Polígono	30
2.3 Ligações das saídas dos retificadores.....	43
2.4 Conclusões.....	52

CAPÍTULO 3

CONEXÕES DIFERENCIAIS.....	55
3.1 Introdução.....	55
3.2 Autotransformadores.....	57
3.3 Delta diferencial de 12 pulsos - conexão plana.....	64
3.4 Delta diferencial de 12 pulsos – conexão fechada	70
3.5 Delta diferencial de 12 pulsos - conexão aberta	72
3.6 Estrela diferencial de 12 pulsos - conexão aberta.....	74
3.7 Estrela diferencial de 12 pulsos - conexão fechada	79
3.8 Estrela diferencial de 18 pulsos – conexão aberta	81
3.9 Delta diferencial de 18 pulsos	87
3.10 Conclusões.....	94

CAPÍTULO 4

GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES DIFERENCIAIS	96
4.1 Introdução.....	96
4.2 Generalização das conexões y-diferenciais de 12 e 18 pulsos	97
4.3 Generalização das conexões Delta-diferenciais de 12 e 18 pulsos	109
4.4 Unificação das Generalizações Y e Delta – Diferenciais.....	122
4.5 Exemplo de projeto e simulação	127
4.6 Conclusões.....	131

CAPÍTULO 5

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO DE 18 PULSOS COM AUTOTRANSFORMADOR E CONEXÃO DELTA-DIFERENCIAL.....	132
5.1 Introdução.....	132
5.2 Sistemas de tensões geradas	133
5.3 Análise matemática das correntes dos secundários.....	137
5.4 Análise matemática das correntes do primário (I_{ab} , I_{bc} e I_{ca}).....	142
5.5 Análise das correntes da rede (I_a , I_b e I_c).....	144
5.6 Simulações.....	148
5.7 Dimensionamento do autotransformador.....	150
5.8 Projeto do autotransformador.....	152
5.9 Cálculo dos indutores de interfase	156
5.10 Resultados experimentais	157
5.11 Conclusões.....	167

CONCLUSÕES GERAIS.....	169
-------------------------------	------------

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	173
---	------------

1 CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 HISTÓRICO

Quando o uso de conversores estáticos ainda não era muito difundido, a maioria das cargas conectadas ao sistema elétrico era de características lineares, apesar de já existirem elementos de interrupção e controle não lineares. A predominância de elementos de natureza indutiva no sistema elétrico como motores, transformadores e reatores faziam com que a corrente resultante, na maioria dos casos, fosse atrasada em relação à tensão. O conceito de fator de potência era resumido ao fator de deslocamento, e uma correção deste se dava pela simples instalação de bancos de capacitores em paralelo com as cargas, levando o fator de deslocamento próximo à unidade.

Atualmente com a grande utilização dos conversores estáticos, nas mais diversas aplicações, causando a injeção de elevado conteúdo harmônico de corrente no sistema elétrico e, com isso, o fator de potência, que era avaliado apenas pelo deslocamento da corrente em função da tensão, passou a ser reduzido também pela distorção da forma de onda da corrente, introduzindo o conceito de fator de distorção harmônica. 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 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.

A grande injeção de conteúdo harmônico sobre a rede elétrica preocupa o setor de energia elétrica, e a situação passa a ser mais preocupante com a larga utilização de fontes de alimentação chaveadas em sistemas industriais, comerciais e também nas residências. Atualmente, até as simples lâmpadas incandescentes vêm sendo substituídas por lâmpadas fluorescentes compactas com reator eletrônico sem dispositivos pré-controladores de fator de potência, e a tendência para os próximos anos é de que a quase totalidade da energia fornecida pelas concessionárias seja processada eletronicamente.

Para as empresas que gerenciam o setor de energia elétrica, um elevado valor da Taxa de Distorção Harmônica (THD - *Total Harmonic Distortion*) é sinônimo de prejuízos, o que torna a redução da THD de corrente uma necessidade crescente. 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 europeia 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.

Os principais padrões, atualmente, são o europeu IEC-61000-3-2 e IEC-61000-3-4 e o americano IEEE-519 [01, 02].

No Brasil, a Associação Brasileira de Normas Técnicas – ABNT é o organismo responsável pela elaboração de normas em geral (Norma Brasileira – NBR) [03]. A fim de compatibilizar muitas das normas existentes internacionalmente, a ABNT é associada ao IEC. Existem também documentos emitidos pelo Grupo Coordenador para Operação Interligada – GCOI e pelo Grupo

Coordenador do Planejamento dos Sistemas Elétricos – GCPS que contém recomendações sobre procedimento e limites de distorção harmônica, desequilíbrio de tensão e cintilação, principalmente sobre estudos desenvolvidos no setor industrial para consumidores com cargas especiais.

1.2 REDUÇÃO DE HARMÔNICOS DE CORRENTE

Nos sistemas monofásicos como nos sistemas trifásicos, duas técnicas de redução do nível de harmônicos na corrente da rede são largamente exploradas:

- Correção passiva
- Correção ativa
- Correção Híbrida

A correção passiva para a redução de harmônicos, provocados pelos retificadores em ponte completa e dobradores de tensão, nos sistemas monofásicos, é feita com a instalação de filtros de indutores, indutores - capacitores ou indutores – capacitores - diodos. Uma forma de se fazer a correção ativa é através das topologias básicas boost [04, 05] e buck-boost [06, 07].

Nos sistemas trifásicos, além das correções utilizadas nos sistemas monofásicos, novas técnicas de correção, que aproveitam as defasagens de 120° entre as fases, estão sendo largamente exploradas.

O circuito retificador trifásico básico com seis diodos (ponte de *Graetz*) e filtro capacitivo de saída [08], mostrado na Fig. 1.1, apresenta taxa de distorção harmônica que chega a 150%, resultando em um fator de potência de apenas 0,55.

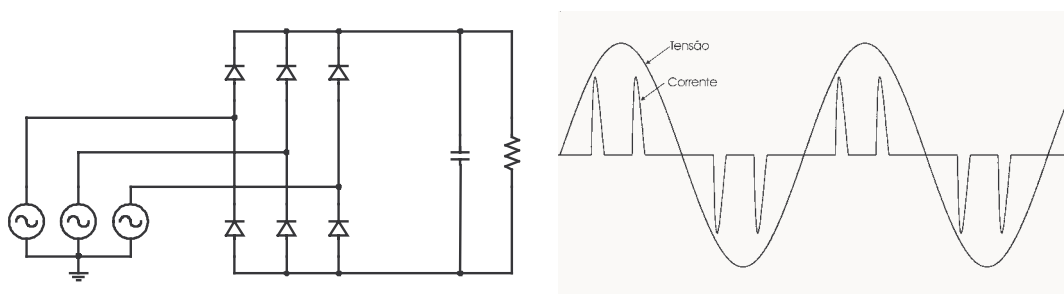


Fig. 1.1 - Retificador trifásico em ponte de Graetz.

Um exemplo de uma solução passiva, que é usada também nos circuitos monofásicos, consiste na introdução de indutores em série com as linhas de alimentação do circuito [09], como mostra a Fig. 1.2, para reduzir a distorção harmônica da corrente de linha. A inserção dos indutores causa um aumento significativo do fator de potência e pode limitar a corrente no caso de eventuais curtos-circuitos.

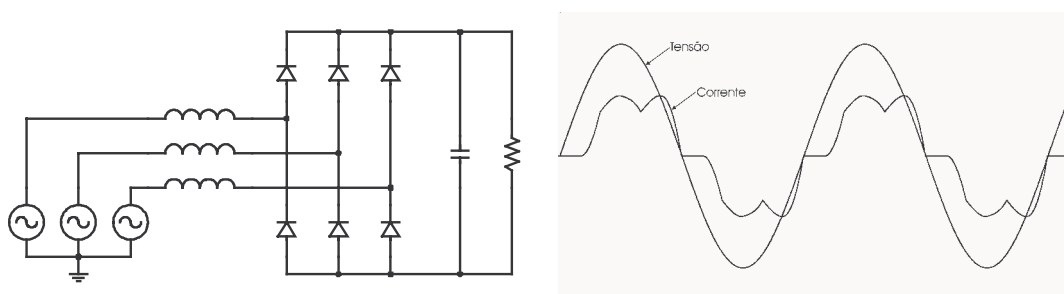


Fig. 1.2 - Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CA.

O circuito da Fig. 1.2 apresenta um índice de THD 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. Desta forma, a inserção dos indutores, como técnica de correção passiva, provocou um aumento de 61 % do fator de potência e uma redução de 87 % da taxa de distorção Harmônica. Entretanto, nem sempre os limites de THD serão atendidos, assim como os limites para os harmônicos individuais.

O indutor também pode ser utilizado na saída do retificador [09], como mostra a Fig. 1.3, porém, este indutor de filtragem tem que ser bastante volumoso, para que suporte a máxima corrente de carga, sem que haja a saturação do núcleo. Para este caso, a THD é no mínimo de 30%,

mas 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. Observa-se ainda que os limites para as harmônicas individuais possam não ser atendidos, apesar do benefício obtido.

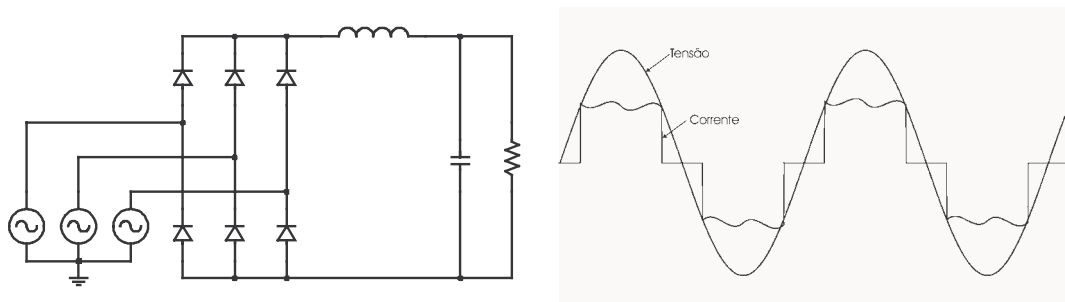


Fig. 1.3 - Retificador trifásico com filtro indutivo no lado CC.

Um exemplo de correção ativa de fator de potência para retificadores trifásicos é a utilização de um conversor do tipo boost, que opera no modo de condução descontínua, onde 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 que utiliza apenas um interruptor [10], como está representada na Fig. 1.4.

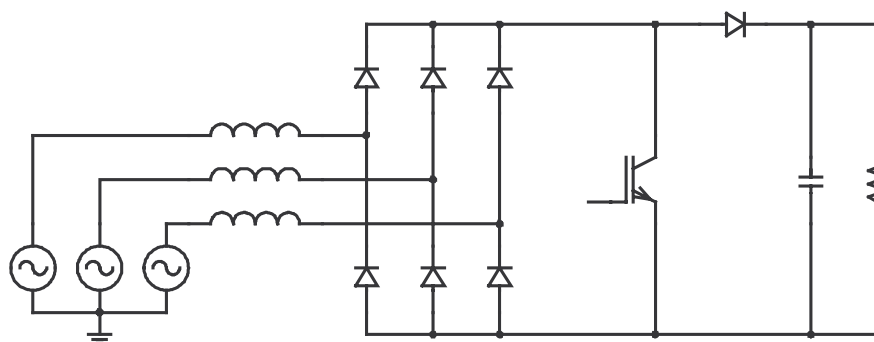


Fig. 1.4 Retificador trifásico com conversor boost acoplado.

O uso desta técnica conduz à obtenção de um fator de potência próximo da unidade, devido ao deslocamento nulo entre os componentes fundamentais de tensão e de corrente; porém, geram componentes harmônicos de alta frequência e também componentes de 5ª ordem na corrente que reduzem o fator de potência. Contudo, pode-se atender plenamente as normas IEC quanto aos conteúdos harmônicos, caso a operação seja no modo de condução contínua.

A topologia do conversor boost apresentada na figura 1.4 opera no modo de condução descontinuo. Para o modo de condução contínuo, há a necessidade da inserção de um indutor entre a ponte retificadora e a chave ativa do conversor boost.

Apesar do bom resultado, visto pela rede de alimentação, muitos pontos negativos, derivados dos elevados picos de corrente 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 do conversor em outros modos de condução, como em condução contínua e no modo de condução crítica, e também abre a possibilidade do uso de outras topologias de conversores CC-CC, inclusive possibilitando o isolamento de alta frequência entre a carga e a rede de alimentação [11]. 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 [12] ou ao ponto médio dos capacitores de saída [13], que resultam em conversores robustos e de baixo custo, seja através de técnicas de comutação suave e com isolamento da carga [14], através de conversores de três níveis [15] ou através do uso conjunto das técnicas passiva e ativa fazendo uma correção híbrida.

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 [16]. 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 [17-19], ou simplesmente utilizar três conversores isolados que já realizam a correção do fator de potência [20, 21].

1.3 CONVERSORES DE MÚLTIPLOS PULSOS ISOLADOS

A aplicação de conversores de múltiplos pulsos surge como mais uma técnica de correção de fator de potência aplicada aos conversores CA-CC trifásicos. Esta técnica utiliza as características próprias de cada topologia em benefício da qualidade da corrente da rede, elevando o fator de potência; são técnicas estritamente passivas ou híbridas (ativas mais passivas) com uso de conversores estáticos que têm se destacado cada vez mais na recente literatura.

Como é conhecido da literatura técnica [22-26], o espectro harmônico da corrente da rede de alimentação de retificadores trifásicos a diodos com filtro indutivo na saída é formado pela componente fundamental da corrente e pelas componentes harmônicas de ordens $k.n \pm 1$ ($p/k=1,2,3...$) onde n é o número de pulsos. Considerando a carga como uma fonte de corrente constante, observa-se que nos conversores de seis pulsos, todos os harmônicos pares de corrente e os múltiplos de três são eliminados naturalmente, devido à simetria da forma de onda. Desta forma, esta técnica utiliza conversores de seis pulsos ou associações destes para gerar conversores de múltiplos pulsos (12, 18 ou mais pulsos) para eliminar as componentes harmônicas de ordem inferiores e pares, que são as mais prejudiciais aos sistemas elétricos.

Conversores de múltiplos pulsos podem ser gerados a partir do agrupamento de conjuntos de conversores de seis pulsos defasados entre si. A defasagem dos conjuntos deve ser de 60° / número de conjuntos, sendo que o número de pulsos destes conversores é dado por seis vezes o número de conjuntos.

1.3.1 Conversor de seis pulsos

O conversor de seis pulsos pode ser obtido pela conexão direta do retificador à rede trifásica de alimentação, porém este tipo de conexão não isola o conversor da rede. Para isolar o conversor, geralmente é empregado um transformador com conexão Δ/Y , como mostra a Fig. 1.5. Esta isolação também pode ser feita a partir das conexões Δ/Z ($\Delta/Ziguezague$) e Δ/P ($\Delta/Polígono$).

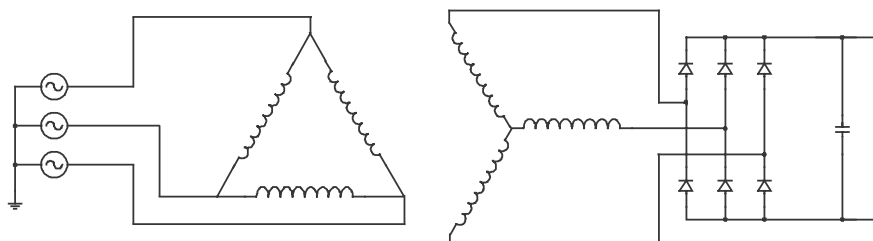


Fig. 1.5 - Conversor de 6 pulsos isolado por transformador Δ/Y .

1.3.2 Conversor de 12 pulsos

Os conversores de 12 pulsos apresentam apenas os harmônicos de ordens $k.12 \pm 1$ na corrente da rede, elevando o fator de potência ainda mais se comparado ao de seis pulsos. Obtemos um conversor de 12 pulsos a partir de dois conjuntos de seis 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 raiz de três 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.

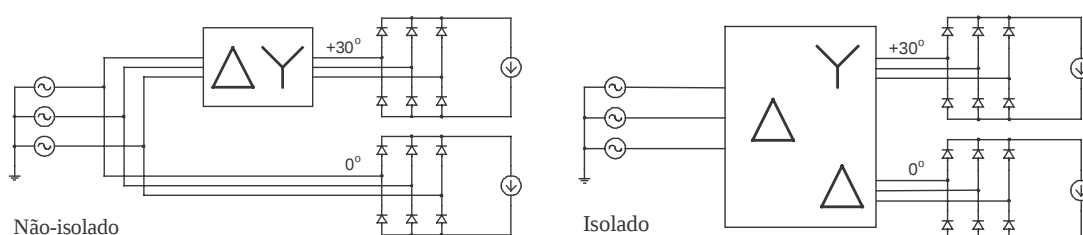


Fig. 1.6 - Conversores de 12 pulsos Δ/Y e $\Delta/\Delta-Y$.

Outros conversores de 12 pulsos isolados podem também ser obtidos através das conexões $\Delta/Z-Z$ ou $\Delta/P-P$ (P = Polígono) [26, 27]. 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.

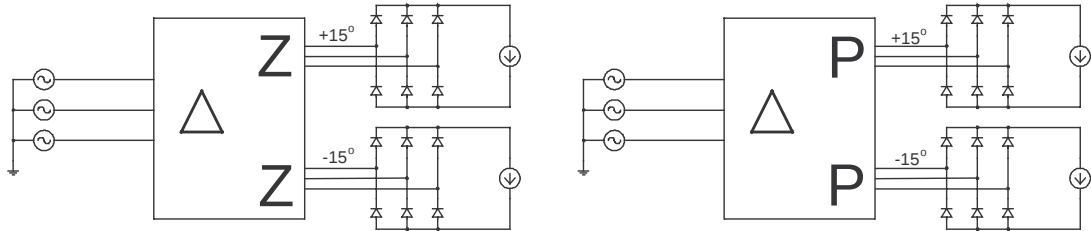


Fig. 1.7 - Conversores de 12 pulsos $\Delta/Z-Z$ e $\Delta/P-P$.

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 seis pulsos, análogos 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.

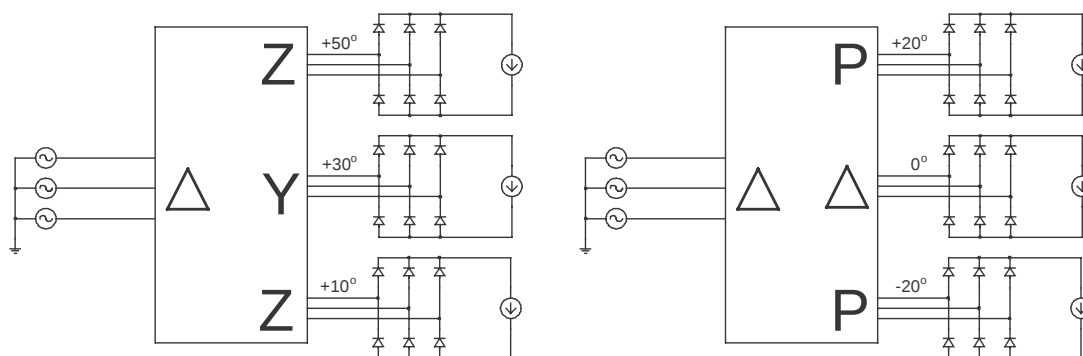


Fig. 1.8 - Conversores de 18 pulsos Δ/Z -Y-Z e Δ/P - Δ -P.

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. Para estes conversores a tensão retificada não é regulada, porém, este fato não é de significativa importância não se caracterizando como um problema.

Através do uso das conexões ziguezague e polígono é possível agrupar os conjuntos de conversores de seis pulsos das mais diversas formas. O conversor de 18 pulsos é gerado pelo agrupamento de três conversores de seis pulsos e se duas das conexões do secundário forem ziguezague e/ou polígono, pode-se gerar um conversor de 18 pulsos com todas combinações possíveis de conexões (Δ/Z -Y-Z, Δ/Z - Δ -Z, Δ/Z -P-Z, Δ/P -Y-Z, etc.) porém, neste estudo, serão analisadas apenas as conexões mais usuais para os conversores de 6, 12 e 18 pulsos.

1.4 CONVERSORES DE MÚLTIPLOS PULSOS NÃO-ISOLADOS

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 vantagens similares às apresentadas. Estas topologias, na maioria dos casos, utilizam autotransformadores com conexões diferenciais.

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 conectado ao enrolamento primário do autotransformador em Y ou Δ .

Por tratar-se de um autotransformador, é conhecido da literatura técnica que nem toda a potência entregue à carga é processada pelo núcleo do autotransformador [28]. Em outras palavras pode-se dizer que uma grande 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, para certas conexões, pode reduzir a potência aparente do sistema magnético em até 80% com relação ao sistema convencional isolado. O grande benefício imediato é a redução drástica do peso e do volume do conversor. Por outro lado, da mesma forma que nos sistemas com transformadores isolados, a conexão paralela das saídas dos retificadores faz-se através de indutores volumosos. Estes indutores podem ser reduzidos com a utilização de conversores CC-CC de alta frequência nas saídas dos retificadores, os quais regulam também a tensão sobre a carga.

1.5 CONVERSOR NÃO ISOLADO DE REDUZIDO KVA

Um destes conversores não isolados de baixo peso e volume é o conversor CA-CC utilizando o transformador LIT (*Line-side Interphase Transformer*), com topologia para operar em 12 ou em 18 pulsos.

O transformador LIT é constituído de três núcleos monofásicos com três enrolamentos cada, totalizando nove enrolamentos, adequadamente interligados para dividir a corrente de cada fase em duas componentes deslocadas, uma adiantada e a outra atrasada de um ângulo desejado, em relação

à corrente da fase. Este deslocamento é definido pelas relações de espiras entre os enrolamentos do transformador LIT, pertencentes a um mesmo núcleo monofásico. Desta forma é possível obter dois sistemas trifásicos defasados a partir de um.

Para que a corrente de entrada apresente uma envoltória senoidal, o transformador LIT possui indutores de filtro na entrada do transformador. A colocação destes indutores reduz a taxa de distorção harmônica total. Porém se for utilizado um valor muito elevado para estes indutores, haverá um atraso da corrente em relação à tensão, o que representa um aumento no ângulo de deslocamento, desta forma reduzindo o fator de potência. Entretanto, o emprego de capacitores do lado CA do retificador pode solucionar este problema.

A figura 1.9 mostra o esquema de ligação dos enrolamentos do LIT de 12 pulsos.

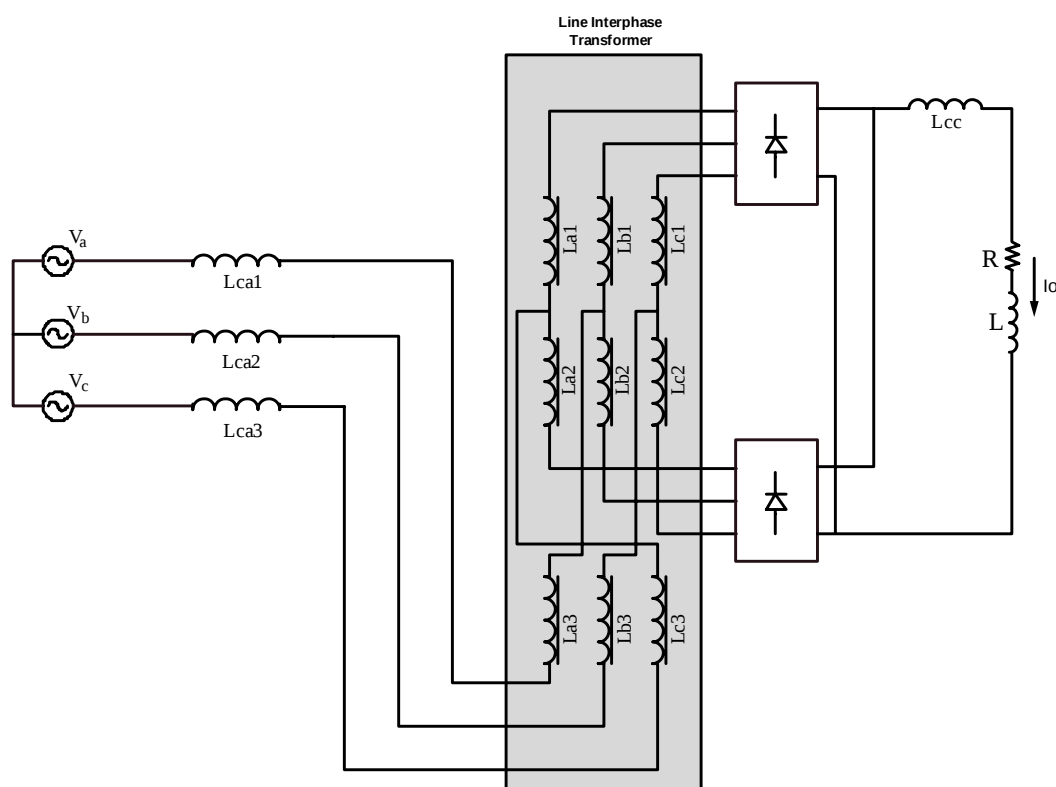


Fig 1.9 – LIT - Line Interphase Transformer.

O conversor CA-CC, utilizando o transformador LIT, é uma topologia não isolada, com peso e volume relativamente baixos, visto que a potência processada em cada núcleo monofásico do LIT é de aproximadamente 15% da potência total da carga.

O transformador LIT não regula a tensão de saída frente a variações de carga ou flutuações na tensão da rede de alimentação. Porém, a utilização do LIT associado a um conversor CC-CC, que aproveita a característica de entrada em corrente como estágio de entrada da topologia de alta frequência escolhida [29,30], permite a regulação da tensão de saída do conversor.

As saídas dos retificadores deste tipo de conversor podem ser ligadas em paralelo sem o uso de transformadores de interfase (IPTs) pois os múltiplos pulsos da corrente de entrada ocorrem pela composição das correntes defasadas de cada fase, não havendo diferença de potencial, instantaneamente, entre as saídas dos retificadores.

Além do LIT, outras estruturas 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.

1.6 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 [31]. Porém, para a ligação das saídas dos retificadores em paralelo há a necessidade do uso de transformadores de interfase (*IPT – Inter Phase Transformer*), pois apesar das tensões médias de saída dos retificadores serem iguais, as tensões instantâneas de saída são diferentes, já que as tensões dos secundários estão defasadas entre si. Esta diferença instantânea das tensões de saída dos retificadores provoca o desbalanceamento das correntes entre os secundários causando o não cancelamento natural das harmônicas.

Para a conexão de 12 pulsos, seis enrolamentos secundários e quatro indutores (IPT - *Inter-Phase Transformer*) conectados no lado CC são necessários, como mostra a figura 1.10. A conexão de 18 pulsos necessita de 12 enrolamentos secundários e de seis indutores IPTs, como mostra a figura 1.11.

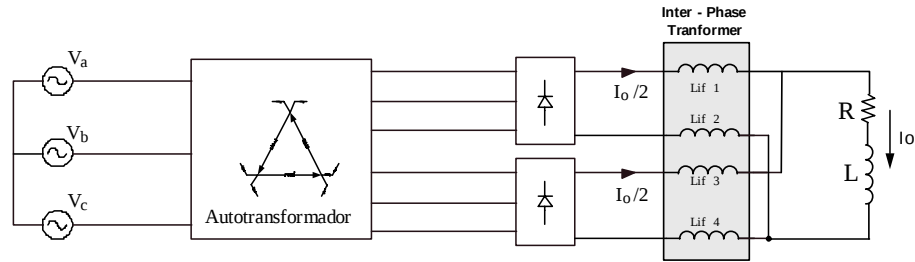


Fig 1.10 – IPT – Inter-Phase Transformer para conversores de 12 pulsos

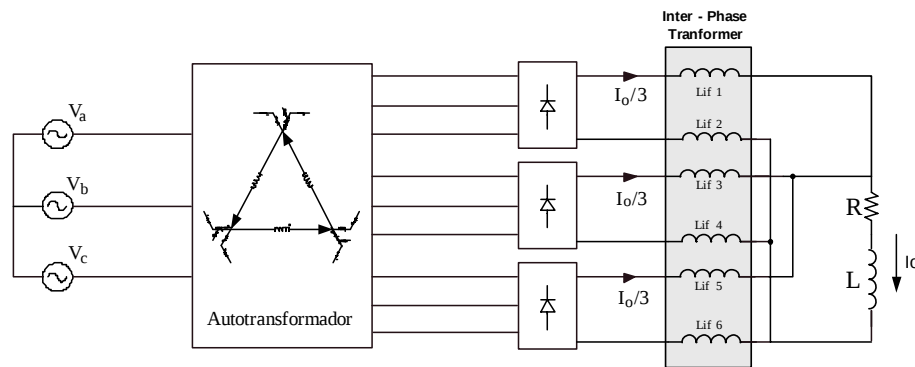


Fig 1.11 – IPT – Inter-Phase Transformer para conversores de 18 pulsos

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% [32].

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 [33]. A utilização do transformador eletrônico, que opera em alta frequência, ajuda a tornar estes conversores mais compactos [34,35].

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.

2 CAPÍTULO 2

ESTUDO DAS CONEXÕES ZIGUEZAGUE E POLÍGONO

2.1 CONEXÃO ZIGUEZAGUE

Classicamente a conexão zig-zague é utilizada para se obter uma compensação de fluxo magnético no secundário de transformadores que alimentam retificadores a três pulsos, ou seja, retificadores trifásicos a ponto médio. Isto ocorre devido à característica particular das conexões em ponto médio de proporcionarem corrente em um único sentido nos enrolamentos do secundário do transformador. São gerados fluxos pelas três fases no mesmo sentido e, portanto, se somam, causando uma corrente média diferente de zero, o que provoca certo nível de saturação do núcleo do transformador, exigindo um projeto apropriado.

Esse desbalanceamento é tolerado em transformadores trifásicos de três colunas, já que o fluxo tem como único caminho o ar, cuja relutância é extremamente alta, se comparada à do ferro. No entanto, em aplicações em que são empregados bancos de transformadores monofásicos, de altíssima potência, este efeito é bastante danoso, razão pela qual se deve empregar alguma técnica para prover um balanceamento. Uma técnica bastante usual é a conexão zig-zague.

Nas aplicações clássicas, utiliza-se a conexão zig-zague, contendo enrolamentos com mesmo número de espiras, com o único objetivo de balancear fluxos. Neste estudo, esta conexão será utilizada com o objetivo de provocar um deslocamento angular entre as correntes do primário e secundário do transformador; sendo assim, os enrolamentos, que compõem cada uma das fases, não terão o mesmo número de espiras, e a relação entre essas espiras fornecerá o deslocamento angular desejado.

2.1.1 Análise dos enrolamentos

As conexões zigzague são geradas a partir de somas ou subtrações vetoriais de tensões. Neste estudo, o primário dos transformadores estará sempre ligado em Δ , pois nesta ligação não há necessidade de um terra. Em cada perna do transformador, estão ligados os enrolamentos do primário, do secundário e um enrolamento auxiliar como mostra a Fig. 2.1.

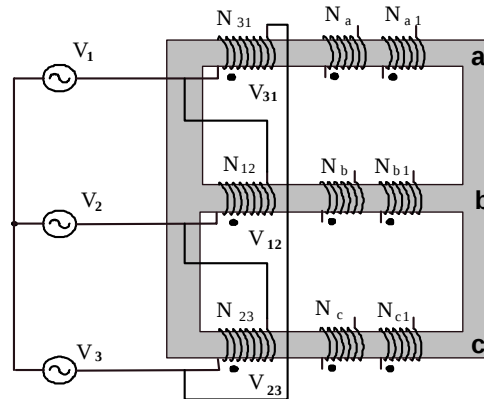


Fig 2.1 – Esquema de ligação dos enrolamentos

Como os enrolamentos com índices 31 e a1 estão montados sobre a mesma perna do transformador, 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 12 e b1 e também com o conjunto 23 e c1.

Os enrolamentos do primário são alimentados pelas tensões de linha definidas por:

$$V_{12}, V_{23} \text{ e } V_{31}$$

Estas tensões de linha, aplicadas nos enrolamentos do primário são refletidas no secundário com a mesma fase, se a relação de espiras do primário for igual a do secundário, com o mesmo módulo. Quando o secundário do transformador está ligado em Y, as tensões de linha, aplicadas ao primário, passam a ser tensões de fase no secundário, definidas por:

$$V_a, V_b \text{ e } V_c: \quad \text{tensões de fase do secundário}$$

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

$$V_{12} = V_1 \cdot \sqrt{3} \angle 30^\circ \quad (2.1)$$

A tensão de linha é $\sqrt{3}$ vezes maior que a tensão de fase e está 30° adiantada como mostra o diagrama fasorial da Fig. 2.2.

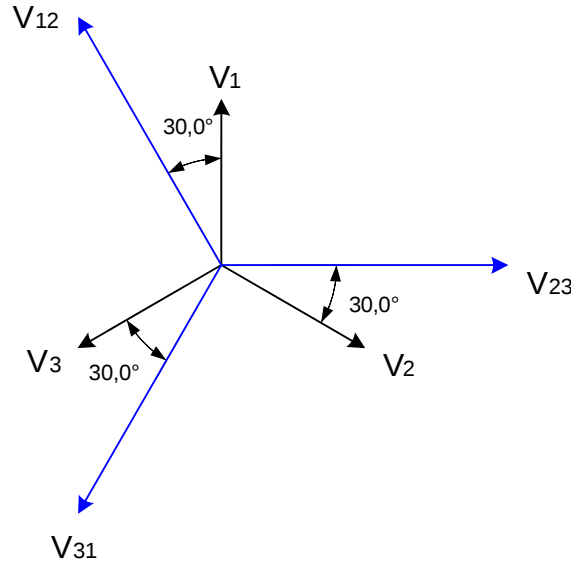


Fig 2.2 – Diagrama fasorial das tensões de fase e de linha do primário

Para um secundário ligado em Y e relação de espira igual a um, a tensão V_{12} (linha primária) passa a ser V_a (fase secundária) desta forma temos que V_{ab} é três vezes maior que a tensão de fase V_1 , como mostra a equação (2.3).

$$V_{ab} = V_a \cdot \sqrt{3} \angle 30^\circ \quad (2.2)$$

Como $V_a = V_{12}$ temos da equação 2.1 em 2.2 que:

$$V_{ab} = V_1 \cdot \sqrt{3} \angle 30^\circ \cdot \sqrt{3} \angle 30^\circ \longrightarrow V_{ab} = V_1 \cdot 3 \angle 60^\circ \quad (2.3)$$

Durante este estudo, será tomada como referência a rede; os sistemas gerados serão defasados em relação a esta, de acordo com a necessidade, e terão o mesmo módulo das tensões da rede.

Na conexão Y do secundário, o módulo da tensão é ajustado através da relação de espiras, porém não é possível alterar a defasagem deste sistema. Já na conexão zigzague, a alteração da relação de espiras do enrolamento secundário e do enrolamento auxiliar pode alterar o ângulo de defasagem, assim como o módulo da tensão resultante.

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

V_a , V_b e V_c : secundário

V_{a1} , V_{b1} e V_{c1} : auxiliar.

A composição das tensões do secundário e as tensões auxiliares resultarão em:

V_a , V_b e V_c : tensões de fase do secundário.

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 ou em atraso 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 ângulo de defasagem da tensão nos enrolamentos secundários, em relação à rede, é de 30° adiantado, como já foi visto, mas para efetuar as operações de soma ou subtração fasorial, a tensão nos enrolamentos secundários será considerada na origem e, depois de calculada a defasagem em relação a ela, será calculada a defasagem em relação à rede, que é a verdadeira referência, como mostra a Fig. 2.3.

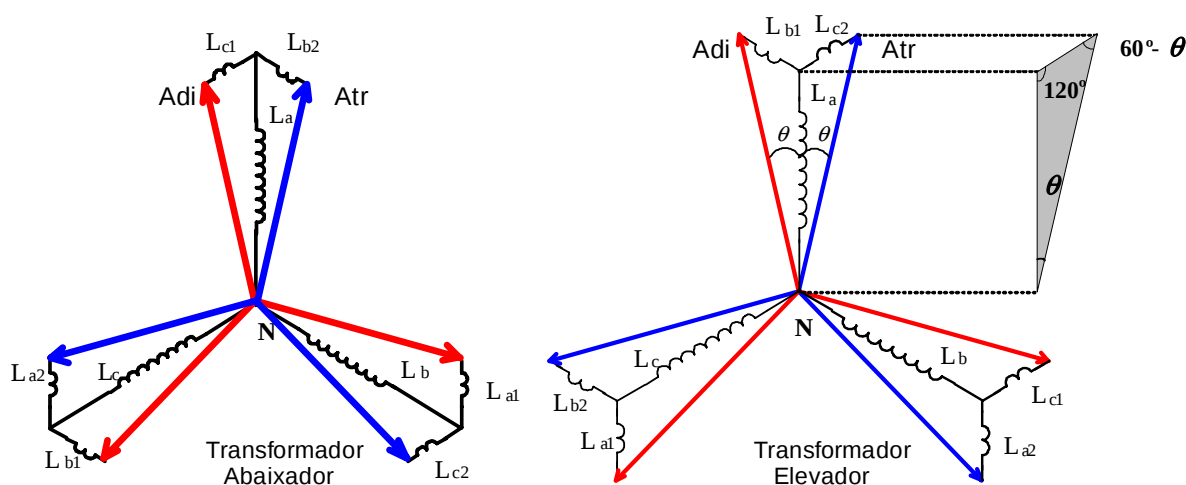


Fig.2.3 - Diagrama fasorial das conexões zigzague adiantada e atrasada para transformadores abaixador e elevador.

O ângulo de defasagem θ é dado pela defasagem do sistema resultante, gerado em relação às tensões refletidas, apenas nos enrolamentos secundários, porém a defasagem total do sistema resultante toma como referência as tensões da rede.

O valor do ângulo de defasagem está diretamente relacionado ao módulo da tensão aplicada sobre cada enrolamento secundário e sobre o auxiliar. Conhecendo-se o módulo e a defasagem da tensão resultante, busca-se o valor das tensões dos enrolamentos secundários e auxiliares que, por sua vez, relaciona-se com a tensão do primário (ou de referência). A relação de espiras entre primário e secundário e entre o primário e o enrolamento auxiliar resulta, então, em um número definido pelo ângulo de defasagem escolhido (θ). Desta forma, podemos relacionar o ângulo de defasagem e as tensões através de relações trigonométricas, oriundas do triângulo da Fig. 2.4.

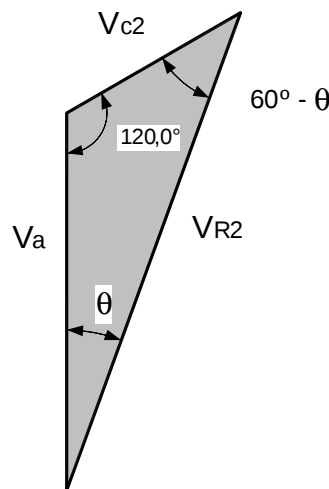


Fig 2.4 – Triângulo de relação de tensões e ângulos.

Aplicando a lei dos senos no triângulo obtém-se as relações da equação (2.4)

$$\frac{V_{R2}}{\text{sen}(120^\circ)} = \frac{V_{c2}}{\text{sen}(\theta)} = \frac{V_a}{\text{sen}(60^\circ - \theta)} \quad (2.4)$$

A relação de espiras entre os enrolamentos primários e os secundários é dada pela equação (2.5).

$$\frac{V_{12}}{V_a} = \frac{N_{12}}{N_a} = K \quad \longrightarrow \quad \frac{L_{12}}{L_a} = K^2 \quad (2.5)$$

E a relação de espiras entre os enrolamentos primários e os auxiliares é dada pela equação (2.6).

$$\frac{V_{12}}{V_{c2}} = \frac{N_{12}}{N_{c2}} = K_a \quad \longrightarrow \quad \frac{L_{12}}{L_{c2}} = K_a^2 \quad (2.6)$$

2.1.2 Resultados de simulação.

Apesar das enormes possibilidades de ligação da configuração ziguezague e das ligações dos secundários para formar circuitos de múltiplos pulsos, neste estudo serão simuladas somente as mais usuais.

As indutâncias serão calculadas de tal forma que a tensão de linha do secundário tenha a mesma amplitude da tensão de linha do primário, sendo assim, será utilizada a configuração de transformador elevador para que as indutâncias do secundário e auxiliar possam ser menores.

A tensão de pico da rede será de 220 V e as indutâncias do primário (L_{12} , L_{23} e L_{31}) serão de 45 H. O valor das indutâncias primárias são tomados com valores elevados para facilitar as simulações e obter o resultado mais próximo possível do ideal.

2.1.2.1 Retificador de seis pulsos com conexão Delta / Ziguezague (Δ/Z).

A conexão Δ/Y causa uma defasagem de 30° entre os sistemas, ou seja, a tensão de linha do primário está 30° atrasada da tensão de fase que será refletida no secundário. Desta forma utilizaremos a conexão ziguezague para gerar um sistema resultante (V_a , V_b e V_c) 30° atrasado do sistema secundário para verificar que o sistema gerado estará em fase com a referência (tensão da rede). A figura 2.5 mostra a conexão utilizada para este sistema.

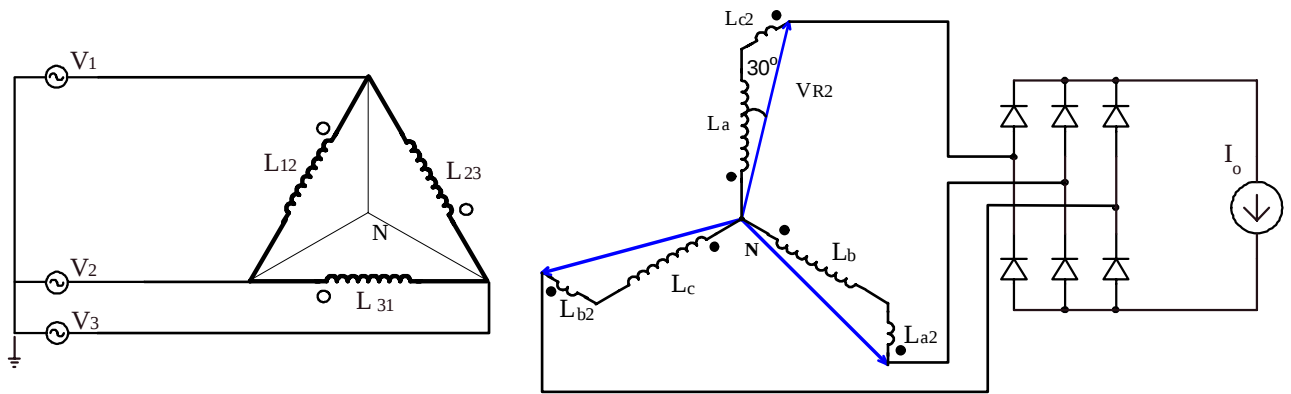


Fig 2.5 – Conexão Δ/Z de 6 pulsos.

- **Cálculo das indutâncias.**

Para $\theta = 30^\circ$ e $V_{R,S,T} = 220$ V da equação (2.4) temos que:

$$\frac{220}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_{c2}}{\sin(30^\circ)} = \frac{V_a}{\sin(30^\circ)} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} V_a &= 127V \\ V_{c2} &= 127V \end{aligned}$$

Da equação (2.5) obtém-se o valor das indutâncias do secundário:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{127} = \frac{N_{12}}{N_a} = K = 3 \quad \frac{45}{L_a} = 3^2 \rightarrow L_a = 5H$$

Como $V_a = V_{c2}$, então $L_a = L_{c2} = 5$ H.

A Fig. 2.6 mostra a tensão de fase e de linha da rede, a tensão de fase do sistema resultante e o ângulo de defasagem. A Fig. 2.7 mostra a tensão na carga. Como projetado, as tensões de fase estão em fase e possuem o mesmo módulo.

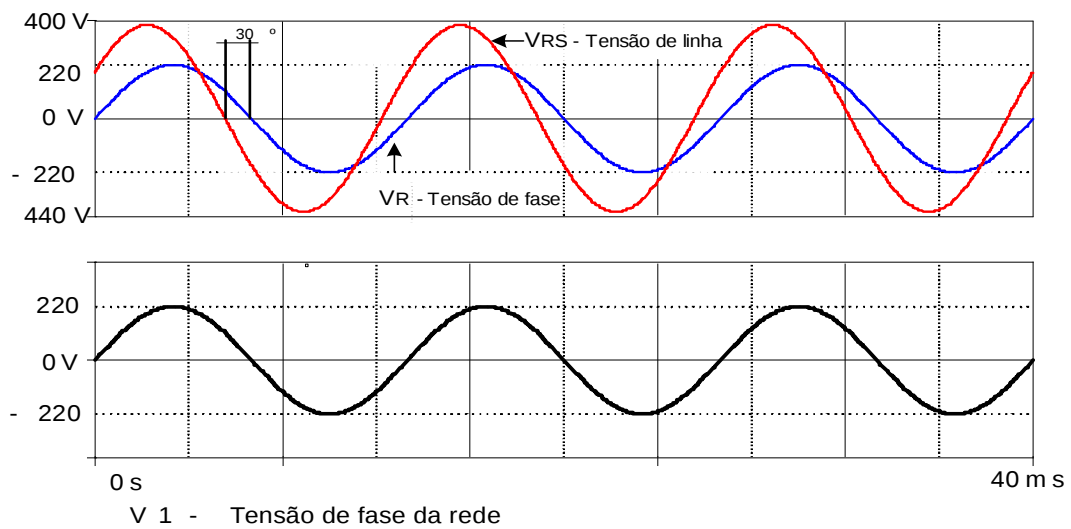


Fig 2.6 – Tensões de fase e de linha.

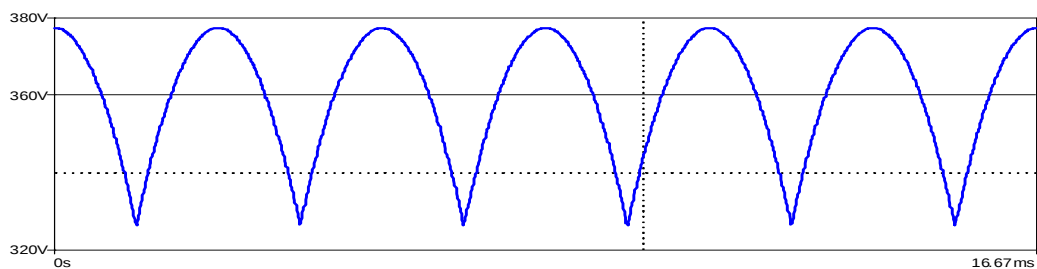


Fig - 2.7 - Tensão na carga.

As figuras 2.8 e 2.9 apresentam as formas de ondas das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo do transformador e o espectro harmônico da corrente da rede.

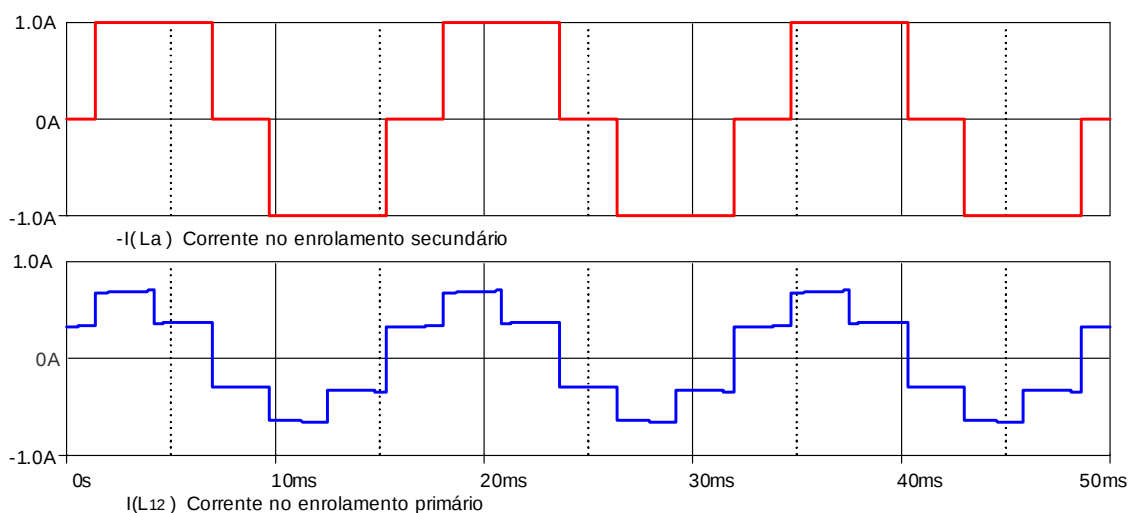


Fig 2.8 - Formas de onda das correntes na perna a do transformador.

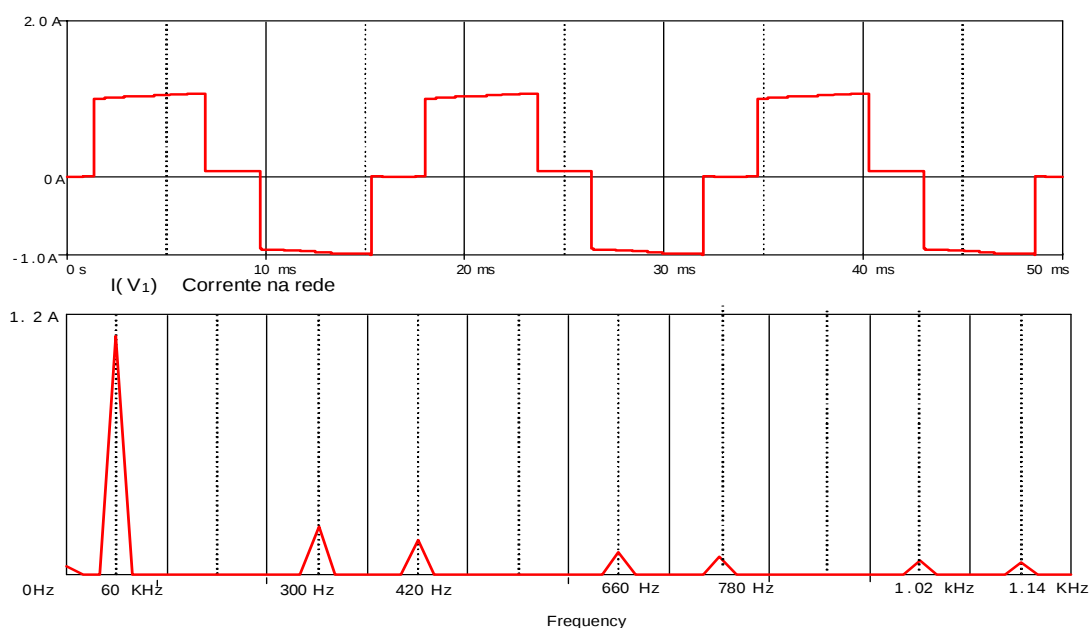


Fig 2.9 - Corrente na rede e espectro harmônica.

2.1.2.2 Retificador de 12 pulsos com conexão Delta / Ziguezague-Ziguezague ($\Delta/Z-Z$).

Para gerar um retificador de 12 pulsos, usam-se dois retificadores defasados 30° entre si. Desta forma serão gerados dois sistemas trifásicos a partir da conexão ziguezague, um com ângulo de defasagem de 15° atrasado e o outro 15° adiantado. A Fig. 2.10 mostra a conexão utilizada para este sistema.

Para análise, considerou-se que as cargas são isoladas e de valores médios de corrente idênticos.

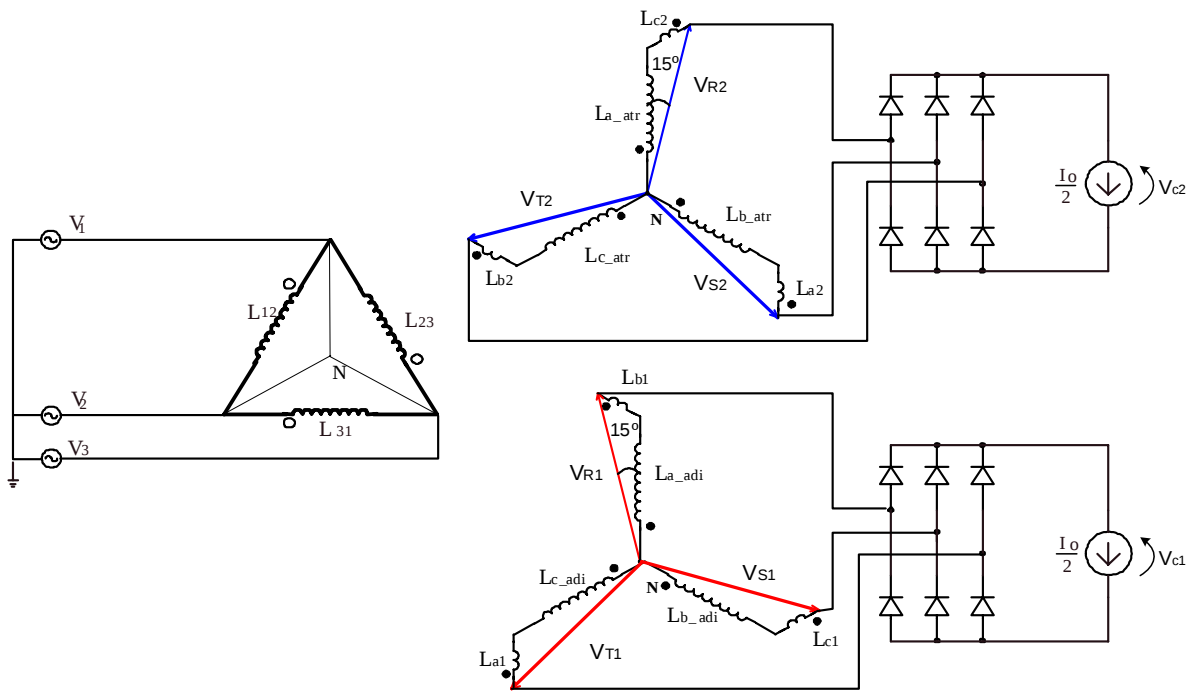


Fig 2.10 – Conexão $\Delta/Z-Z$ de 12 pulsos.

- Cálculo das indutâncias.

- a) Conexão ziguezague atrasada em 15° .

Para $\theta = 15^\circ$ e $V_{R,S,T} = 220$ V da equação 2.4 temos que:

$$\frac{220}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_{c2}}{\sin(15^\circ)} = \frac{V_{a-atr}}{\sin(45^\circ)} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} V_{a-atr} &= 179,63V \\ V_{c2} &= 65,75V \end{aligned}$$

da equação (2.5) obtém-se o valor das indutâncias dos enrolamentos do secundário:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{179,63} = \frac{N_{12}}{N_{a-atr}} = K = 2,121 \quad \frac{45}{L_{a-atr}} = (2,121)^2 \rightarrow L_{a-atr} = 10H$$

e da equação (2.6) obtém-se o valor das indutâncias dos enrolamentos auxiliares:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{65,75} = \frac{N_{12}}{N_{c2}} = K_a = 5,795$$

$$\frac{45}{L_{c2}} = (5,795)^2 \longrightarrow L_{c2} = 1,34H$$

b) Conexão ziguezague adiantada em 15°.

Como o ângulo de defasagem desta conexão é o mesmo da anterior, as indutâncias do secundário e auxiliar são as mesmas da anterior, o que muda é a ligação dos enrolamentos auxiliares.

A figura 2.11 mostra as tensões de linha na saída dos autotransformadores, a tensão de fase da rede e as tensões de fase na saída dos autotransformadores com o respectivo ângulo de defasagem entre os sistemas. O ângulo de defasagem dos dois sistemas é de 15° em relação às tensões refletidas no secundário, porém a defasagem total é dada em relação à rede. Desta forma a conexão adiantada está 45° adiantada em relação à rede e a conexão atrasada está 15° adiantada em relação à rede.

A figura 2.12 mostra as tensões nas cargas. A tensão na carga representada pela fonte de corrente I_x , será denominada V_{cx} , onde x é o índice da carga. Desta forma, a tensão em I_0 é V_{c0} e a tensão em I_1 é V_{c1} . Esta denominação será usada ao longo de todo este trabalho.

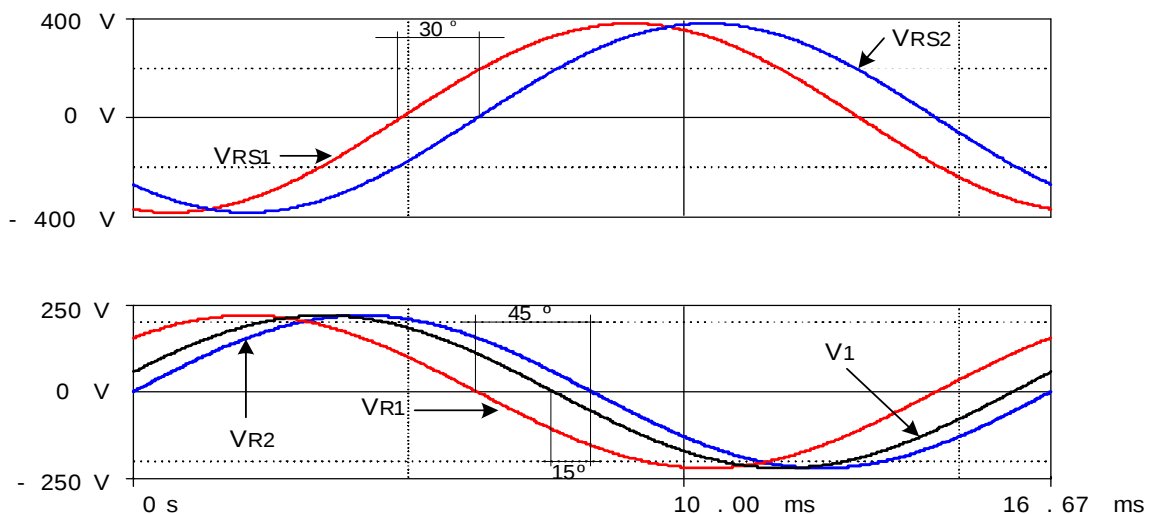


Fig 2.11 – Tensões de fase e de linha.

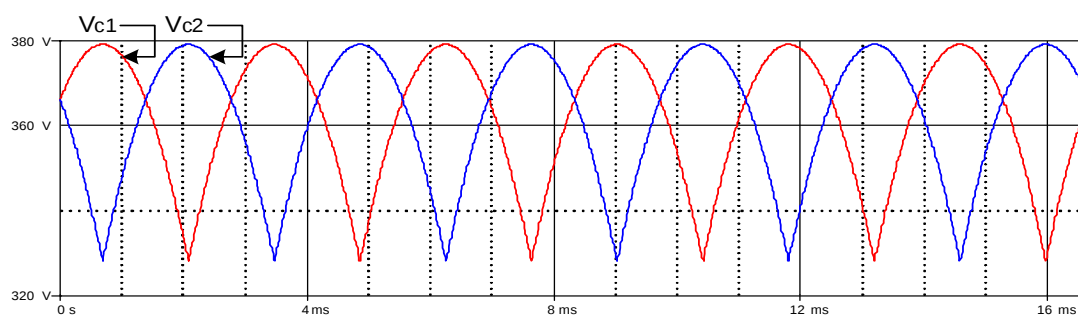


Fig – 2.12 – Tensões nas cargas.

As figuras 2.13 e 2.14 apresentam as formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo do transformador e o espectro harmônico da corrente da rede.

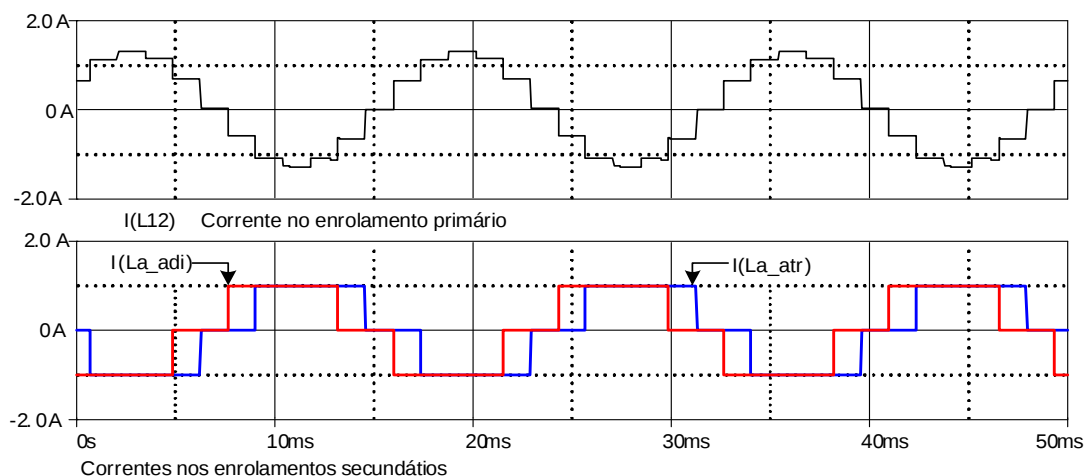


Fig 2.13 – Formas de onda das correntes na perna a do transformador.

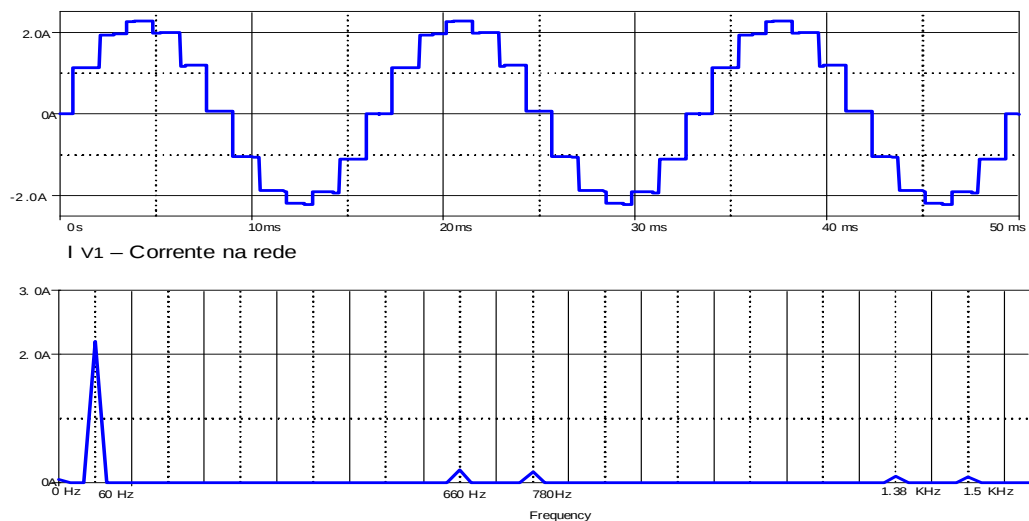


Fig 2.14 – Corrente na rede e espectro harmônico.

2.1.2.3 Retificador de 18 pulsos com conexão Delta / Ziguezague-Estrela- Ziguezague (Δ/Z -Y-Z).

Para obter um retificador de 18 pulsos, usam-se três retificadores defasados de 20° entre si. Serão gerados dois sistemas trifásicos a partir da conexão ziguezague, um com ângulo de defasagem de 20° atrasado e o outro 20° adiantado, como foi feito anteriormente, e o terceiro sistema será gerado a partir de uma conexão estrela. A Fig. 2.15 mostra a conexão utilizada para este sistema, considerando-se que as cargas são isoladas e de valores médios de corrente iguais.

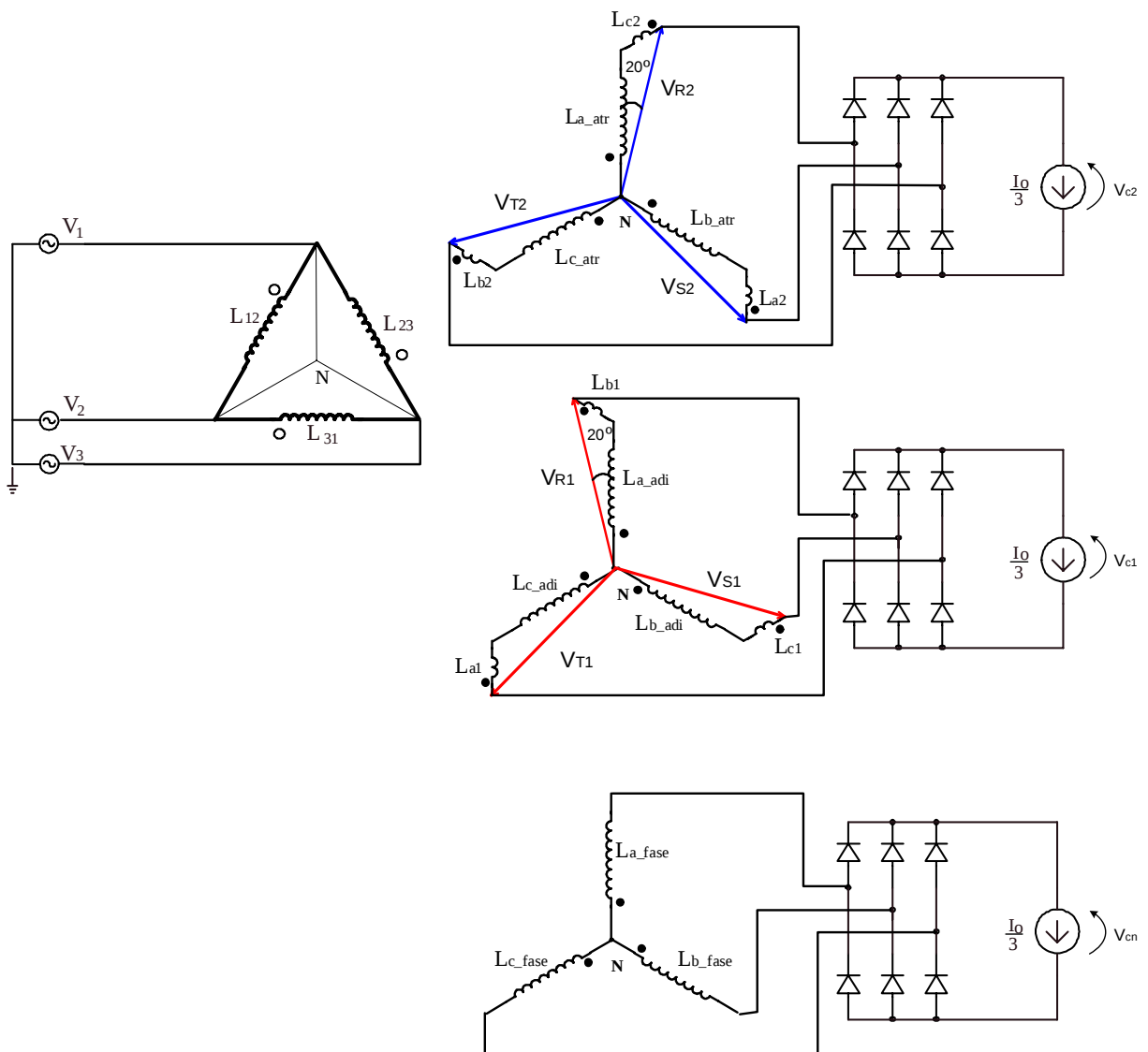


Fig 2.15 – Conexão Δ/Z -Y-Z de 18 pulsos.

- **Cálculo das indutâncias.**

a) Conexão zigzague atrasada em 20°.

Para $\theta = 20^\circ$ e $V_{R,S,T} = 220$ V da equação (2.4) temos que:

$$\frac{220}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_{c2}}{\sin(20^\circ)} = \frac{V_{a-atr}}{\sin(40^\circ)} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} V_{a-atr} &= 163,29V \\ V_{c2} &= 86,88V \end{aligned}$$

da equação 2.5 obtém-se o valor das indutâncias do secundário:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{163,29} = \frac{N_{12}}{N_{a-atr}} = K = 2,33 \quad \frac{45}{L_{a-atr}} = (2,33)^2 \longrightarrow L_{a-atr} = 8,263H$$

e da equação 2.6 obtém-se o valor das indutâncias dos enrolamentos auxiliares:

$$\frac{220\sqrt{3}}{86,88} = \frac{N_{12}}{N_{c2}} = K_a = 4,38 \cdot \quad \frac{45}{L_{c2}} = (4,38)^2 \longrightarrow L_{c2} = 2,339H$$

b) Conexão zigzague adiantada em 20°.

Como o ângulo de defasagem desta conexão é o mesmo da anterior, as indutâncias do secundário e auxiliar são as mesmas da anterior, o que muda é a ligação dos enrolamentos auxiliares exatamente como no caso anterior.

c) Conexão estrela.

Para a ligação estrela devemos ajustar o valor das indutâncias do secundário para que a tensão de fase do secundário seja igual à tensão de fase da rede. Da equação 2.5 obtém-se o valor das indutâncias do secundário:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{220} = \frac{N_{12}}{N_{a-fase}} = K = 3 \quad \frac{45}{L_{a-fase}} = (3)^2 \longrightarrow L_{a-fase} = 5H$$

A Fig. 2.16 mostra a tensão de fase e de linha da rede, a tensão de fase do sistema resultante e o ângulo de defasagem. A Fig. 2.17 mostra as tensões nas cargas. O ângulo de defasagem dos dois sistemas zigzague é de 20° em relação às tensões refletidas no secundário, e o sistema em Y está em fase com estas tensões. Como a defasagem total é dada em relação à rede, a conexão zigzague adiantada está 50° adiantada em relação à rede, a

conexão zigzague atrasada está 10° adiantada e a conexão estrela está 30° adiantada em relação à rede.

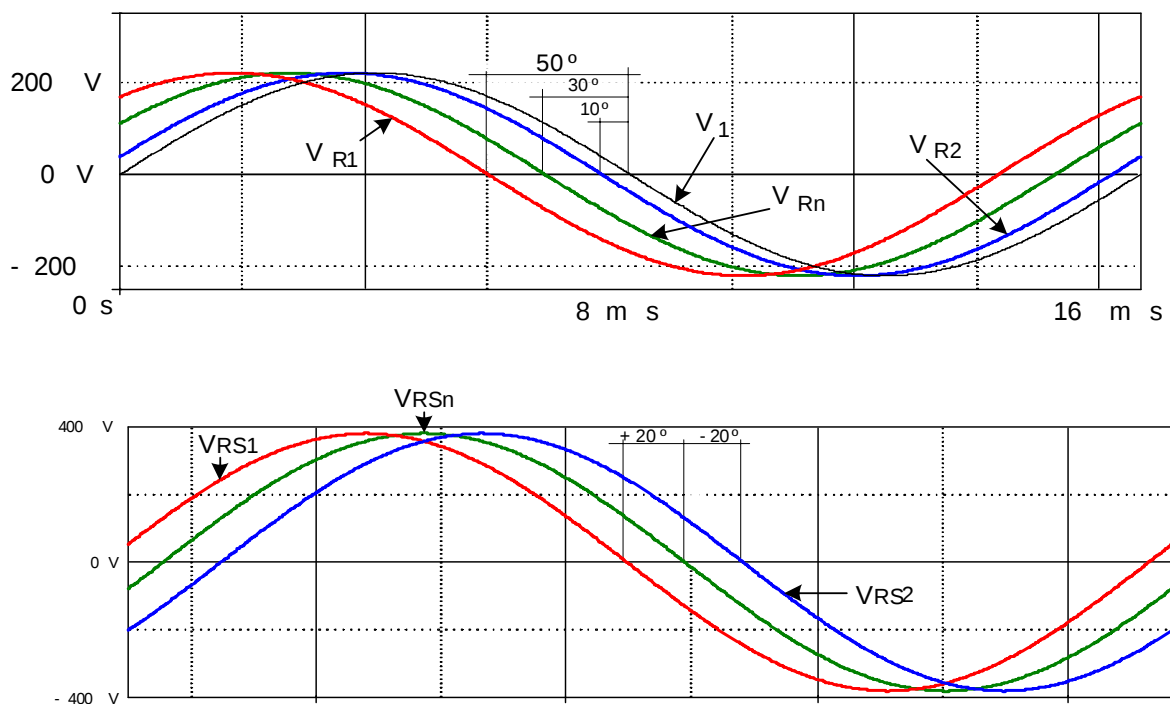


Fig 2.16 – Tensões de fase e de linha.

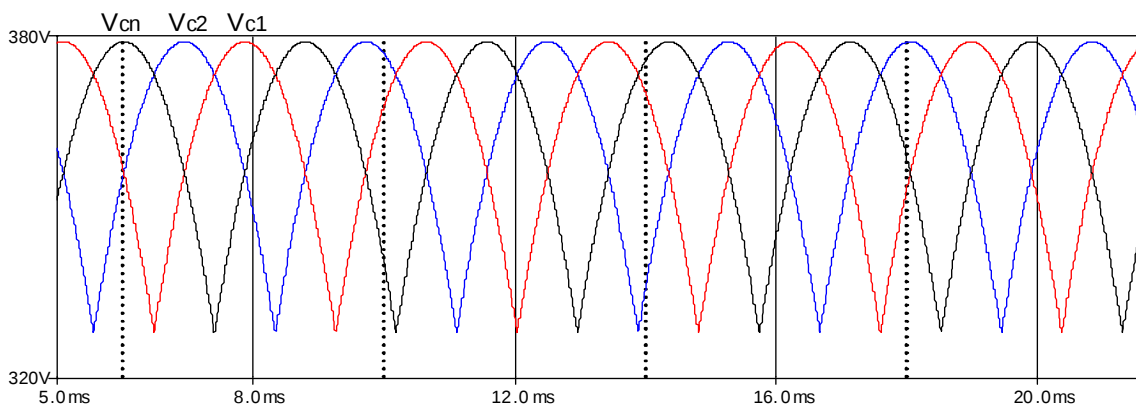


Fig – 2.17 – Tensões nas cargas.

As Figs 2.18 e 2.19 apresentam as formas de onda das correntes que circulam através de uma perna do núcleo do transformador e a análise harmônica da corrente da rede.

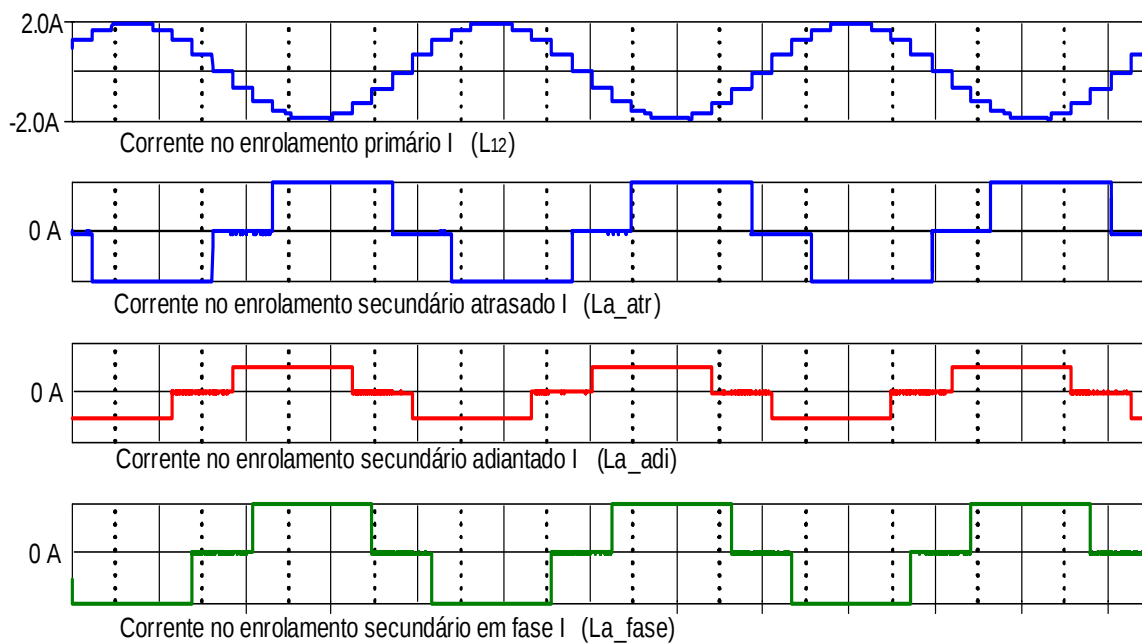


Fig 2.18 – Formas de onda das correntes na perna a do transformador.

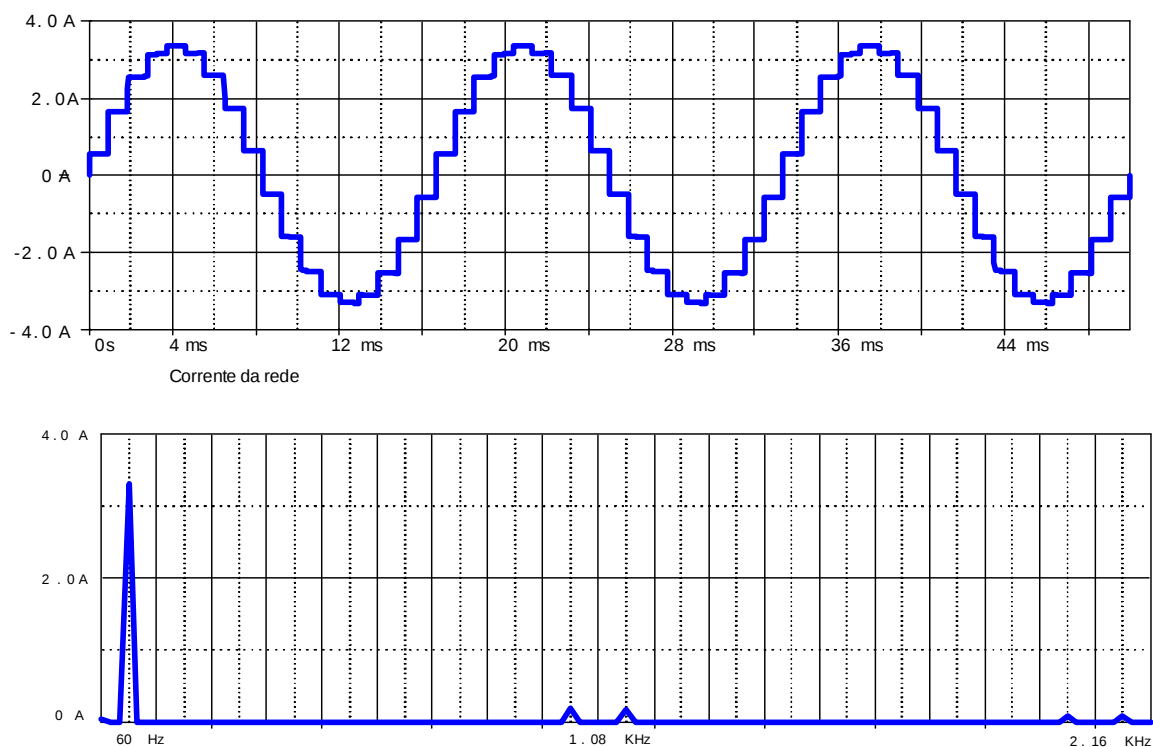


Fig 2.19 – Corrente na rede e espectro harmônico.

A tabela 2.1 apresenta as 20 primeiras componentes harmônicas presentes na corrente da rede para os retificadores de 6, 12 e 18 pulsos.

Tabela 2.1 – Análise harmônica das correntes de entrada dos retificadores analisados.

Ordem Harmônica	Frequência Hz	IEC 61000-3-2 Máxima corrente (A)	Componente Harmônica (A)		
			6 pulsos	12 pulsos	18 pulsos
1	60		3,00	3,00	3,00
2	120	1,08	0,00	0,00	0,00
3	180	2,3	0,00	0,00	0,00
4	240	0,43	0,00	0,00	0,00
5	300	1,14	0,60	0,00	0,00
6	360	0,3	0,00	0,00	0,00
7	420	0,77	0,43	0,00	0,00
8	480	0,23	0,00	0,00	0,00
9	540	0,4	0,00	0,00	0,00
10	600	0,18	0,00	0,00	0,00
11	660	0,33	0,27	0,27	0,00
12	720	0,15	0,00	0,00	0,00
13	780	0,21	0,23	0,23	0,00
14	840	0,13	0,00	0,00	0,00
15	900	0,15	0,00	0,00	0,00
16	960	0,12	0,00	0,00	0,00
17	1020	0,13	0,18	0,00	0,18
18	1080	0,10	0,00	0,00	0,00
19	1140	0,12	0,16	0,00	0,16
20	1200	0,09	0,00	0,00	0,00
Distorção Harmônica Total(%)			28,41	11,90	7,89

Através da tabela 2.1 é possível perceber que apesar de uma significativa redução na THD total, todas as estruturas propostas estão muito próximas de atender à norma IEC 61000-3-2 porém nenhuma destas estruturas atendem a esta norma. Os valores que não satisfazem à norma estão em destaque na tabela.

2.2 CONEXÃO POLÍGONO

Na conexão zigzague utiliza-se os enrolamentos auxiliares para defasar um sistema trifásico em estrela, gerado nos enrolamentos secundários do transformador. A conexão polígono é muito parecida com a zigzague, a diferença é que os enrolamentos auxiliares defasam um sistema trifásico em delta e o sistema resultante é um delta defasado.

2.2.1 Análise dos enrolamentos

Analogamente às conexões zigzague, as conexões polígono são geradas a partir de somas ou subtrações vetoriais de tensões. Todas as considerações tomadas para o primário, no estudo do zigzague, são válidas também para o polígono.

A composição das tensões do secundário (V_{ab} , V_{bc} , V_{ca}) e das tensões auxiliares (V_{ab1} , V_{bc1} , V_{ca1}) na conexão polígono resulta em:

V_{RS} , V_{ST} e V_{TR} tensões de linha do secundário.

Cada um dos sistemas trifásicos é gerado a partir do sistema da rede de alimentação, tomando como referência angular as tensões de linha (V_{12} , V_{23} e V_{31}), diferentemente do zigzague onde a referência eram as tensões de fase. Efetuando operações de soma ou subtração, obtêm-se sistemas em avanço ou em atraso em relação à referência, dependendo da polaridade dos enrolamentos como na conexão zigzague.

A Fig. 2.20 apresenta a forma de ligação entre os enrolamentos secundários e auxiliares para gerar sistemas adiantados através da conexão polígono.

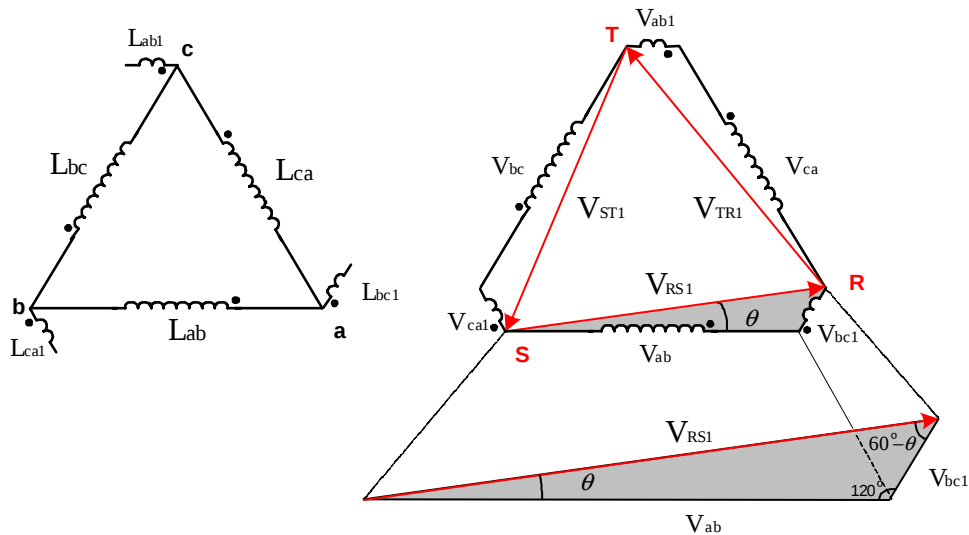


Fig.2.20 - Diagrama fasorial da conexão polígono adiantada.

O ângulo de defasagem θ é dado pelas mesmas relações trigonométricas obtidas no zigzague. Então, considerando-se um neutro virtual “n” e deslocando-se a origem dos vetores tensão de linha para este ponto, como mostra a Fig. 2.21, é possível aplicar todas as

operações anteriormente apresentadas para a conexão zigzague. Porém, deve-se lembrar que os vetores tensão são tensões de linha e o ponto “n” não é o efetivo ponto neutro da rede.

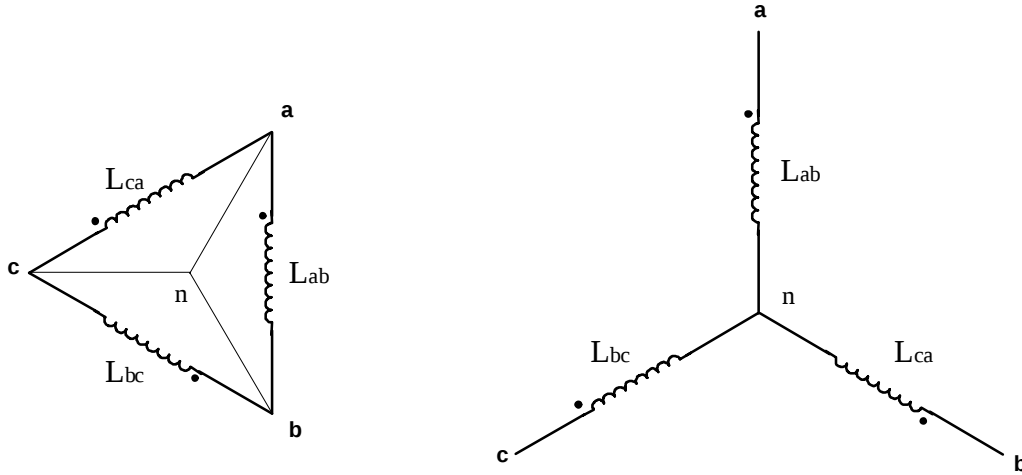


Fig 2.21 – Obtenção do sistema de fase com neutro virtual.

No caso da figura 2.21, se o número de espiras do primário for igual ao do secundário, sobre o enrolamento L_{s1} está aplicada a tensão de fase V_{12} , sobre L_{s2} V_{23} e sobre L_{s3} V_{31} .

A figura 2.22 representa as possíveis conexões para gerar um sistema atrasado e um sistema adiantado, usando transformador elevador ou abaixador.

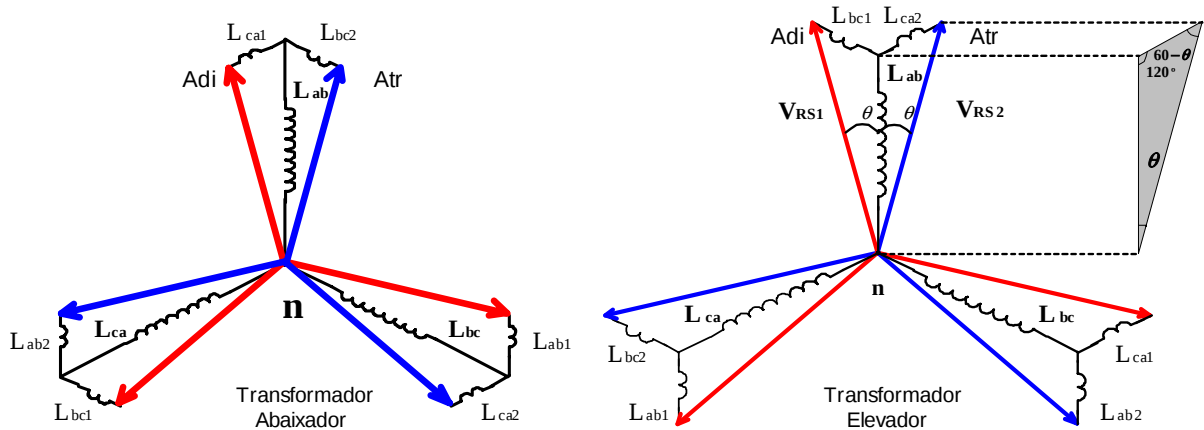


Fig 2.22 - Diagrama fasorial da conexão Polígono adiantada e atrasada para transformador abaixador e elevador.

A tensão de linha da equação 2.4 passa a ser tensão de fase, dando origem à equação 2.7. As equações (2.5) e (2.6) são válidas para conexão polígono e não necessitam de ajustes.

$$\frac{V_{RS2}}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_{ca2}}{\sin(\theta)} = \frac{V_{ab}}{\sin(60 - \theta)} \quad (2.7)$$

$$\frac{V_{12}}{V_{ab}} = \frac{N_{12}}{N_{ab}} = K \quad \longrightarrow \quad \frac{L_{12}}{L_{ab}} = K^2 \quad (2.8)$$

$$\frac{V_{12}}{V_{ca2}} = \frac{N_{12}}{N_{ca2}} = K_a \quad \longrightarrow \quad \frac{L_{12}}{L_{ca2}} = K_a^2 \quad (2.9)$$

2.2.2 Resultados de simulação.

A conexão polígono apresenta várias possibilidades de ligação dos secundários para formar circuitos de múltiplos pulsos. Neste estudo, serão simuladas somente as mais usuais.

As indutâncias serão calculadas de tal forma que a tensão de linha do secundário tenha a mesma amplitude da tensão de linha do primário, sendo assim utilizaremos a configuração de transformador elevador para que as indutâncias do secundário e auxiliar possam ser menores.

A tensão de pico da rede será de 220 V e as indutâncias do primário (L_{12} , L_{23} e L_{31}) serão de 30 H.

2.2.2.1 Retificador de 6 pulsos com conexão Delta / Polígono (Δ/P).

Será simulada uma conexão polígono 30° adiantada em relação à referência (tensão de linha da rede).

Um ângulo de defasagem de 30° torna o triângulo, de onde as relações trigonométricas são aplicadas, isósceles. Para este caso, os enrolamentos do secundário possuem o mesmo número de espiras dos auxiliares, simplificando-se o projeto. A figura 2.23 mostra a conexão utilizada para este sistema.

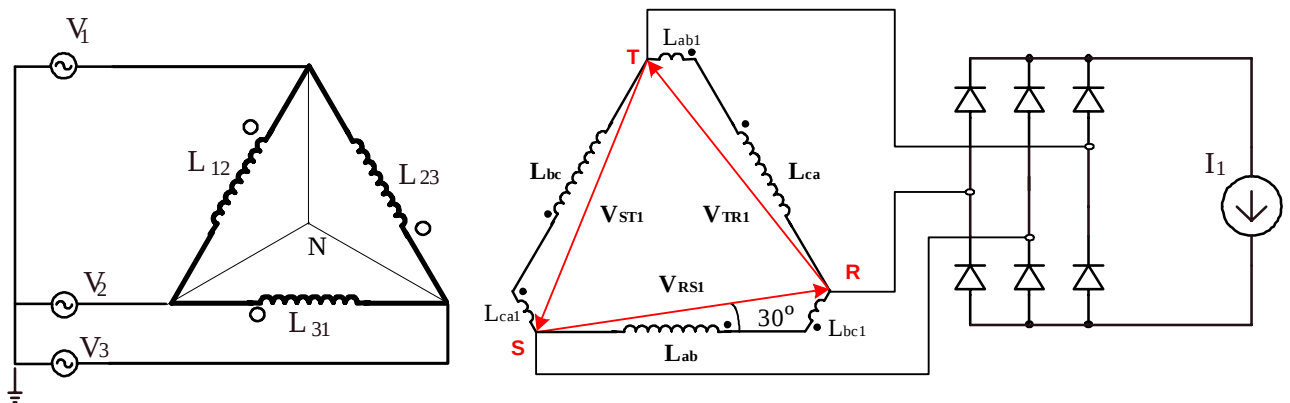


Fig 2.23 – Conexão Δ/P de 6 pulsos.

- **Cálculo das indutâncias.**

Para $\theta = 30^\circ$ e $V_{RS,ST,TR} = 220 \cdot \sqrt{3}$ V da equação 2.7 temos que:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_{bc1}}{\sin(30^\circ)} = \frac{V_{ab}}{\sin(30^\circ)} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} V_{ab} &= 220V \\ V_{bc1} &= 220V \end{aligned}$$

da equação 2.5 obtém-se o valor das indutâncias do secundário:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{220} = \frac{N_{p1}}{N_{s1}} = K = \sqrt{3} \quad \frac{30}{L_{s1}} = 3 \rightarrow L_{s1} = 10H$$

Como $V_{ab} = V_{bc1}$, então $L_{ab} = L_{bc1} = 10H$.

A Fig. 2.24 mostra a tensão de linha da rede, a tensão de linha do sistema resultante e o ângulo de defasagem. A Fig. 2.25 mostra a tensão na carga.

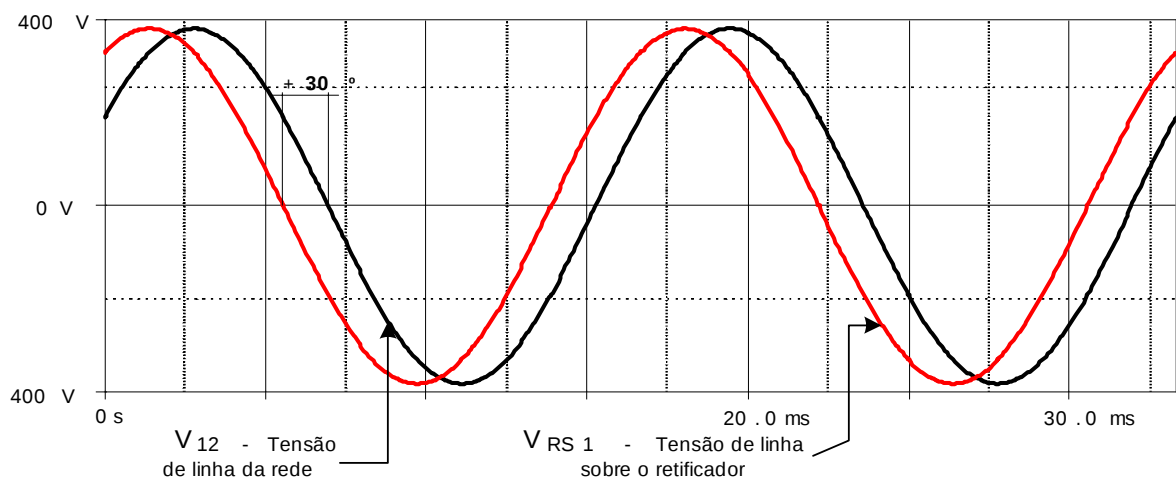


Fig 2.24 – Tensões de linha da rede e de linha do retificador.

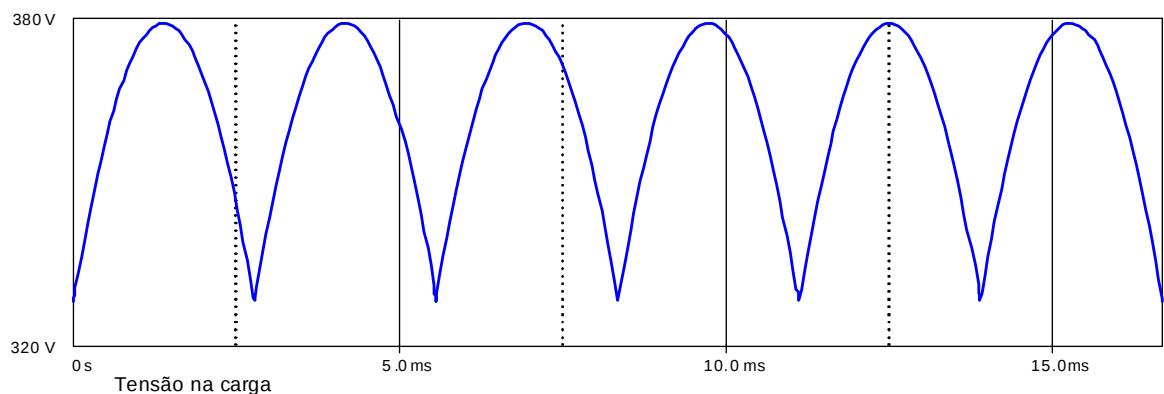


Fig – 2.25 – Tensão na carga.

As figuras 2.26 e 2.27 apresentam as formas de ondas das correntes que circulam através de uma perna do núcleo do transformador e o espectro harmônico da corrente da rede.

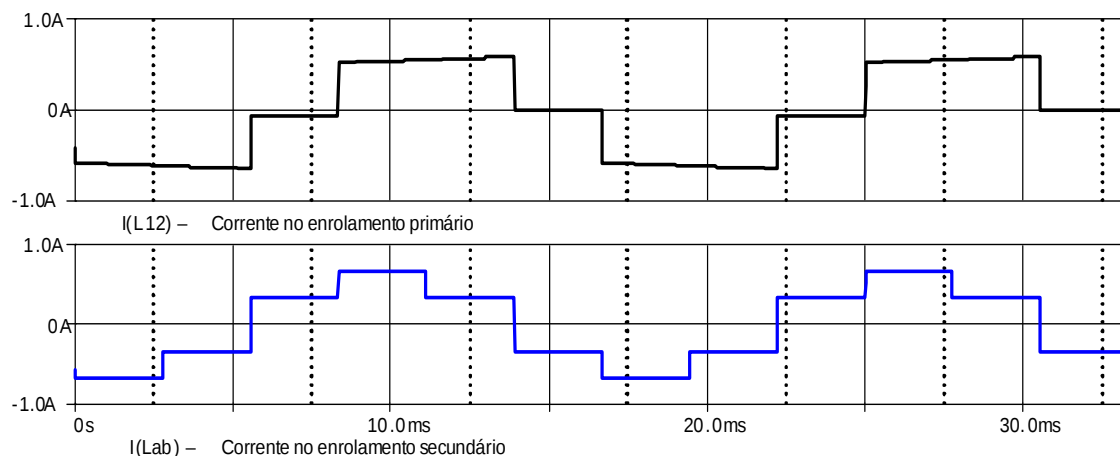


Fig 2.26 – formas de onda das correntes na perna 1 do transformador.

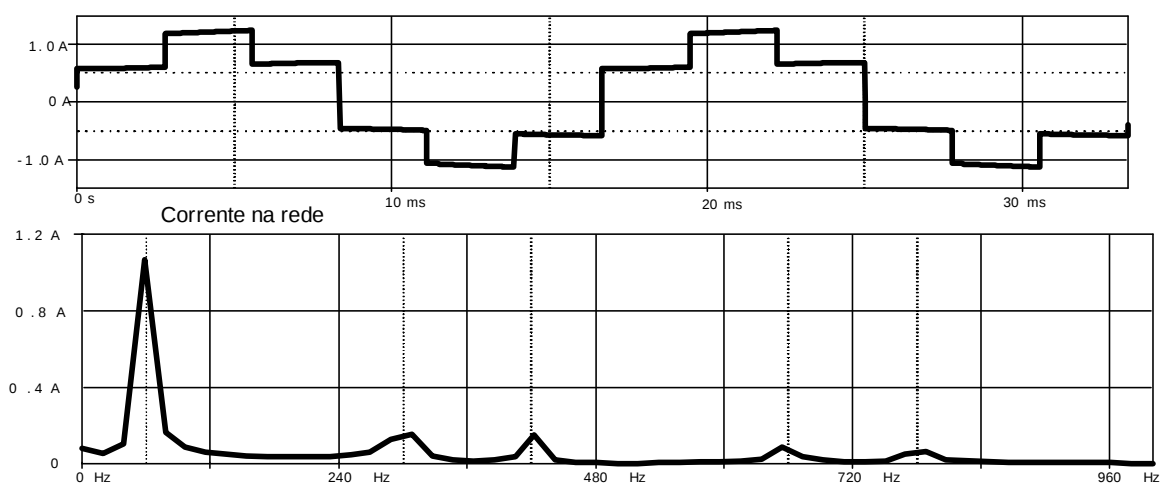


Fig 2.27 – corrente na rede e análise harmônica.

2.2.2.2 Retificador de 12 pulsos com conexão Delta / Polígono – Polígono ($\Delta/P-P$).

Serão gerados dois sistemas trifásicos a partir da conexão polígono, um com ângulo de defasagem de 15° atrasado e o outro 15° adiantado. A Fig. 2.28 mostra a conexão utilizada para este sistema, considerando-se que as cargas são isoladas e com correntes médias iguais.

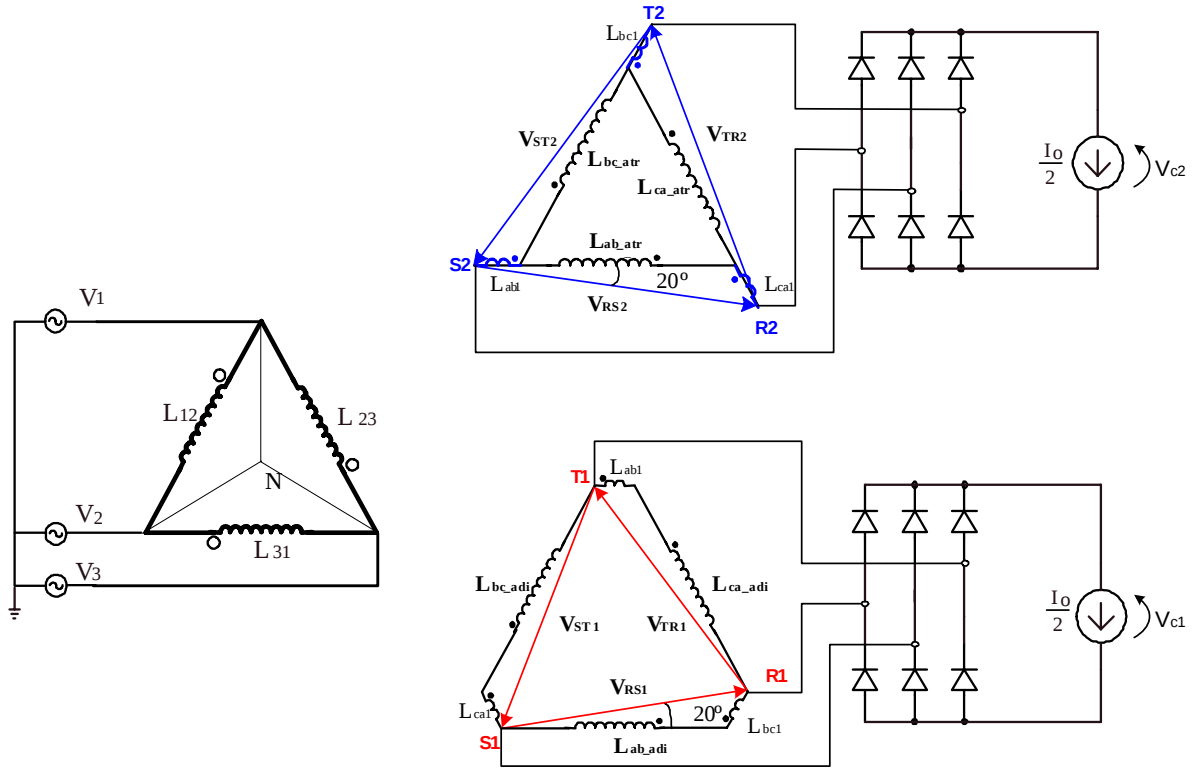


Fig. 2.28 – Conexão Δ/P-P de 12 pulsos.

- Cálculo das indutâncias.

a) Conexão polígono atrasada em 15°.

Para $\theta = 30^\circ$ e $V_{RS,ST,TR} = 220 \cdot \sqrt{3}$ V da equação (2.7) temos que:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_{ca2}}{\sin(15^\circ)} = \frac{V_{ab-atr}}{\sin(45^\circ)} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} V_{ab-atr} &= 311,127V \\ V_{ca2} &= 113,88V \end{aligned}$$

da equação (2.5) obtém-se o valor das indutâncias do secundário:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{311,127} = \frac{N_{12}}{N_{ab-atr1}} = K = 1,225 \quad \frac{30}{L_{ab-atr}} = (1,225)^2 \rightarrow L_{ab-atr} = 20H$$

E da equação (2.6) obtém-se o valor das indutâncias auxiliares:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{113,88} = \frac{N_{12}}{N_{ca2}} = K_a = 3,346 \quad \frac{30}{L_{ca2}} = (3,346)^2 \rightarrow L_{ca2} = 2,68H$$

b) Conexão polígono adiantada em 15°.

Como o ângulo de defasagem desta conexão é o mesmo da anterior, as indutâncias do secundário e auxiliar são as mesmas da anterior, o que muda é a ligação dos enrolamentos auxiliares.

A Fig. 2.29 mostra a tensão de linha da rede, a tensão de linha do sistema resultante e o ângulo de defasagem. O ângulo de defasagem dos dois sistemas é de 15° em relação à referência, resultando numa defasagem de 30° entre eles. A Fig. 2.30 mostra as tensões nas cargas.

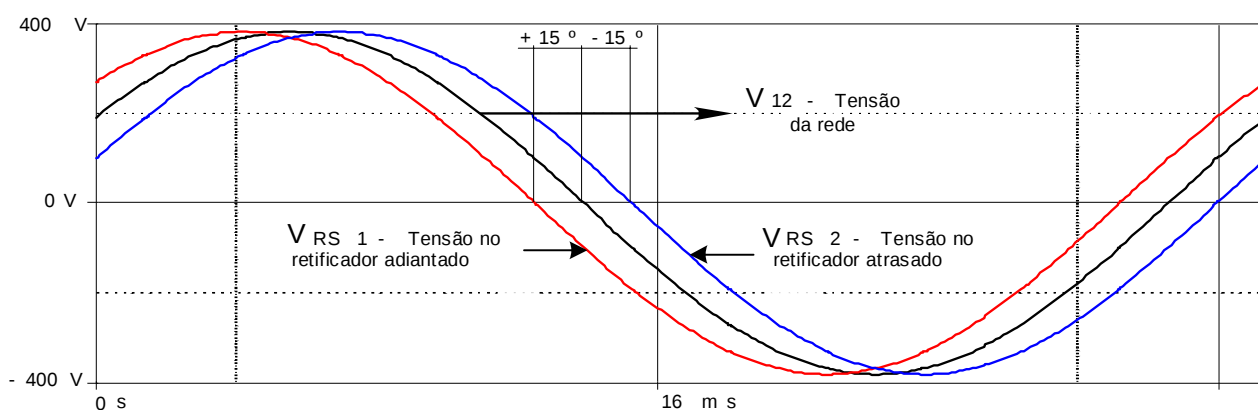


Fig. 2.29 – Tensões de linha da rede e dos retificadores.

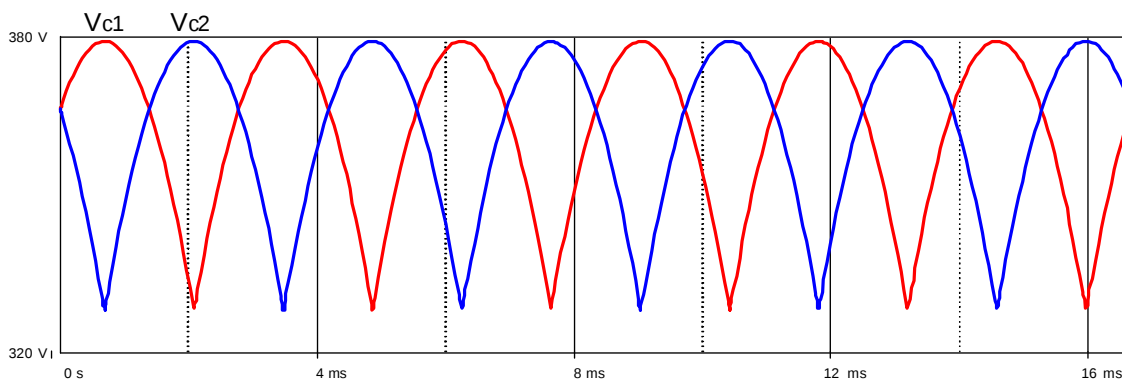


Fig. 2.30 – Tensões nas cargas.

As figuras 2.31 e 2.32 apresentam as formas de onda das correntes que circulam através de uma perna do núcleo do transformador e o espectro harmônico da corrente da rede.

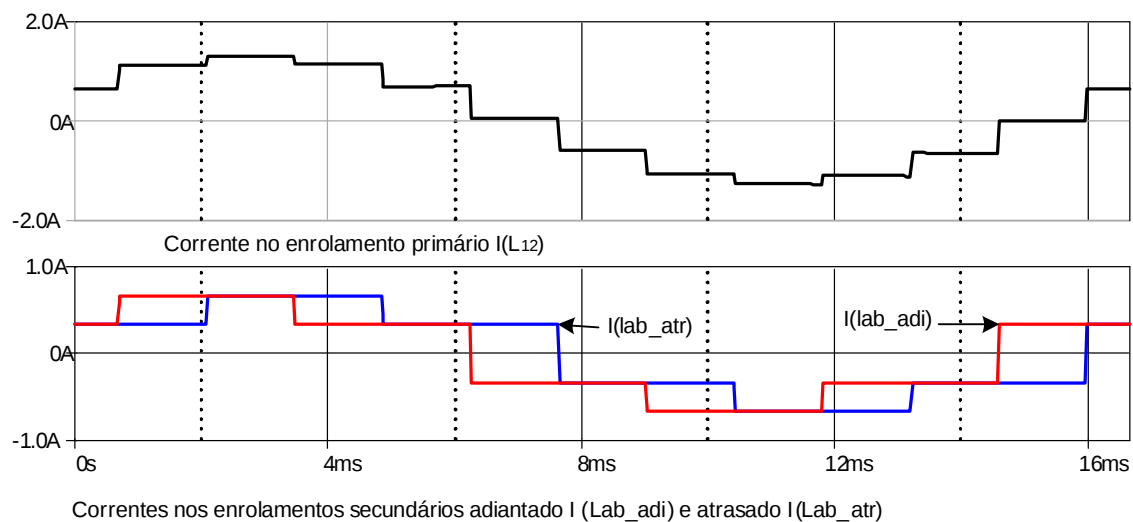


Fig 2.31 – Formas de onda das correntes na perna a do transformador.

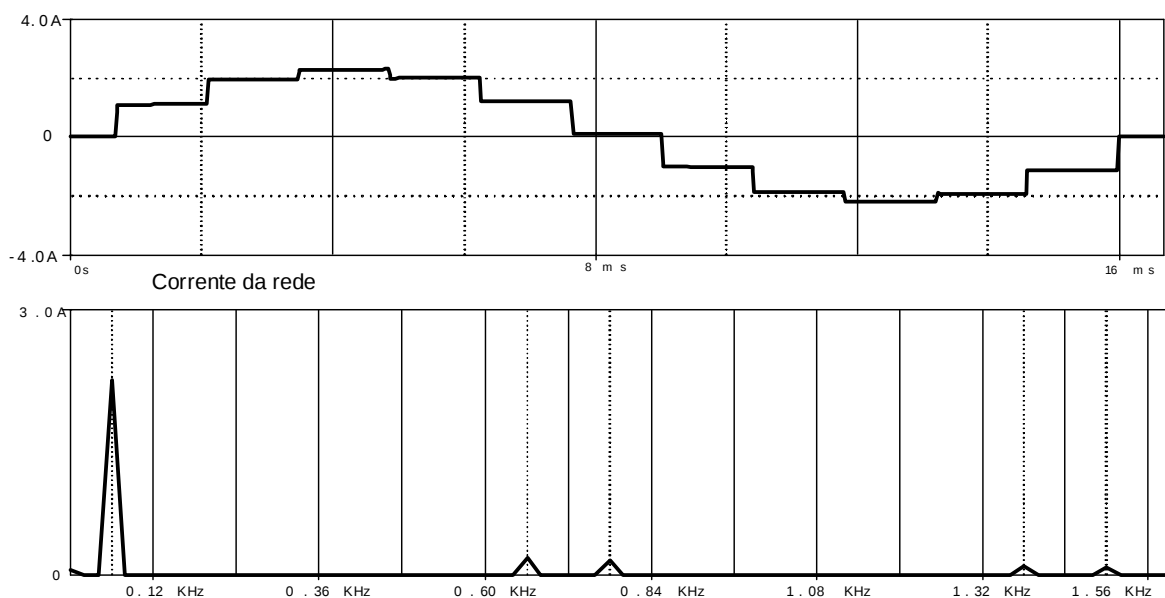


Fig. 2.32 – Corrente na rede e análise harmônica.

2.2.2.3 Retificador de 18 pulsos com conexão Delta / Polígono – Delta – Polígono ($\Delta/P-\Delta-P$).

Serão gerados dois sistemas trifásicos a partir da conexão polígono, um com ângulo de defasagem de 20° atrasado e o outro 20° adiantado, como foi feito anteriormente e o terceiro sistema será gerado a partir de uma conexão delta. A Fig. 2.33 mostra conexão utilizada para este sistema, considerando-se que as cargas estão isoladas e que possuem valores médios de corrente iguais.

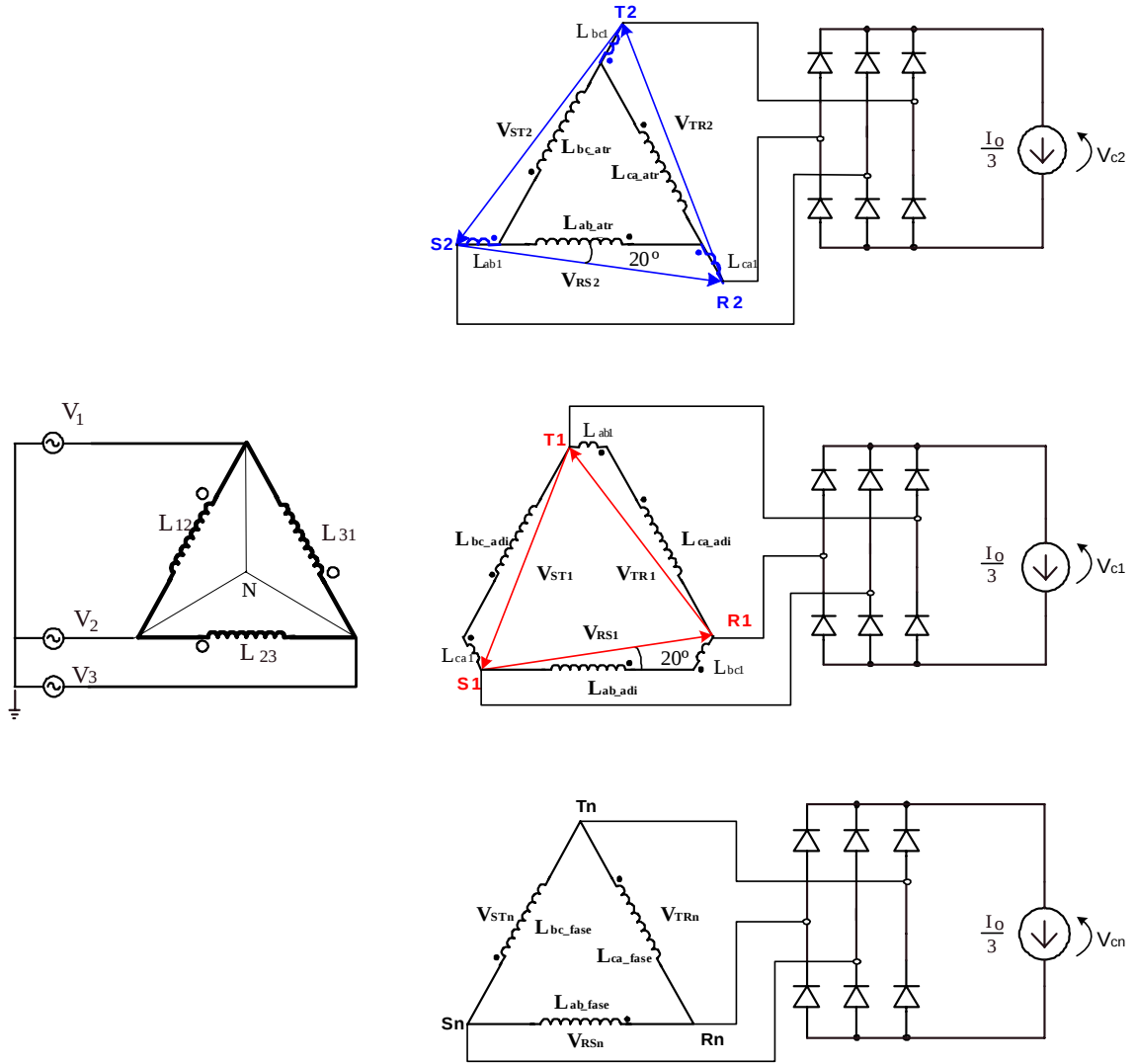


Fig 2.33 – Conexão A/P-A-P de 18 pulsos.

- Cálculo das indutâncias.

a) Conexão polígono atrasada em 20°.

Para $\theta = 20^\circ$ e $V_{RS,TR,ST} = 220 \sqrt{3}$ V da equação (2.7) temos que:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{\sin(120^\circ)} = \frac{V_{ca2}}{\sin(20^\circ)} = \frac{V_{ab-atr}}{\sin(40^\circ)} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} V_{ab-atr} &= 282,83V \\ V_{ca2} &= 150,49V \end{aligned}$$

da equação (2.5) obtém-se o valor das indutâncias do secundário:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{282,83} = \frac{N_{12}}{N_{ab-atr}} = K = 1,34 \quad \frac{30}{L_{ab-atr}} = (1,34)^2 \rightarrow L_{ab-atr} = 16,527H$$

e da equação (2.6) obtém-se o valor das indutâncias auxiliares:

$$\frac{220 \cdot \sqrt{3}}{150,49} = \frac{N_{12}}{N_{ca2}} = K_a = 2,532 \quad \frac{30}{L_{ca2}} = (2,532)^2 \rightarrow L_{ca2} = 4,679H$$

b) Conexão polígono adiantada em 20°.

Como o ângulo de defasagem desta conexão é o mesmo da anterior, as indutâncias do secundário e auxiliar são as mesmas da anterior, o que muda é a ligação dos enrolamentos auxiliares exatamente como no caso anterior.

c) Conexão delta.

Como V_{RS} deve ser igual a V_{12} então:

$$N_{12} = N_{ab-fase} \xrightarrow{\text{assim}} L_{12} = L_{ab-fase} = 30H$$

A Fig. 2.34 mostra a tensão de linha da rede, a tensão de linha do sistema resultante e o ângulo de defasagem. A tensão do sistema em delta está em fase com a referência. A Fig. 2.35 mostra as tensões nas cargas.

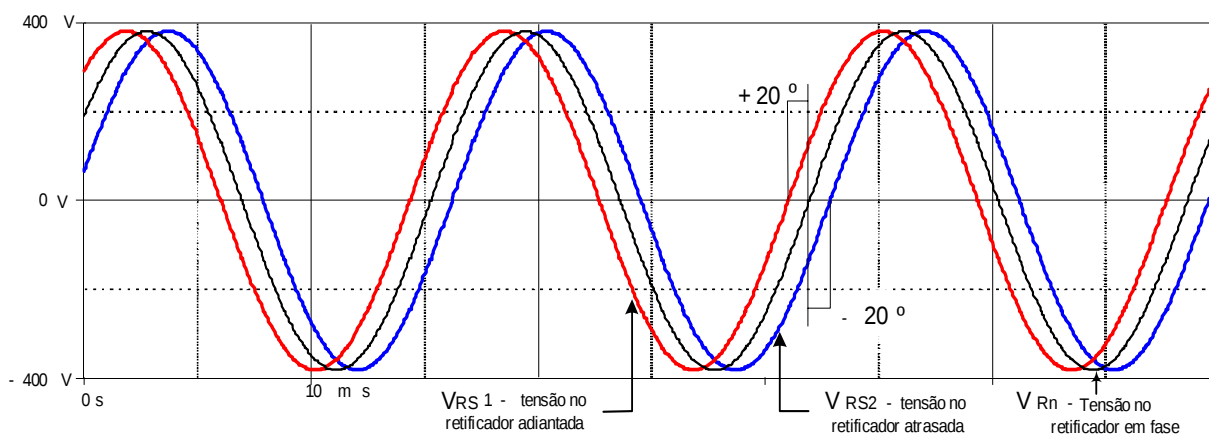


Fig 2.34 – Tensões de fase e de linha.

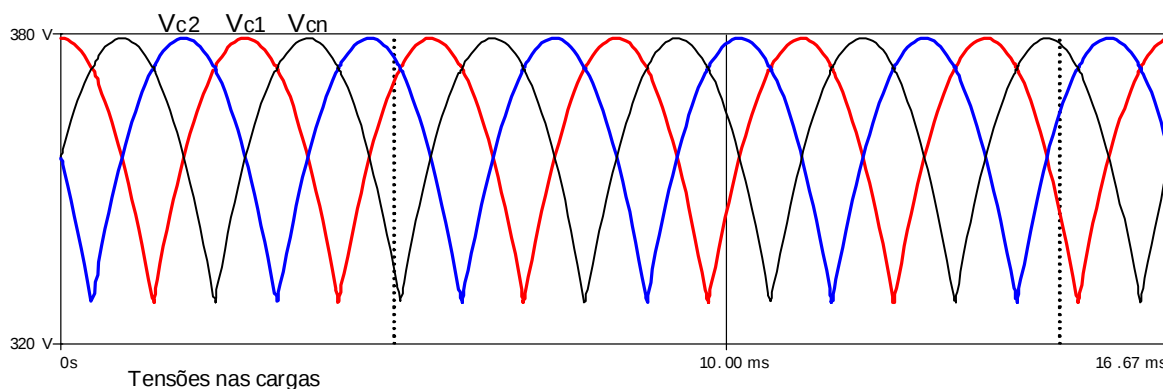


Fig - 2.35 – Tensões nas cargas.

As figuras 2.36 e 2.37 apresentam as formas de onda das correntes que circulam através de uma perna do núcleo do transformador e a análise harmônica da corrente da rede.

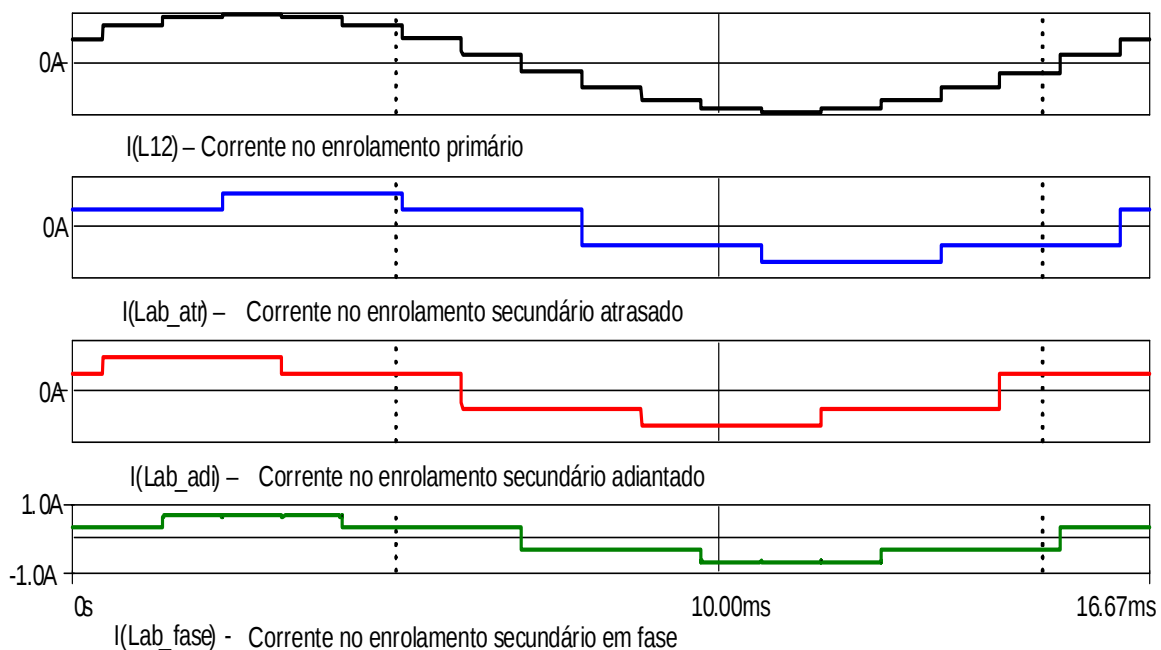


Fig. 2.36– Formas de onda das correntes na perna a do transformador.

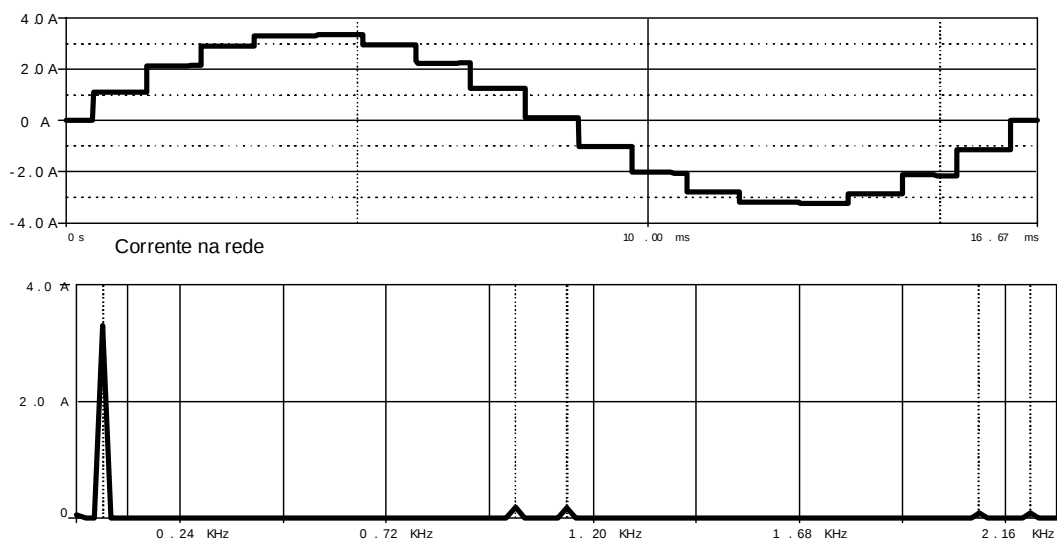


Fig. 2.37 – Corrente na rede e análise harmônica.

A tabela 2.2 apresenta as 20 primeiras componentes harmônicas presentes na corrente da rede para os retificadores de 6, 12 e 18 pulsos.

Tabela 2.2 – Análise harmônica das correntes de entrada dos retificadores analisados.

Ordem Harmônica	Frequência Hz	IEC 61000-3-2 Máxima corrente (A)	Componente Harmônica (A)		
			6 pulsos	12 pulsos	18 pulsos
1	60		3,00	3,00	3,00
2	120	1,08	0,00	0,00	0,00
3	180	2,3	0,00	0,00	0,00
4	240	0,43	0,00	0,00	0,00
5	300	1,14	0,60	0,00	0,00
6	360	0,3	0,00	0,00	0,00
7	420	0,77	0,43	0,00	0,00
8	480	0,23	0,00	0,00	0,00
9	540	0,4	0,00	0,00	0,00
10	600	0,18	0,00	0,00	0,00
11	660	0,33	0,27	0,27	0,00
12	720	0,15	0,00	0,00	0,00
13	780	0,21	0,23	0,23	0,00
14	840	0,13	0,00	0,00	0,00
15	900	0,15	0,00	0,00	0,00
16	960	0,12	0,00	0,00	0,00
17	1020	0,13	0,18	0,00	0,18
18	1080	0,10	0,00	0,00	0,00
19	1140	0,12	0,16	0,00	0,16
20	1200	0,09	0,00	0,00	0,00
Distorção Harmônica Total (%)			28,41	11,90	7,89

Comparando a tabela 2.2 com a tabela 2.1 percebe-se que a mudança da conexão do retificador de zigzag para polígono não altera a taxa de distorção harmônica total e nem as magnitudes de níveis harmônicos de corrente.

Novamente, as topologias apresentadas, para a conexão polígono, ficam muito próximas, mas não atendem à norma IEC 61000-3-2.

2.3 LIGAÇÕES DAS SAÍDAS DOS RETIFICADORES

Neste estudo, os retificadores simulados alimentam cargas individuais e idênticas. Porém, as saídas dos retificadores podem ser interligadas em paralelo ou em série para poder alimentar uma única carga.

As ligações série e paralela das saídas para conexão de 18 pulsos, serão apresentadas através de dois exemplos:

- Conexão Delta / Ziguezague – Ziguezague – Estrela – saídas ligadas em paralelo.
- Conexão Delta / Polígono – Delta – Polígono – saídas ligadas em série.

2.3.1 Saídas dos retificadores ligadas em paralelo.

Ao interligar saídas de retificadores, defasados entre si, em paralelo, têm-se tensões médias de saída dos retificadores iguais, porém a tensão instantânea de saída é diferente, já que as tensões dos secundários estão defasadas entre si. Esta diferença instantânea das tensões de saída dos retificadores provoca o desbalanceamento das correntes entre os secundários causando o não cancelamento natural das harmônicas.

Para acabar com o problema do desbalanceamento das correntes usa-se um transformador de interfase, como mostrado na Fig. 2.38

A tensão aplicada sobre um indutor de interfase é a diferença entre o valor instantâneo da tensão de saída do retificador (que apresenta seis pulsos por período da tensão de alimentação) e o valor médio da tensão na carga. O projeto destes indutores é feito considerando-se a máxima ondulação de corrente admissível.

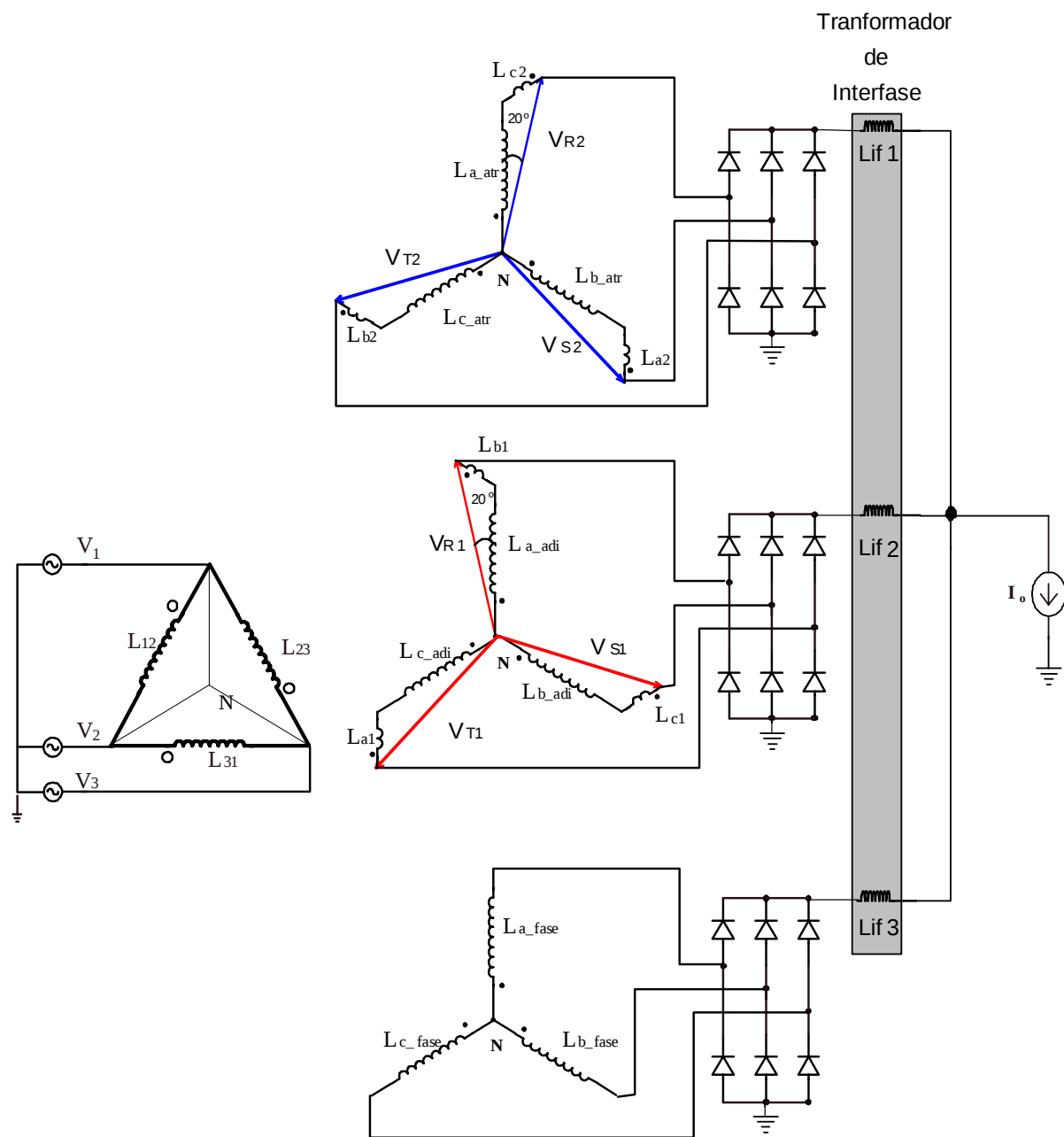


Fig. 2.38 - Retificador de 18 pulsos com conexão Delta / Ziguezague – Estrela – Ziguezague – saídas ligadas em paralelo, com transformador de interfase.

Na figura 2.39 podem-se visualizar as tensões instantâneas e médias. O eixo vertical foi propositalmente colocado no pico da tensão de saída, considerando-se sua ondulação em baixa frequência.

O valor médio da tensão de saída dos retificadores é $(3/\pi) \cdot V_{pico}$, desta forma o valor instantâneo se iguala ao valor médio em $\omega t = \pm 17,27^\circ = \pm 0,3014 \text{ rad}$, pois:

$$V_{pico} \cdot \cos(\omega t) = \frac{3}{\pi} \cdot V_{pico} \xrightarrow{\text{assim}} \cos(\omega t) = \frac{3}{\pi} \quad (2.10)$$

Desta forma:

$$\omega t = \pm 17,267^\circ \text{ ou } \omega t = \pm 0,3014 \text{ rad}$$

Para facilitar, tomaremos estes ângulos como sendo $\pm \psi$.

$\Psi = \pm 0.3014 \text{ rad} \rightarrow$ ângulo onde a tensão média se iguala à tensão instantânea da saída dos retificadores

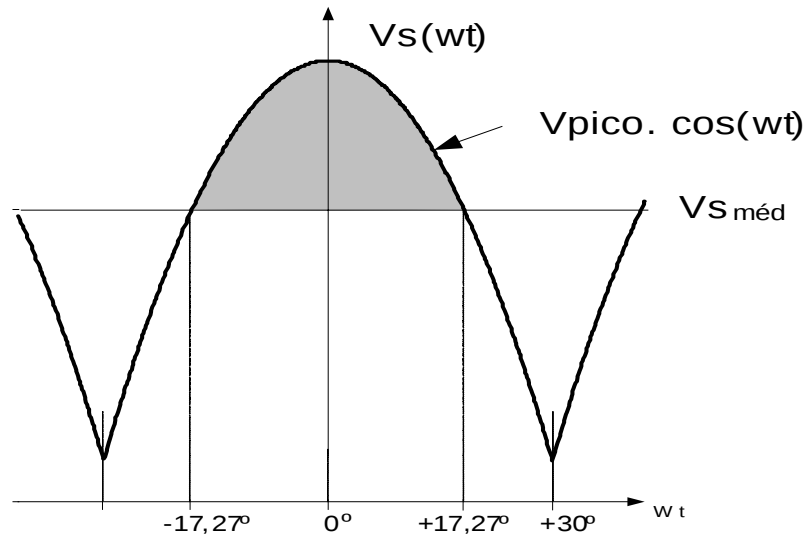


Fig 2.39 – Tensão de saída de um retificador com seis pulsos.

A parte em destaque da Fig. 2.39 é a tensão aplicada sobre os indutores de interfase. Como a variação da corrente através do indutor é proporcional à integral da tensão sobre ele, temos:

$$V_{Ls} = L \cdot \frac{di}{dt} \quad \int V_{Ls} \cdot dt = L \cdot \Delta i_{Ls} \quad (2.11)$$

Ou

$$L \cdot \Delta i_{Ls} = \frac{1}{\omega} \cdot \int V_{Ls} \cdot d\omega t \quad (2.12)$$

A tensão aplicada sobre o indutor de interfase é dada por:

$$\int_{-\psi}^{\psi} V_{Ls} . d\omega = 2 . \int_0^{0,3014} \left(V_{Spico} . \cos \omega t . d\omega - \frac{3}{\pi} . V_{Spico} . d\omega \right) \quad (2.13)$$

$$\int_{-\psi}^{\psi} V_{Ls} . d\omega = 2 . \left(V_{Spico} . \sin \theta \Big|_0^{0,3014} - \frac{3}{\pi} . V_{Spico} . 0,3014 \right) \quad (2.14)$$

$$\int_{-\psi}^{\psi} V_{Ls} . d\omega = 180,328 . 10^{-4} . V_{pico} \quad (2.15)$$

Da equação (2.15) temos que:

$$\int V_{Ls} . dt = \frac{1}{\omega} . 180,328 . 10^{-3} . V_{Spico} \quad (2.16)$$

Logo:

$$\int_{-\psi}^{\psi} V_{Ls} . d\omega = 47,968 . 10^{-6} . V_{Spico} \quad (2.17)$$

Como:

$$L_s \geq \frac{I}{\Delta I_{Ls}} \int V_{Ls} . dt \quad (2.18)$$

Para uma variação de corrente não superior a 1%, temos:

$$\Delta I_{Ls} \leq 30 \text{ mA, tem-se } L_s \geq 609,2 \text{ mH}$$

Especifica-se então:

$$L_s = 650 \text{ mH..}$$

2.3.1.1 Resultados de simulação.

A Fig. 2.40 apresenta a tensão na carga e a tensão de saída no retificador 1.

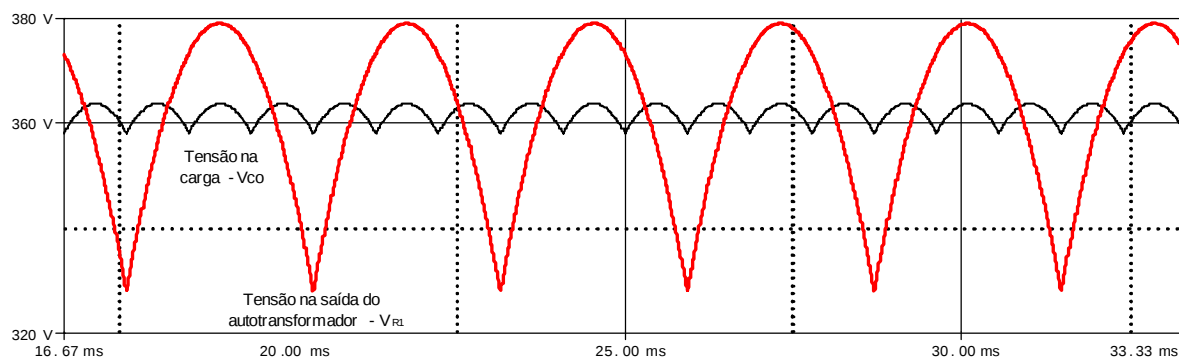


Fig. 2.40 – Tensão na carga e na saída do retificador1.

As Fig. 2.41 e Fig. 2.42 mostram a forma de onda da corrente na rede e o respectivo espectro harmônico.

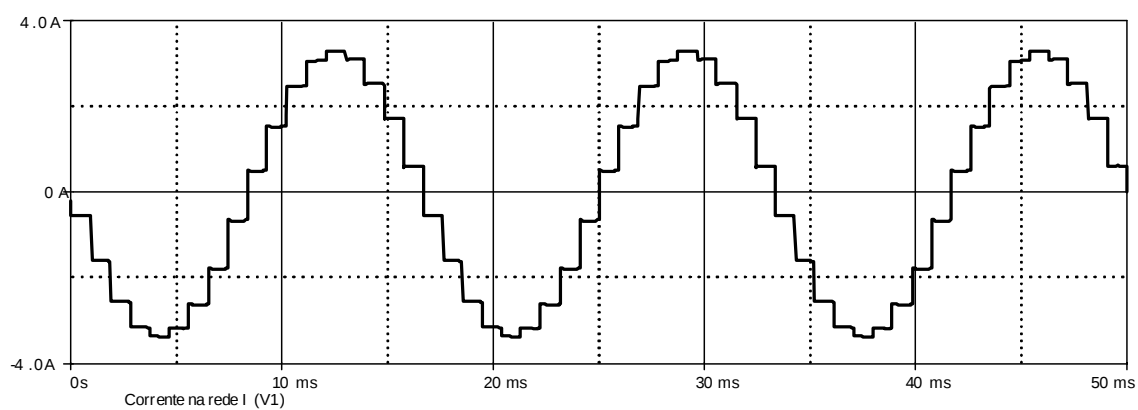


Fig 2.41 – Corrente na rede.

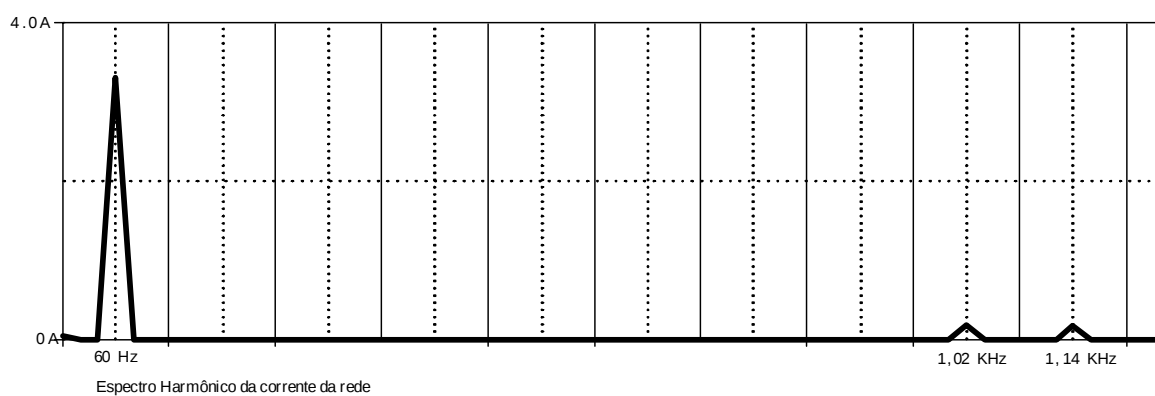


Fig 2.42 – Espectro harmônico da corrente da rede.

2.3.2 Saídas dos retificadores ligados em série.

Ao interligar as saídas de retificadores defasados entre si em série a tensão aplicada na carga é a soma das tensões instantâneas de cada retificador.

A Fig. 2.43 mostra o esquema de ligação de saídas de retificadores em série.

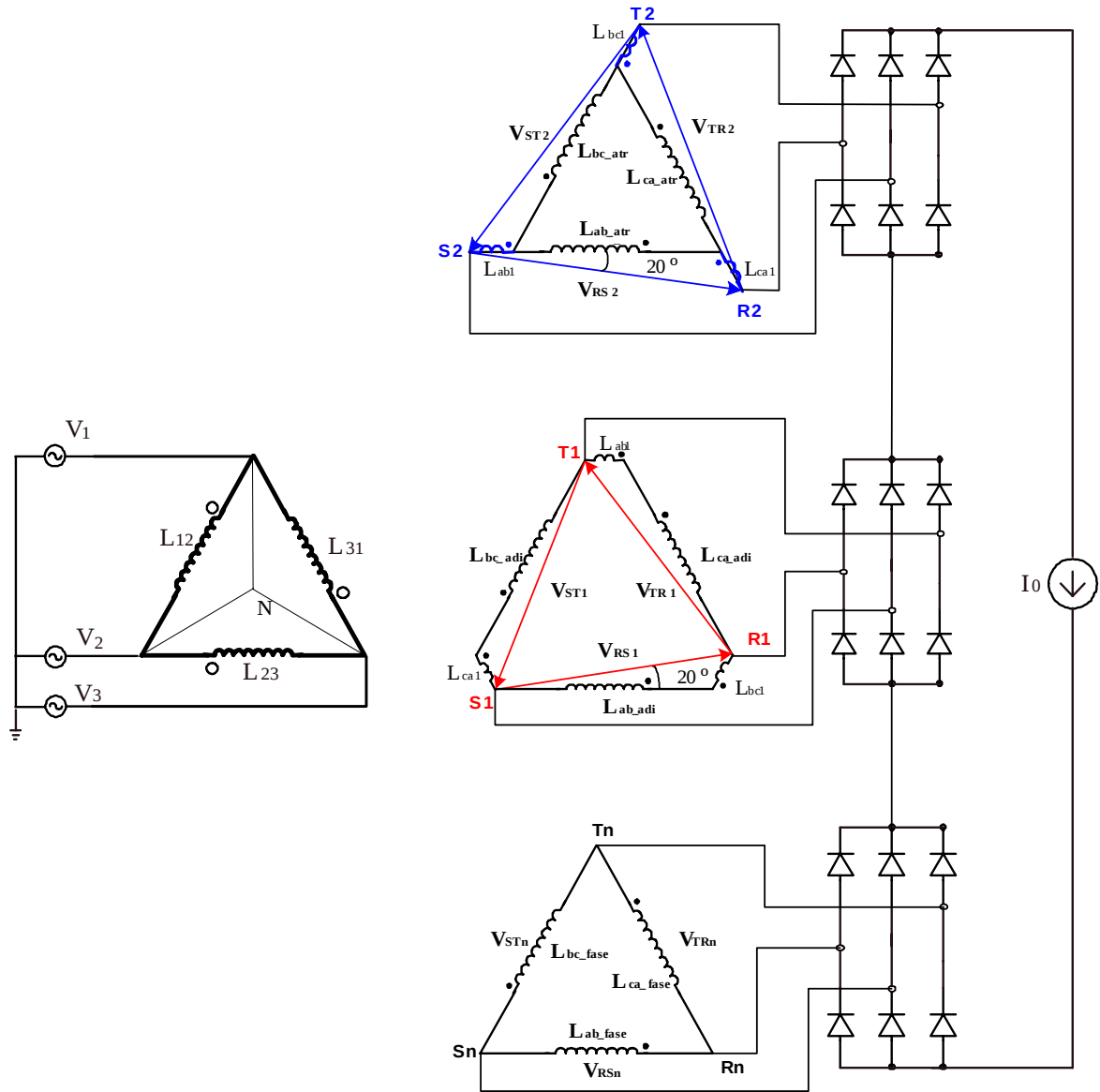


Fig 2.43 – Conexão A/P-A-P de 18 pulsos e saídas ligadas em série.

Para determinar o valor médio da tensão de saída deve-se somar as tensões médias de saída dos retificadores.

O valor de pico da tensão de saída é determinado pela equação (2.19) onde $\omega t = 90^\circ$

$$V_{Spico} = V_{RSpico} \cdot \sin(\omega t + 20^\circ) + V_{RSpico} \cdot \sin(\omega t) + V_{RSpico} \cdot \sin(\omega t - 20^\circ) \quad (2.19)$$

$$V_{Spico} = 2,879385 \cdot V_{RSpico} \quad (2.20)$$

$$\text{Como } V_{RSpico} = 220 \cdot \sqrt{3}$$

$$V_{Spico} = 1,097 \text{ kV.}$$

A Fig. 2.44 apresenta as formas de onda da tensão na carga e da tensão na saída do retificador 1.

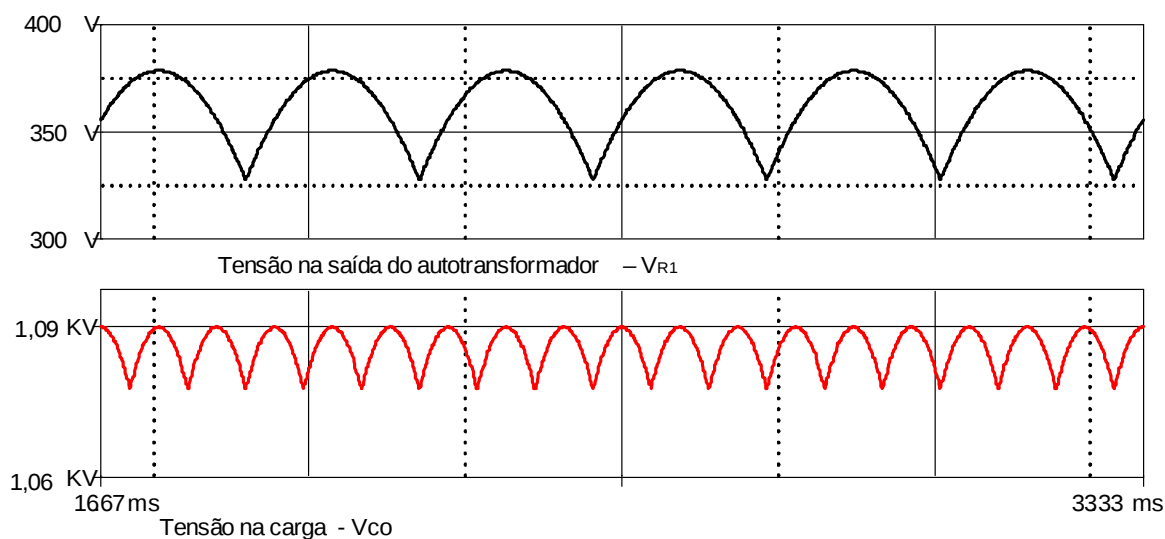


Fig 2.44 – Tensão na carga e na saída do retificador 1

As figuras 2.45 e 2.46 mostram as formas de onda da corrente na rede e o respectivo espectro harmônico.

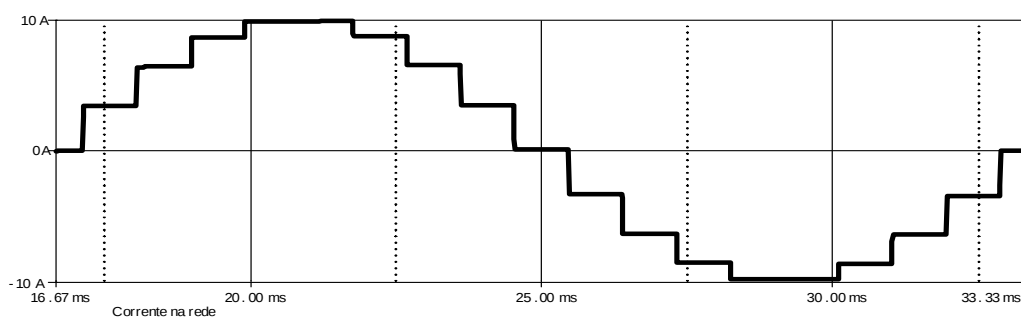


Fig 2.45 – Corrente na rede.

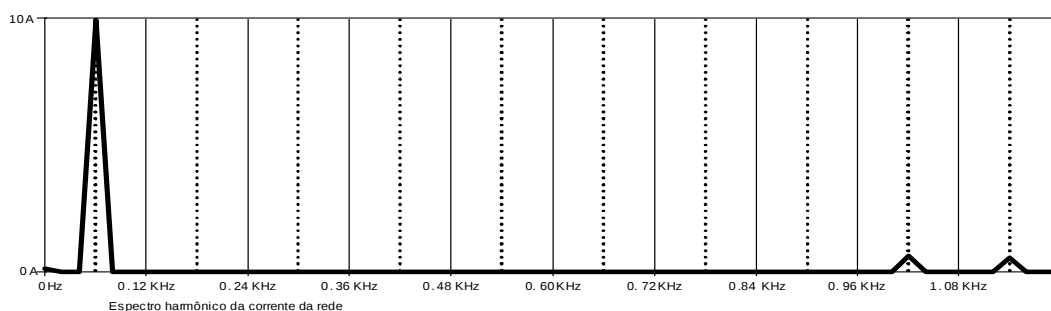


Fig 2.46 – Espectro Harmônico da corrente da rede.

A tabela 2.3 apresenta as 20 primeiras componentes harmônicas presentes na corrente da rede para os retificadores de 18 pulsos com a saída conectada em paralelo com indutores de interfase de 650 mH, e, para fins de comparações, apresenta as 20 primeiras componentes harmônicas para o caso dos indutores de interfase subdimensionados e com 15 mH. A tabela 2.3 também apresenta as 20 primeiras componentes harmônicas presentes na corrente da rede para os retificadores de 18 pulsos com as saídas conectadas em série.

Tabela 2.3 – Análise harmônica das correntes de entrada dos retificadores de 18 pulsos analisados.

Ordem Harmônica	Frequência Hz	IEC 61000-3-2 Máxima corrente (A)	Componente Harmônica (A)		
			Conexão Ziguezague - saídas em Paralelo		Conexão Polígono saídas em Série
			$L_s = 15 \text{ mH}$	$L_s = 650 \text{ mH}$	
1	60		3,00	3,00	3,00
2	120	1,08	0,00	0,01	0,00
3	180	2,3	0,00	0,00	0,00
4	240	0,43	0,00	0,01	0,01
5	300	1,14	0,07	0,01	0,01
6	360	0,3	0,01	0,01	0,00
7	420	0,77	0,05	0,01	0,00
8	480	0,23	0,00	0,00	0,01
9	540	0,4	0,01	0,00	0,00
10	600	0,18	0,00	0,00	0,01
11	660	0,33	0,02	0,00	0,00
12	720	0,15	0,01	0,01	0,00
13	780	0,21	0,02	0,00	0,01
14	840	0,13	0,01	0,01	0,01
15	900	0,15	0,01	0,00	0,00
16	960	0,12	0,01	0,01	0,00
17	1020	0,13	0,18	0,18	0,18
18	1080	0,10	0,01	0,01	0,00
19	1140	0,12	0,16	0,16	0,16
20	1200	0,09	0,00	0,01	0,00
Distorção Harmônica Total (%)			8,58	7,90	7,90

Através a tabela 2.3, percebe-se que a ligação das saídas em série ou em paralelo não alterou o índice de distorção harmônica, desta forma, os retificadores com saídas ligadas em série ou em paralelo também, ficam próximos, mas não atendem a IEC 61000-3-2.

A tabela 2.4 apresenta todos os componentes harmônicos de significância para as topologias de 6, 12 e 18 pulsos com conexões ziguezague e polígono e as conexões de 18 pulsos com as saídas conectadas em paralelo e em série.

Tabela 2.4 – Análise harmônica geral das correntes de entrada dos retificadores analisados.

Ordem Harmônica	IEC 61000-3-2 (A)	Componente Harmônica (A)							
		6 pulsos		12 pulsos		18 pulsos			
		Ziguezague	Polígono	Ziguezague	Polígono	Ziguezague	Polígono	Ziguezague Paralelo	Polígono Série
5	1,14	0,60	0,60	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,01
7	0,77	0,43	0,43	0,00	0,00	0,00	0,00	0,01	0,00
11	0,33	0,27	0,27	0,27	0,27	0,00	0,00	0,00	0,00
13	0,21	0,23	0,23	0,23	0,23	0,00	0,00	0,00	0,01
17	0,13	0,18	0,18	0,00	0,00	0,18	0,18	0,18	0,18
19	0,12	0,16	0,16	0,00	0,00	0,16	0,16	0,16	0,16
Distorção Harmônica Total (%)		28,41	28,41	11,90	11,90	7,89	7,89	7,90	7,90

Na tabela 2.4 nota-se que o fator preponderante para o conteúdo de distorção harmônica dos retificadores é o número de pulsos da estrutura empregada e que nenhum dos conversores atende a norma IEC 61000-3-2. Porém, se a potência do retificador for diminuída, as estruturas apresentadas passam a atender à norma IEC 61000-3-2 e se a potência for aumentada, ao ponto da corrente eficaz drenada da rede ser maior que 16 A, a norma a ser empregada será a IEC 61000-3-4, com isso, certamente, as estruturas atenderão à esta norma.

2.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentadas três conexões para os modos de operação em 12 e 18 pulsos utilizando a conexão zigzague no secundário do transformador.

Neste trabalho, os conversores analisados, são comparados à norma IEC-61000-3-2, pois esta norma é aplicada a equipamentos com corrente eficaz inferior a 16 Ampères por fase, o que é o caso de todas as topologias propostas.

As formas de conexões zigzague, propostas neste estudo, podem, teoricamente, defasar um sistema em ângulos menores que 60° com o uso de transformador elevador e em ângulos menores que 120° com o uso de transformador abaixador.

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, isolado eletricamente da rede, gerado no secundário do transformador.

Todos os retificadores simulados eliminaram naturalmente as componentes harmônicas da corrente da rede de ordem diferente de $6.P \pm 1$ onde P é o número de pulsos.

Também foram apresentadas, neste capítulo, três conexões para os modos de operação em 12 e 18 pulsos utilizando a conexão polígono no secundário do transformador.

Como nas conexões zigzague, a defasagem dos sistemas também ficam restritas à ângulos menores que 60° com o uso de transformador elevador e em ângulos menores que 120° com o uso de transformador abaixador.

Com a utilização de retificadores de múltiplos pulsos é possível eliminar os harmônicos de ordem pares e múltiplos de três. Como as componentes harmônicas restantes são de frequências elevadas fica fácil filtrá-las, além do que, os componentes reativos do filtro ficam muito reduzidos.

Comparando os resultados de THD (*Total Harmonic Distortion*) das conexões polígono com as conexões zigzague conclui-se que a forma de conexão do secundário do transformador não influi na Taxa de Distorção Harmônica Total dos conversores. Ela está

diretamente ligada ao número de pulsos do conversor, notando-se grande redução do retificador de seis pulsos para o retificador de 18 pulsos, em ambas as conexões.

Como ligações das saídas dos retificadores, foram apresentadas as formas de conexões em série e em paralelo utilizando-se as conexões ziguezague e polígono no secundário dos transformadores.

Todos os conversores apresentados, neste capítulo e nos anteriores, foram submetidos a testes de simulação, sendo que o mesmo sistema trifásico de tensões de 220/380V foi aplicado em todos eles com uma corrente média de 3A imposta na carga. O valor da potência ativa na saída de cada retificador é o produto da tensão média retificada pelo valor médio da corrente de saída.

Os retificadores trifásicos de 18 pulsos apresentam harmônicas de corrente de entrada a partir da 17ª. A THD da corrente de entrada destes conversores de 18 pulsos não foi afetada pela conexão de suas saídas em série ou em paralelo.

A ligação série das saídas reduz os esforços de tensão dos retificadores de seis pulsos, pois a tensão na carga é a soma das tensões instantâneas nas saídas dos retificadores.

A ligação paralela das saídas reduz os esforços de corrente nos retificadores de seis pulsos, pois a corrente da carga é dividida pelo número de retificadores, porém, os indutores de interfase trabalham em frequência mais baixa, o que os torna volumosos.

Para a conexão das saídas em paralelo, o subdimensionamento dos indutores de interfase afetam diretamente a THD, pois agrava o problema de desbalanceamento entre as correntes do secundários, causando o não cancelamento natural das harmônicas.

Os transformadores dos retificadores não apresentam problemas de saturação com componente contínua, pois as correntes através dos enrolamentos primário e secundário são componentes alternadas com valor médio nulo.

Os conversores apresentam baixo nível de ondulação da tensão de saída, possibilitando assim, um menor valor para o capacitor de filtragem da tensão de saída.

Apesar de nenhum dos conversores apresentados atenderem à norma IEC 61000-3-2, os valores das componentes harmônicas de corrente apresentados estão próximos à máxima corrente harmônica exigida pela norma, porém, uma elevação na potência de saída destes conversores aumenta a magnitude das componentes harmônicas dos conversores tornando-os ainda mais desclassificados perante a norma IEC 61000-3-2. Porém, se esta elevação de potência provocar uma corrente eficaz maior que 16 A, a norma a ser aplicada passará a ser a IEC 61000-3-4 e as estruturas, certamente, atenderão limites estabelecidos por esta norma. Da mesma forma, estas topologias apresentadas, podem atender a norma IEC 61000-3-2 quando alimenta uma potência menor que a apresentada.

3 CAPÍTULO 3

CONEXÕES DIFERENCIAIS

3.1 INTRODUÇÃO

As conexões diferenciais dos enrolamentos de um autotransformador trifásico permitem 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 .

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 seis pulsos. Os conversores com maior número de pulsos geralmente são obtidos a partir de dois ou mais conversores de seis pulsos, com defasagens específicas entre os sistemas de alimentação de cada bloco de seis 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 seis. Os mais comuns são os de 12 e de 18 pulsos, que são compostos por dois e três conversores de seis 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 é apresentada. Para verificar o princípio de operação de cada topologia, elas são testadas através de simulação digital (com uso do programa PSpice).

Apesar de os autotransformadores não possuírem enrolamentos primários e secundários distintos e isolados eletricamente, neste trabalho, será denominado enrolamento primário aquele que está submetido diretamente a tensão da rede de entrada (enrolamento de entrada) e secundário (enrolamento de saída) os enrolamentos que possuem tensões induzidas pelos enrolamentos primários.

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 seis 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 seis pulsos. Para manter 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.

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 3A (valor médio) na saída de cada ponte retificadora trifásica.

3.2 AUTOTRANSFORMADORES

3.2.1 Monofásicos

Os autotransformadores possuem estrutura magnética idêntica à dos transformadores normais, mas diferem destes na parte elétrica: existem dois enrolamentos de entrada e de saída que não formam dois conjuntos de espiras distintas, mas que são, pelo contrário, agrupados num único enrolamento [28].

Nestas condições o enrolamento de saída é constituído por uma parte das espiras que forma o enrolamento de entrada. O esquema elétrico do autotransformador adquire a forma representada na Fig.3.1(a). No funcionamento a vazio, alimentando o enrolamento através dos bornes A e B com tensão V_1 , este absorve a corrente a vazio I_0 necessária para produzir o fluxo Φ , que por sua vez gera no mesmo enrolamento uma f.e.m E_1 que equilibra a tensão aplicada. Correspondentemente, entre os bornes de saída a e b resulta disponível uma f.e.m.

$$E_2 = E_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (3.1)$$

Passando ao funcionamento com carga, quando o enrolamento secundário fornece uma corrente I_2 , o enrolamento de entrada, além da corrente a vazio absorve a corrente de reação I'_1 definida em valor pela conhecida igualdade $N_2 I_2 = N_1 I'_1$

No grupo de espiras compreendidas entre os dois bornes de saída, que são comuns também ao enrolamento de entrada, as duas correntes I_2 e I'_1 sobrepõem-se, pois possuem sentido contrário, formando uma corrente igual em valor à diferença aritmética das mesmas. No autotransformador com carga, as correntes adquirem assim a distribuição indicada na Fig. 3.1.b.

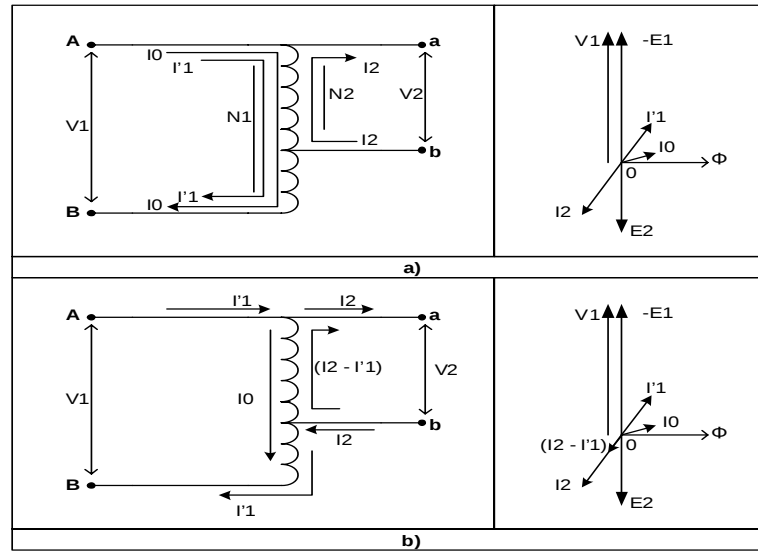


Fig. 3.1 - Esquema elétrico do autotransformador

É fácil verificar que se realiza uma dupla economia de cobre. Fazendo de fato a comparação com um transformador normal, observa-se em primeiro lugar que das N_1 espiras necessárias ao enrolamento de entrada, N_2 espiras são economizadas, pois são substituídas pelas N_2 espiras necessárias ao enrolamento de saída. Em segundo lugar, enquanto no transformador normal a seção dos condutores do enrolamento secundário deve ser proporcional à corrente I_2 , no autotransformador as N_2 espiras do enrolamento de saída (desprezando-se a corrente a vazio I_0), deve ser proporcional somente à diferença das correntes ($I_2 - I'_1$).

Admitindo-se que o peso de cobre necessário para executar um enrolamento seja proporcional ao produto das espiras pela corrente, a relação entre o peso (P_a) dos enrolamentos de um autotransformador e o peso análogo (P_n) do correspondente transformador normal é expresso por:

$$\frac{P_a}{P_n} = \frac{(N_1 - N_2) \cdot I_1 + N_2 \cdot (I_2 - I_1)}{N_1 \cdot I_1 + N_2 \cdot I_2} \quad (3.2)$$

Considerando-se:

$$I_1 = I'_1 = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 \quad (3.3)$$

Resulta em:

$$\frac{P_a}{P_n} = \frac{(N_1 - N_2) \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 + N_2 \cdot \left(I_2 - \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 \right)}{N_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 + N_2 \cdot I_2} \quad (3.4)$$

Dividindo-se por $N_2 \cdot I_2$ obtém-se:

$$\frac{P_a}{P_n} = \frac{\frac{N_1 - N_2}{N_1} + 1 - \frac{N_2}{N_1}}{1 + 1} = \frac{\frac{N_1 - N_2 + N_1 - N_2}{N_1}}{2} = \frac{\frac{2 \cdot N_1 - 2 \cdot N_2}{N_1}}{2} = \frac{N_1 - N_2}{N_1} \quad (3.5)$$

E portanto:

$$\frac{P_a}{P_n} \cong \frac{V_1 - V_2}{V_1} \quad (3.6)$$

Vê-se com isso que a economia de cobre é tanto maior quanto menor é a diferença ($V_1 - V_2$). Por exemplo, para uma transformação de 250 a 200 volts, o autotransformador emprega um peso de cobre de apenas 1/5 do peso necessário a um transformador normal de igual potência.

Além disso, o autotransformador apresenta menor queda de tensão e maior rendimento em virtude da parcial compensação das correntes no enrolamento de saída.

A vantagem do autotransformador diminui e fica quase desprezível quando a relação de transformação aumenta além de certo limite.

Na prática, se abandona o emprego do autotransformador quando a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída é maior que três.

Este critério é também sugerido pelo fato de que no autotransformador, tendo-se os dois enrolamentos em conexão elétrica entre si, a isolamento em relação a massa deve ser a mesma tanto pelo enrolamento de entrada quanto ao de saída.

Este fato perde a importância somente se for possível conectar à terra, o borne comum aos dois circuitos de entrada e de saída, como indica a Fig. 3.2.

O autotransformador é reversível, isto é, pode funcionar tanto como redutor quanto como elevador de tensão.

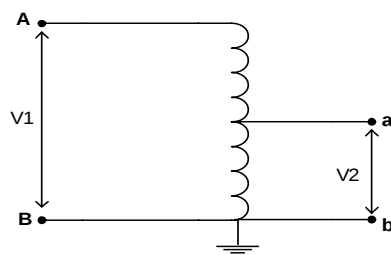


Fig. 3.2 - Esquema elétrico do autotransformador conectado à Terra

3.2.2 Trifásicos

O autotransformador trifásico pode ser realizado com o agrupamento das fases em estrela, como indica a Fig.3.3 (a) ou também com as fases agrupadas em triângulo como na Fig. 3.3 (c).

Nos dois casos os diagramas vetoriais da transformação adquirem a forma indicada na Fig. 3.3 (b) e 3.3 (d). O agrupamento em triângulo quase nunca é empregado nos autotransformadores, pois o resultado é muito menos econômico que no agrupamento em estrela.

Além disso, este último permite realizar qualquer relação de transformação, enquanto o agrupamento em triângulo, excluído o caso de emprego de artifícios especiais, permite somente, como é fácil deduzir do diagrama da Fig. 3.3 (b), relações de espiras compreendidas entre 1:1 e 1:2. O agrupamento em estrela oferece também a possibilidade da ligação do centro à terra a fim de eliminar o perigo de sobretensões com respeito à terra na linha da saída.

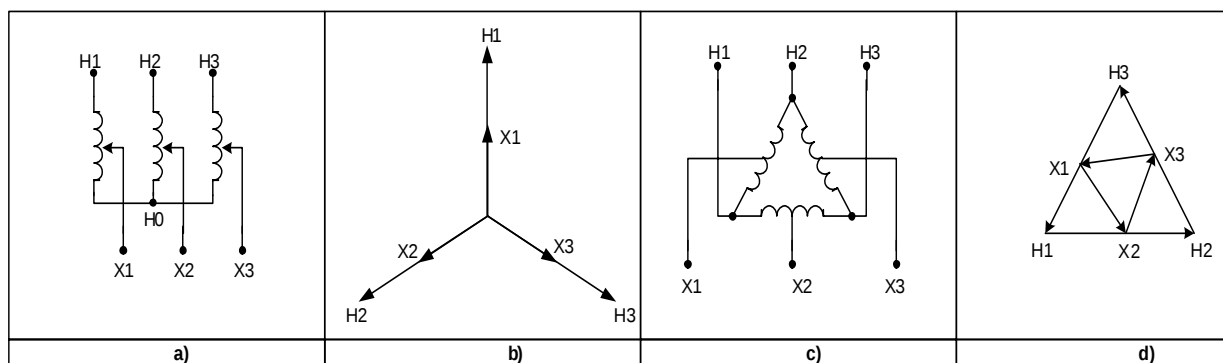


Fig. 3.3 – Autotransformador trifásico

Nos autotransformadores em estrela, o deslocamento angular entre a tensão de entrada e a tensão de saída é sempre nulo. Nos autotransformadores em delta, muda ao variar a relação de transformação.

3.2.3 Potência Transformada

Foi visto anteriormente que o peso de cobre de um autotransformador é menor que o de um transformador da mesma potência, existindo entre os dois a relação dada pela equação (3.6).

A equação (3.6) é relativa a um autotransformador redutor, onde $V_1 > V_2$ conforme ilustrado na Fig. 3.4.

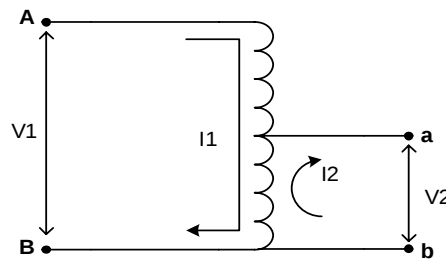


Fig. 3.4 – Autotransformador redutor

Multiplicando-se o numerador e o denominador da fração do segundo membro da equação (3.6) pelo valor da corrente I_1 , obtém-se:

$$\frac{W_a}{W_n} = \frac{(V_1 - V_2) \cdot I_1}{V_1 \cdot I_1} \quad (3.7)$$

O denominador da fração $I_1 \cdot V_1$ representa a potência nominal do transformador, cujo peso de cobre é P_n .

O produto $I_1 \cdot (V_1 - V_2)$, relativo ao autotransformador, também é uma potência, que é chamada potência transformada. Esta potência representa a contribuição do autotransformador na transformação.

Em se tratando de autotransformador elevador, a fórmula da potência transformada adquire a seguinte expressão $I_2 \cdot (V_2 - V_1)$.

A potência transferida através de um autotransformador tem grande importância, pois o projeto dos mesmos baseia-se sobre esta potência e não sobre a nominal. A fim de melhor esclarecer o conceito, examina-se o caso da Fig. 3.5 em que o dispositivo não efetua nenhuma transformação, isto é,

$$W_a = (V_1 - V_2)I_1 = 0 \quad ; \quad V_1 = V_2 \quad (3.8)$$

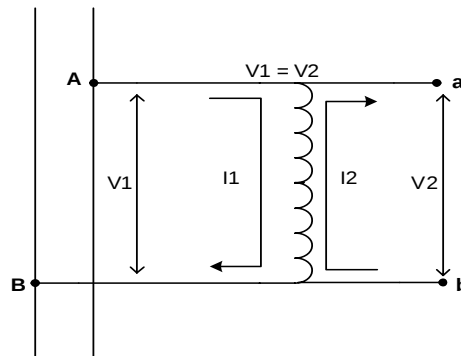


Fig. 3.5 – Autotransformador onde $V_2 = V_1$

Por outro lado, $I_2 = I_1$, além da corrente magnetizante nenhuma corrente atravessa o enrolamento. Nestas condições, sejam quais forem os valores de V_1 ; V_2 ; I_1 e I_2 o autotransformador não transforma nenhuma potência.

No caso da Fig. 3.6 (a) onde $V_2 < V_1$, processa-se uma transformação e a contribuição do dispositivo será tanto maior quanto maior for a diferença $V_1 - V_2$. A diferença $V_1 - V_2$ é justamente a diferença de potencial que atua sobre o grupo das espiras X. Estas espiras são atravessadas pela corrente I_1 , assim sendo a contribuição do dispositivo na transformação, ou seja, a potência transformada é $W_t = W_a = I_1.(V_1 - V_2)$.

No caso da Fig. 3.6 (b) valem os mesmos conceitos já expostos para o autotransformador da Fig. 3.6 (a). Deve se salientar que, sendo a diferença $V_1 - V_2$ maior que no caso anterior, o autotransformador da Fig. 3.6 (b) transforma maior potência que o da Fig. 3.6 (a).

Tanto o autotransformador da Fig. 3.6 (a) quanto o da (b) são autotransformadores redutores e para ambos é válida a fórmula:

$$W_t = I_1 \cdot (V_1 - V_2) \quad (3.9)$$

Para o autotransformador elevador valem os mesmos conceitos expostos para o redutor.

A contribuição do autotransformador na transformação processa-se nas espiras X, conforme Fig. 3.7, nos bornes dos quais existe a diferença de potencial $(V_2 - V_1)$.

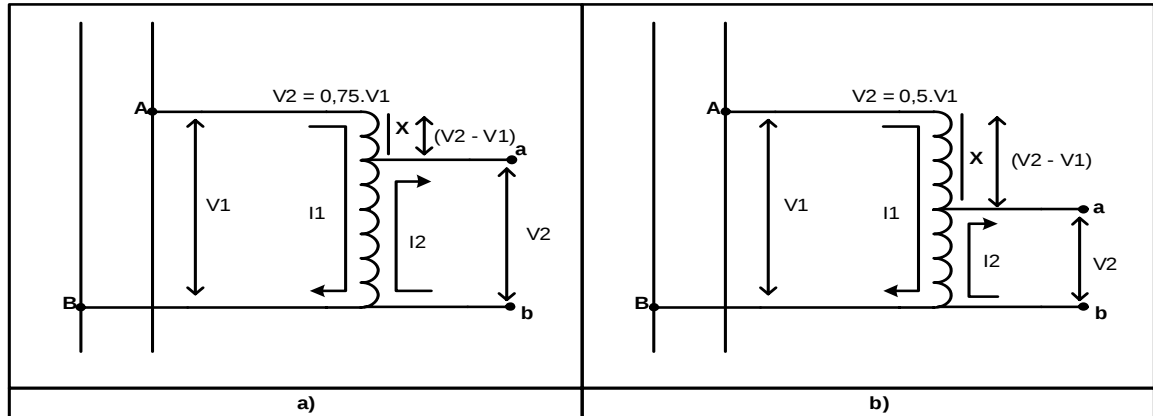


Fig. 3.6 – Autotransformador onde $V_1 > V_2$

Sendo as espiras X atravessadas pela corrente I_2 , nos autotransformadores elevadores a potência transformada é fornecida por:

$$W_t = I_2 \cdot (V_2 - V_1) \quad (3.10)$$

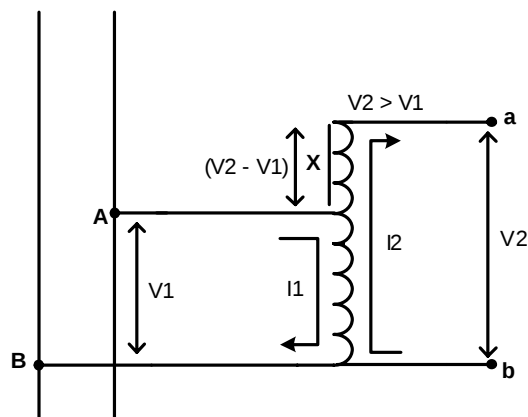


Fig. 3.7 – Autotransformador onde $V_2 > V_1$.

3.3 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO PLANA

3.3.1 Análise dos enrolamentos

A conexão Δ -diferencial plana de 12 pulsos está representada na Fig. 3.8. 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.

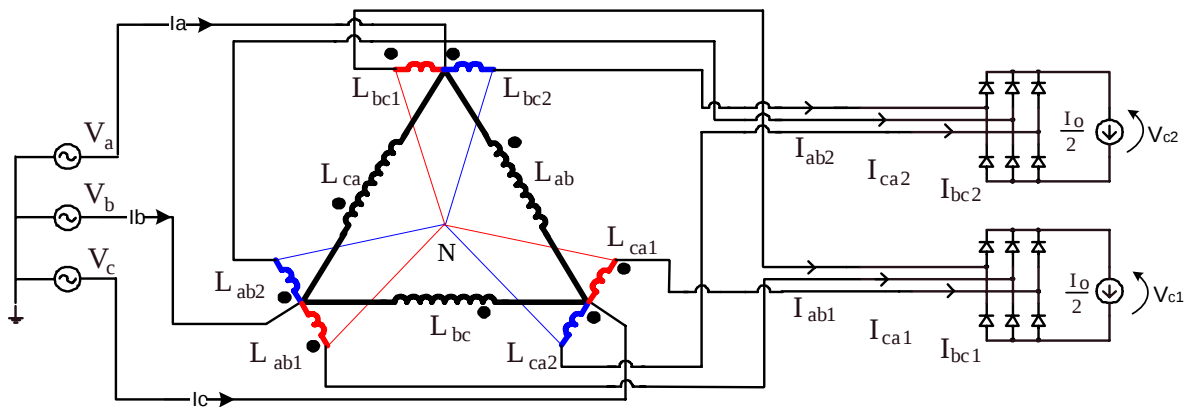


Figura 3.8 - Conexão Δ -diferencial plana de 12 pulsos.

Os enrolamentos do primário são alimentados pelas tensões definidas por:

V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} : tensões de linha

V_a , V_b e V_c : tensões de fase

A relação entre tensões de fase e de linha é dada pela equação (3.11).

$$V_{ab} = V_a \cdot \sqrt{3} \quad (3.11)$$

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-se 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) 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. 3.9.

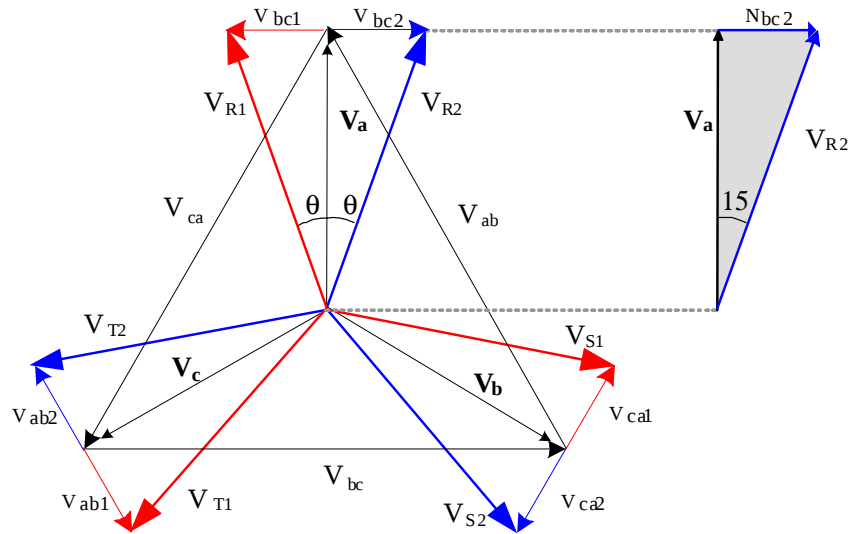


Fig. 3.9 - Diagramas de fase para a conexão Δ-diferencial plana de 12 pulsos.

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. 3.9, formado pelas tensões V_a , V_{ab2} e V_{R2} , fica fácil obter o valor de V_{bc2} através da expressão (3.12) e o valor de V_{R2} pela equação (3.13), uma vez que o ângulo de atraso de V_{R2} em relação a V_a é de 15° .

$$V_{bc2} = V_a \cdot \tan(15^\circ) = 0,268 \cdot V_a \quad (3.12)$$

$$V_{R2} = \frac{V_a}{\cos(15^\circ)} = 1,035 \cdot V_a \quad (3.13)$$

Como $V_{ab} = V_a \cdot \sqrt{3}$ e $V_{RS2} = V_{R2} \cdot \sqrt{3}$ a equação (3.13) pode ser estendida para as tensões de linha, como expressado na equação (3.14).

$$V_{RS2} = \frac{V_{ab}}{\cos(15^\circ)} = 1,035 \cdot V_{ab} \quad (3.14)$$

A relação de espiras (K_0) entre o primário e o secundário é calculada pela expressão (3.15).

$$K_0 = \frac{V_{ab}}{V_{bc2}} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_a}{V_{bc2}} = \frac{\sqrt{3}}{\tan(15^\circ)} = 6,464 \quad (3.15)$$

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.

3.3.2 Resultados de simulação

A Fig. 3.10 mostra as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores

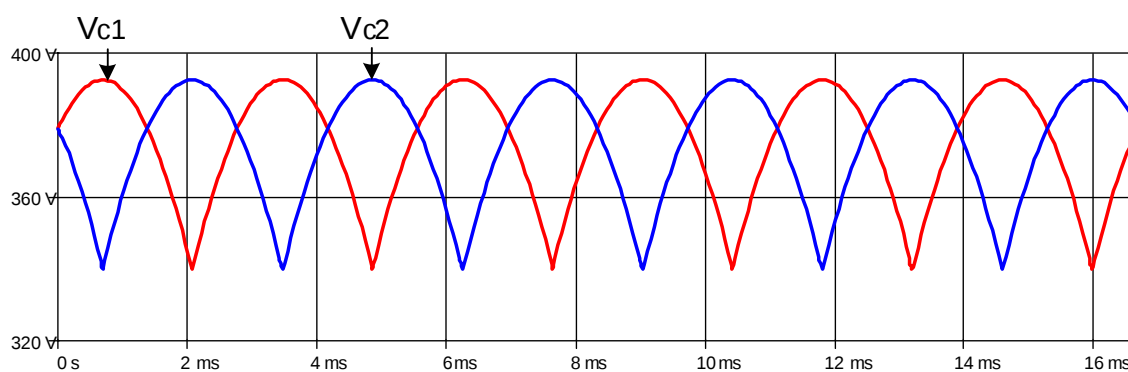


Fig. 3.10 - Tensões nas saídas dos retificadores.

A Fig. 3.11 mostra as tensões de linha de cada sistema trifásico obtido (V_{RS1} e V_{RS2}), com relação à tensão de referência V_{ab} .

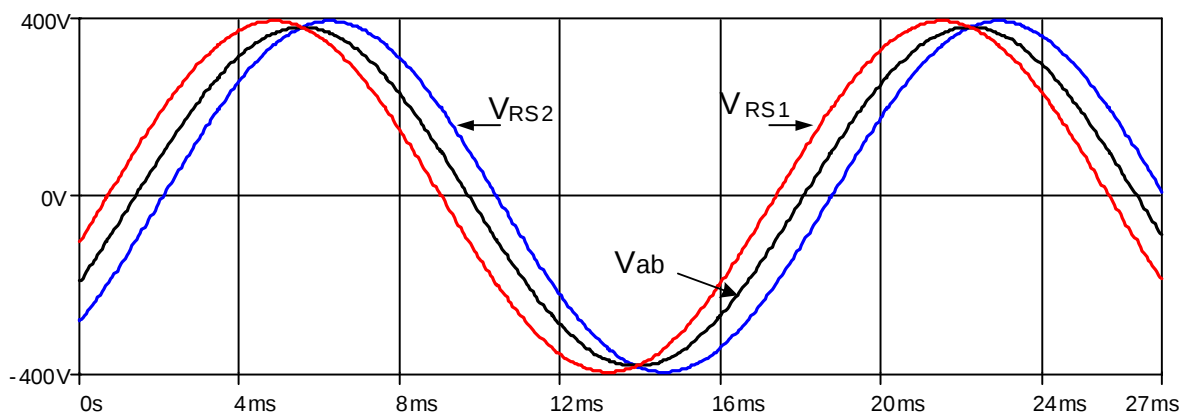


Fig. 3.11 - Defasagens entre os sistemas.

A Fig. 3.12 mostra as formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo

Observa-se que as correntes que circulam através dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_0/2 = 1,5A$) durante 2/3 do período da rede. A corrente do primário é muito reduzida, cujo valor máximo não chega a 233 mA.

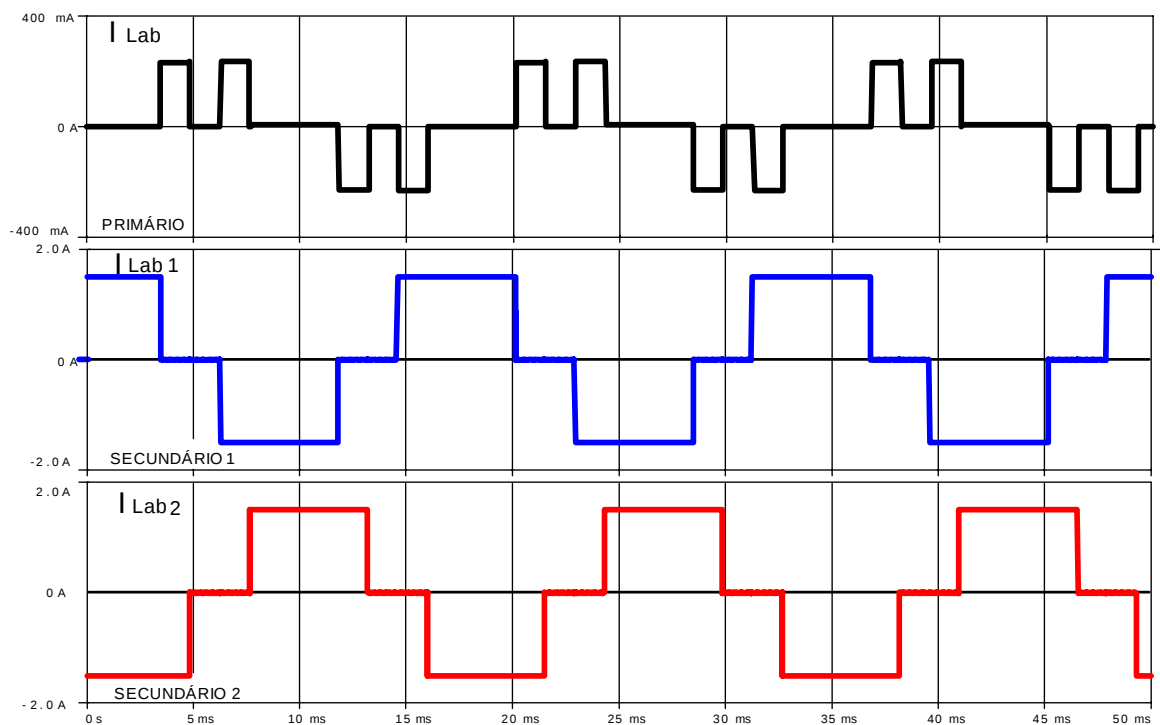


Fig. 3.12 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (ab).

A Fig. 3.13 ilustra a tensão e a corrente na rede de alimentação.

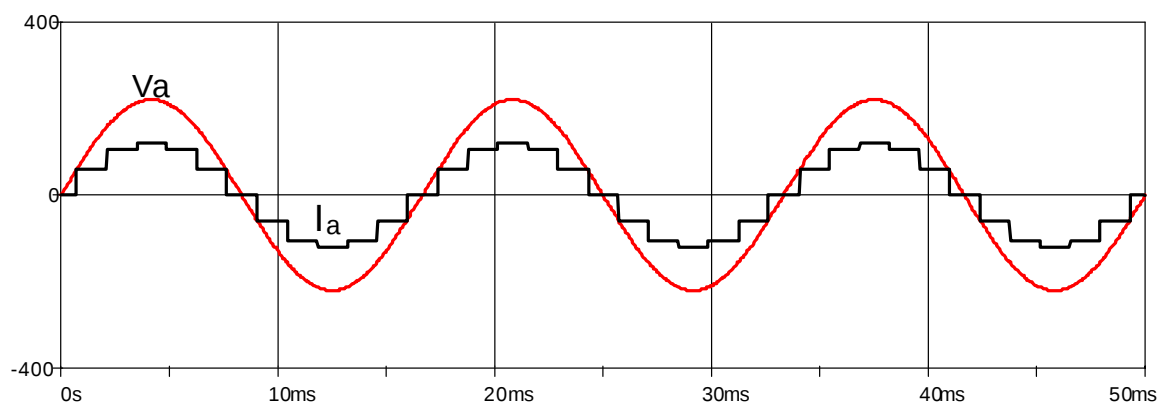


Fig. 3.13 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

A Fig. 3.14 mostra o espectro harmônico da corrente da rede de alimentação e a TDH desta corrente é de 21,7%

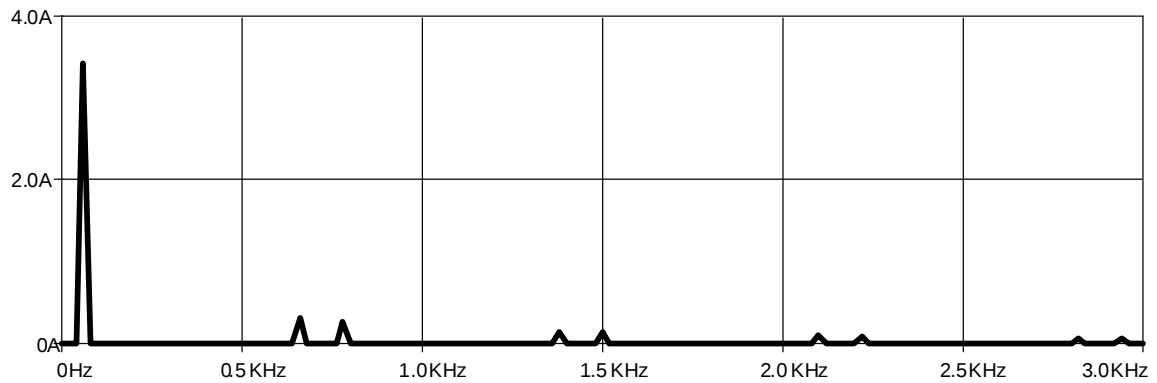


Fig. 3.14 - Espectro Harmônico da corrente da rede.

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: $V_{ef} = 268,7V$ $I_{ef} = 132 \text{ mA}$

Secundários: $V_{ef} = 41,72V$ $I_{ef} = 1,23 \text{ A}$

Carga: $V_o = 375V$ $I_o = 2 \cdot 1,5 \text{ A} = 3 \text{ A}$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (3.16).

$$S_p = 3 \cdot 0,132 \cdot 268,7 = 106,4 \text{ VA} \quad (3.16)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (3.17).

$$S_s = 6 \cdot 1,23 \cdot 41,72 = 307,9 \text{ VA} \quad (3.17)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (3.18).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 207,15 \text{ VA} \quad (3.18)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (3.19).

$$P_o = 2 \cdot 1,5 \cdot 375 = 1125 \text{ W} \quad (3.19)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (3.20).

$$S = 18,4\% \text{ de } P_o \quad (3.20)$$

Como foi feito para a conexão Δ diferencial plana pode-se gerar outras topologias conectando-se os enrolamentos secundários de formas diferentes. Estas novas topologias também defasam o sistema trifásico podendo gerar subsistemas trifásicos equilibrados e defasados com relação ao sistema de referência como apresentado a seguir.

3.4 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS – CONEXÃO FECHADA

3.4.1 Análise dos enrolamentos

Na conexão Δ -diferencial fechada de 12 pulsos [36] 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. 3.15.

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

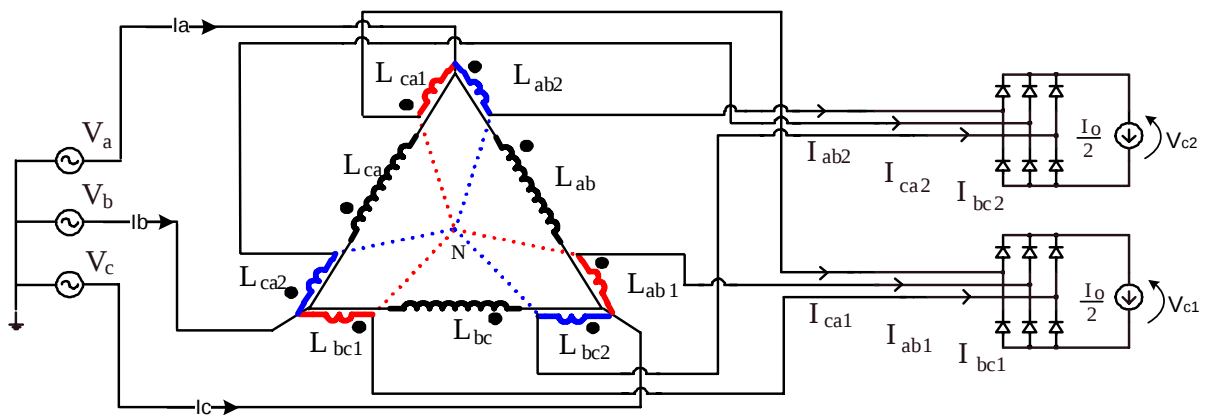


Fig. 3.15 - Conexão Δ -diferencial fechada de 12 pulsos.

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. 3.16.

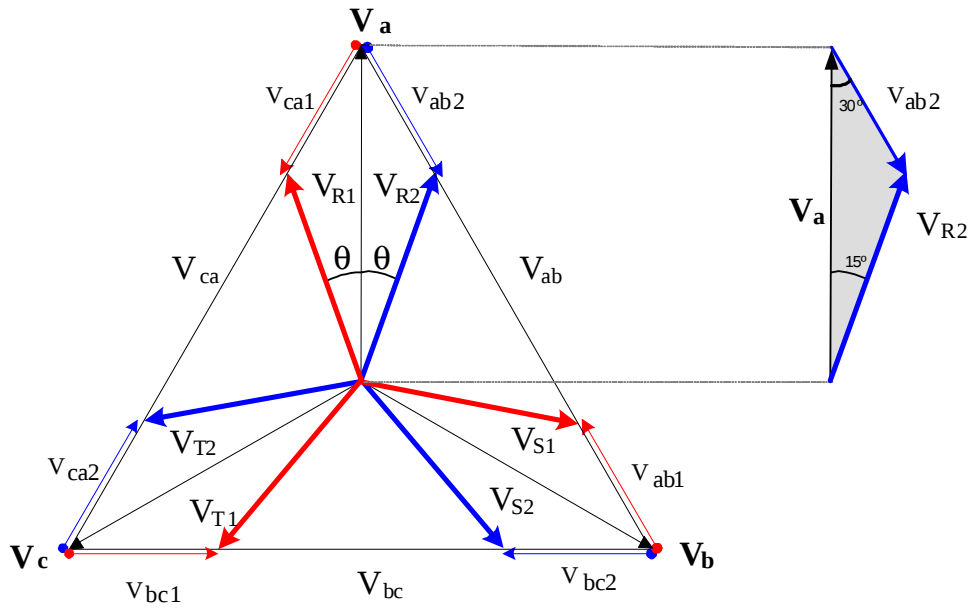


Fig. 3.16 - Diagrama de fases para a conexão Δ-diferencial fechada de 12 pulsos.

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. 3.16, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{ab2} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{ab2} através da expressão (3.21), conhecendo-se os ângulos de 15° e de 135° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{ab2} = V_a \cdot \frac{\sin(15^\circ)}{\sin(135^\circ)} = 0,366 \cdot V_a \quad (3.21)$$

$$V_{R2} = \frac{V_a \cdot \sin(30^\circ)}{\sin(135^\circ)} = 0,707 \cdot V_a \quad (3.22)$$

A relação de espiras entre primário e secundário é calculada pela expressão (3.23).

$$K_0 = \frac{V_{ab}}{V_{ab2}} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_a}{0,366} = 4,732 \quad (3.23)$$

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.

Para este caso, a relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador [36] é mostrada pela expressão (3.24) a THD é de 21,7%.

$$S = 16,8\% \text{ de } P_o \quad (3.24)$$

3.5 DELTA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO ABERTA

3.5.1 Análise dos enrolamentos

Na conexão Δ -diferencial aberta de 12 pulsos os enrolamentos secundários são colocados nos vértices do triângulo em paralelo com os lados adjacentes, porém, no prolongamento dos respectivos lados [36]. Por isso, a denominação de conexão aberta. Esta conexão está representada na Fig. 3.17.

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. 3.18.

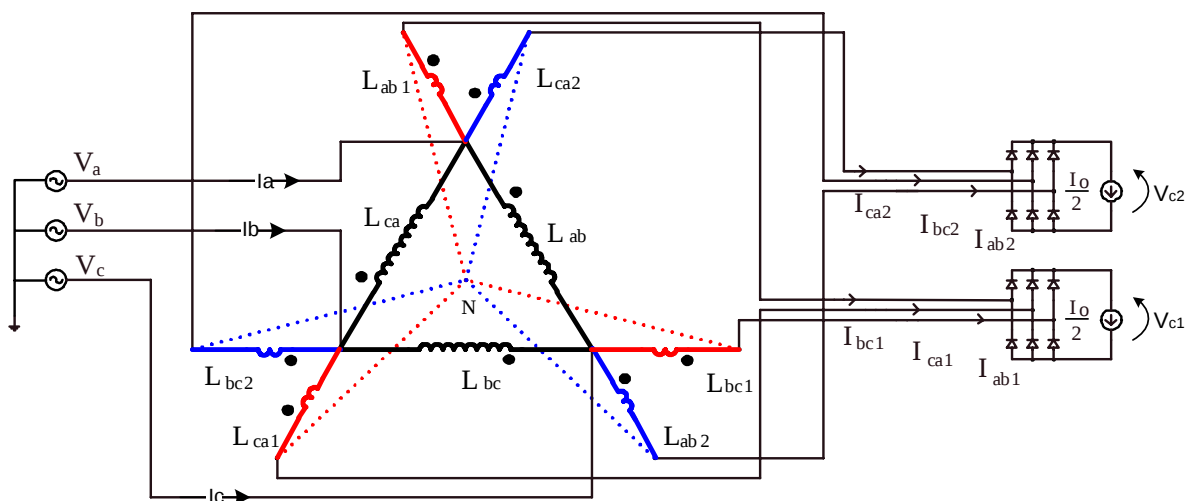


Fig. 3.17 - Conexão Δ -diferencial aberta de 12 pulsos.

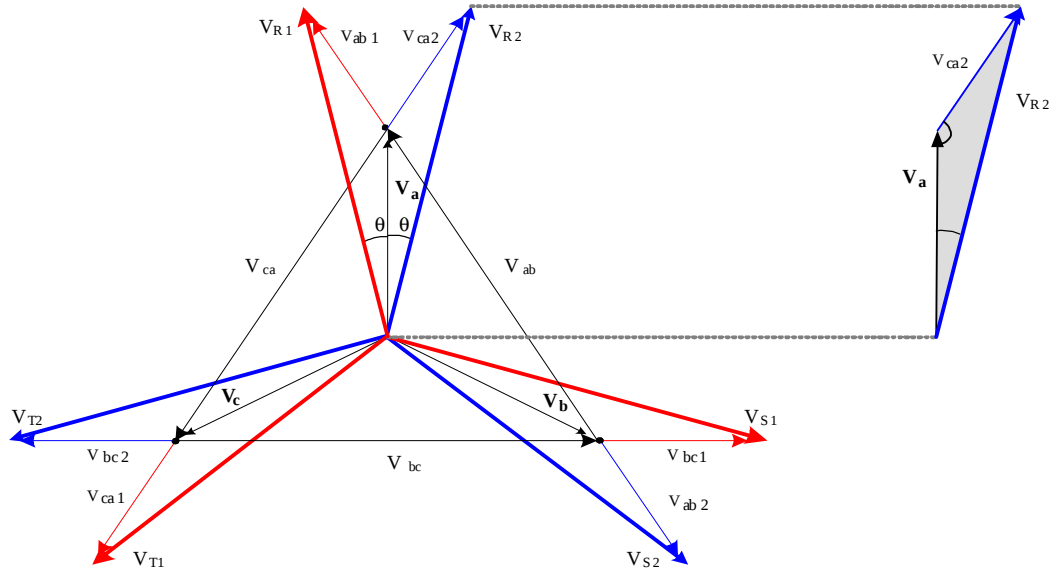


Fig. 3.18 - Diagrama de fases para a conexão Δ-diferencial aberta de 12 pulsos.

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. 3.18, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{bc2} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{bc2} através da expressão (3.25), considerando-se o ângulo de 15° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{ca2} = V_a \cdot \frac{\sin(15^\circ)}{\sin(15^\circ)} = V_a \quad (3.25)$$

$$V_{R2} = \frac{V_a \cdot \sin(150^\circ)}{\sin(15^\circ)} = 1,932 \cdot V_a \quad (3.26)$$

A relação de espiras entre primário e secundário, é calculada pela expressão (3.27).

$$K_0 = \frac{V_{ab}}{V_{bc2}} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_a}{V_a} = \sqrt{3} = 1,732 \quad (3.27)$$

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.

Neste caso, a relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador dada pela expressão (3.28) e a THD é de 21,7% [36].

$$S = 52,5\% \text{ de } P_o \quad (3.28)$$

3.6 ESTRELA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO ABERTA

3.6.1 Análise dos enrolamentos

Na conexão Y-diferencial aberta de 12 pulsos, os enrolamentos secundários são colocados nas extremidades da estrela, formando três novas estrelas, uma em cada extremidade. Por isso, também a denominação de conexão aberta. Esta conexão está mostrada na Fig. 3.19.

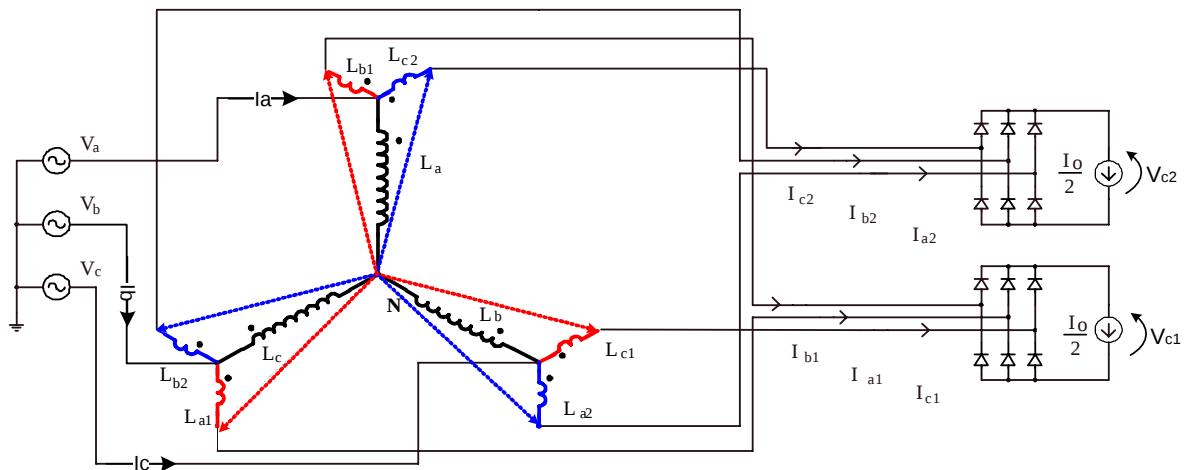


Fig. 3.19 - Conexão Y-diferencial aberta de 12 pulsos.

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 secundário1
- L_{a2}, L_{b2} e L_{c2} : enrolamentos do secundário2

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} : secundário1

V_{a2} , V_{b2} e V_{c2} : 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_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. 3.20.

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.

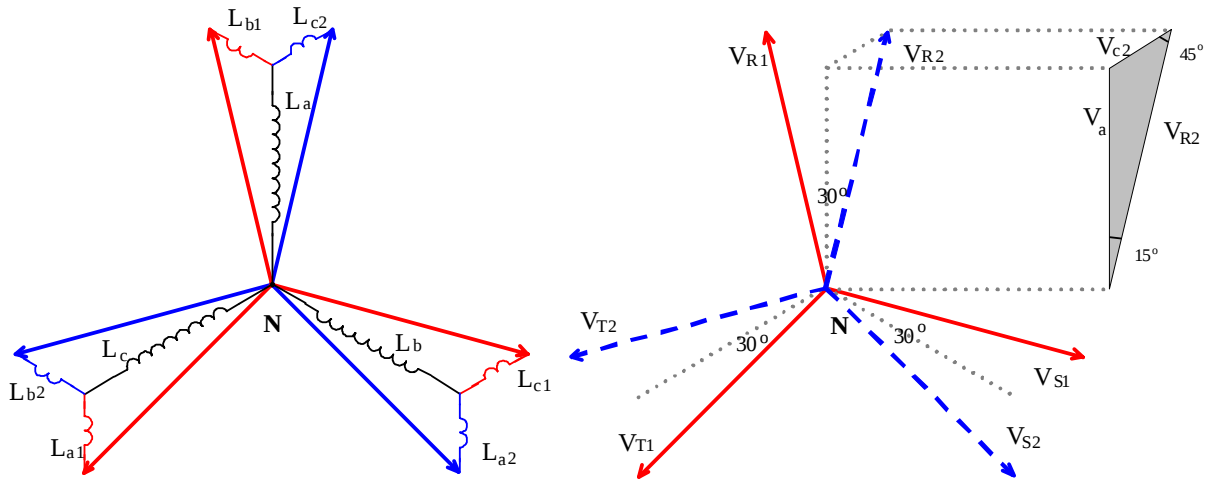


Fig. 3.20 - Diagrama de fases para a conexão Y-diferencial aberta de 12 pulsos.

Com auxílio do triângulo destacado na Fig. 3.20, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{c2} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{c2} através da expressão (3.29), considerando-se os ângulos de 15° e de 45° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{c2} = V_a \cdot \frac{\sin(15^\circ)}{\sin(45^\circ)} = 0,366.V_a \quad (3.29)$$

$$V_{R2} = \frac{V_a \cdot \sin(120^\circ)}{\sin(45^\circ)} = 1,225.V_a \quad (3.30)$$

A relação de espiras entre primário e secundário, é calculada pela expressão (3.31).

$$K_0 = \frac{V_a}{V_{c2}} = \frac{V_a}{0,366.V_a} = 2,732 \quad (3.31)$$

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 2,732 vezes menor do que o número de espiras de um enrolamento primário.

3.6.2 Resultados de simulação

As Figs. 3.21 e 3.22 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 , respectivamente. Na conexão aberta, as tensões retificadas e aquelas 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, da tensão e da corrente na rede de alimentação, estão mostradas na Fig. 3.23 e na Fig. 3.24, respectivamente.

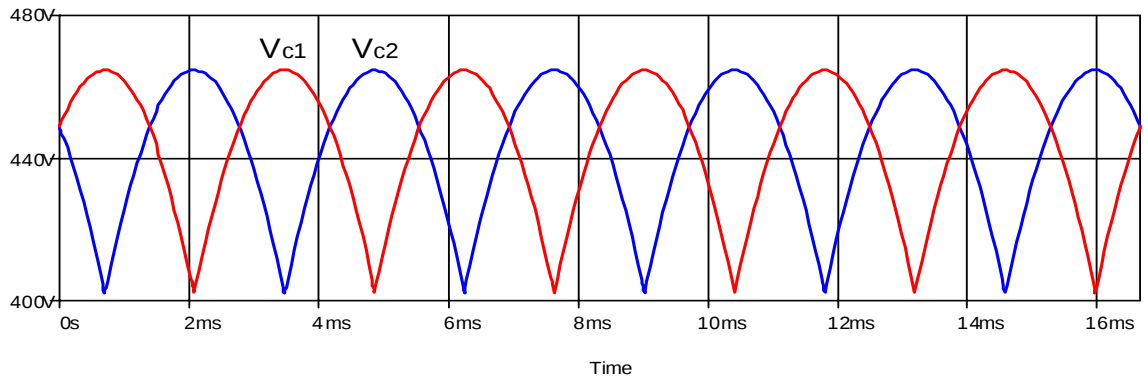


Fig. 3.21 - Tensões nas saídas dos retificadores.

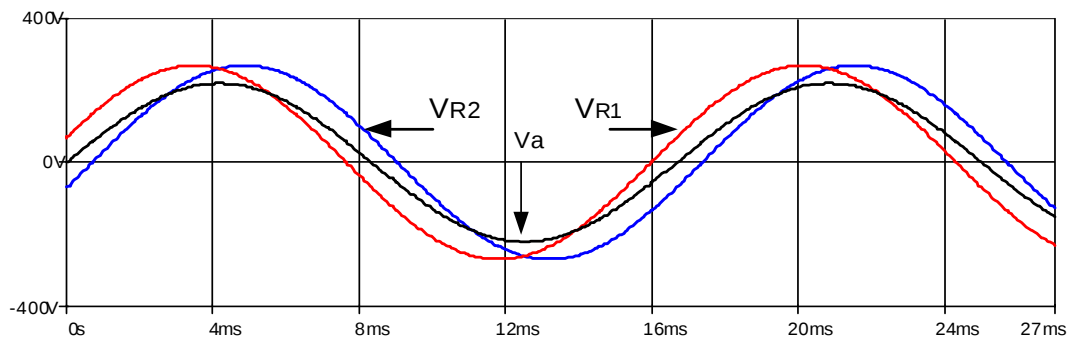


Fig. 3.22 - Defasagens entre os sistemas.

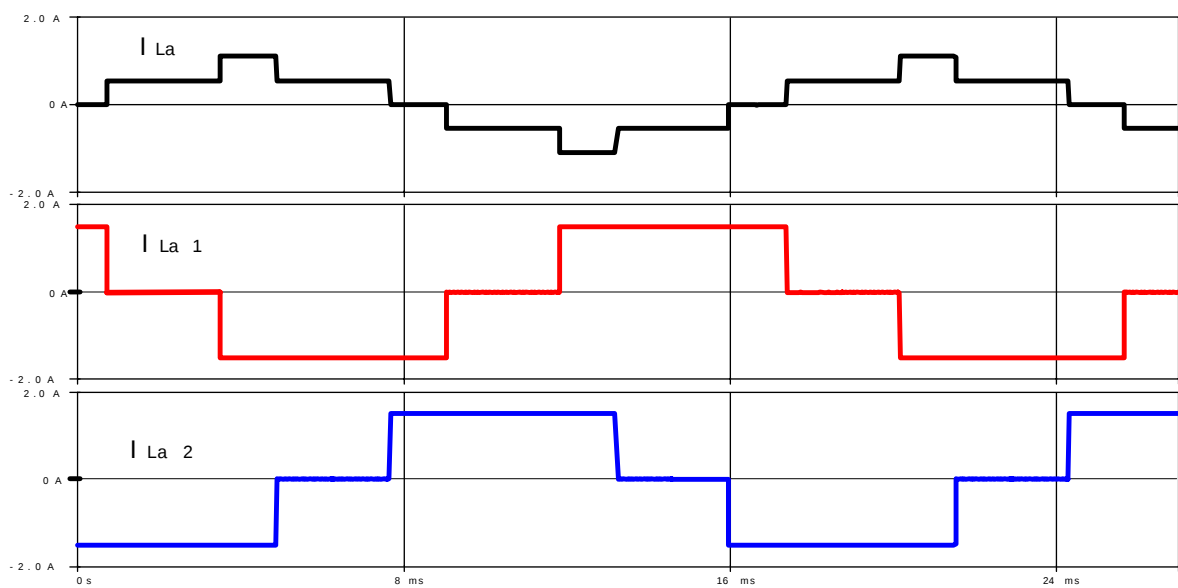


Fig. 3.23 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo (a).

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_0/2 = 1,5\text{A}$) durante 2/3 do período da rede. A corrente do primário é elevada, comparada com a corrente de carga.

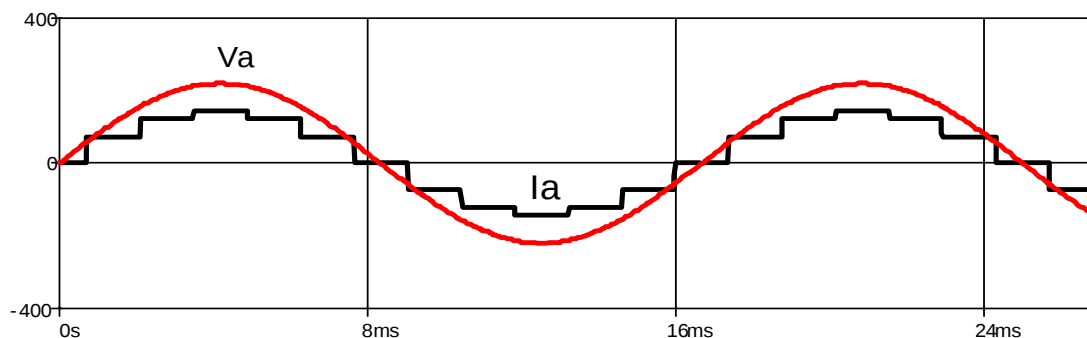


Fig. 3.24 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

A Fig. 3.25 mostra o espectro harmônico da corrente da rede de alimentação, sendo que a TDH desta corrente é de 21,7%.

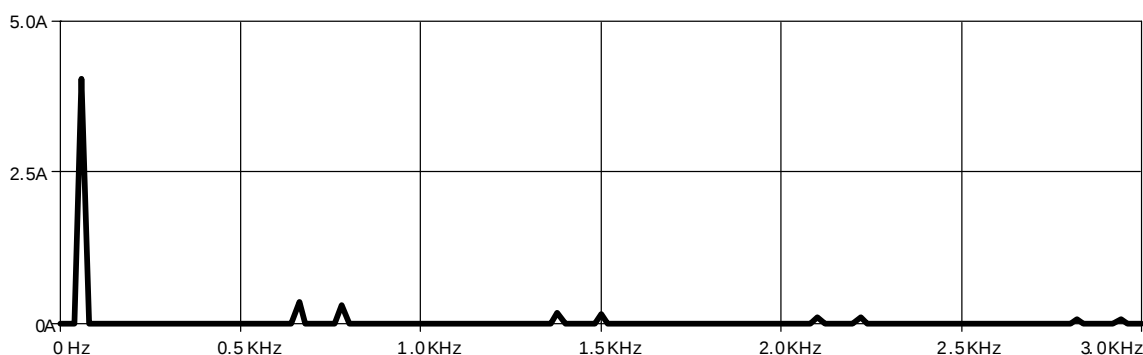


Fig. 3.25 - Espectro Harmônico da corrente da rede.

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

Primário: $V_{ef} = 155,56 \text{ V}$ $I_{ef} = 640 \text{ mA}$

Secundários: $V_{ef} = 50,92 \text{ V}$ $I_{ef} = 1,20 \text{ A}$

Carga: $V_o = 443 \text{ V}$ $I_o = 2 \cdot 1,5 \text{ A} = 3 \text{ A}$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (3.32).

$$S_p = 3.0640 \cdot 155,56 = 298,68 \text{ VA} \quad (3.32)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (3.33).

$$S_s = 6 \cdot 1,20 \cdot 50,92 = 366,624 \text{ VA} \quad (3.33)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (3.34).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 332,652 \text{ VA} \quad (3.34)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (3.35).

$$P_o = 2 \cdot 1,5 \cdot 443 = 1329 \text{ W} \quad (3.35)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (3.36).

$$S = 25\% \text{ de } P_o \quad (3.36)$$

3.7 ESTRELA DIFERENCIAL DE 12 PULSOS - CONEXÃO FECHADA

3.7.1 Análise dos enrolamentos

Na conexão Y-diferencial fechada de 12 pulsos os enrolamentos secundários são colocados nas extremidades da estrela, formando ângulos de 60° com cada extremidade [36]. Por isso, a denominação de conexão fechada. Esta conexão está representada na Fig. 3.26.

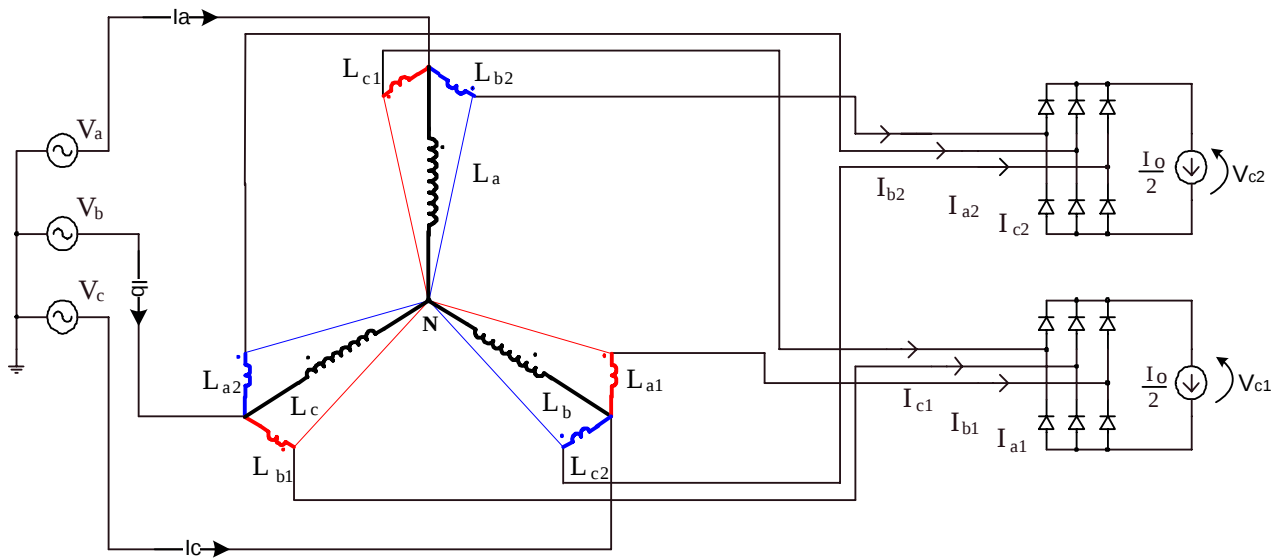


Fig. 3.26 - Conexão Y-diferencial fechada de 12 pulsos.

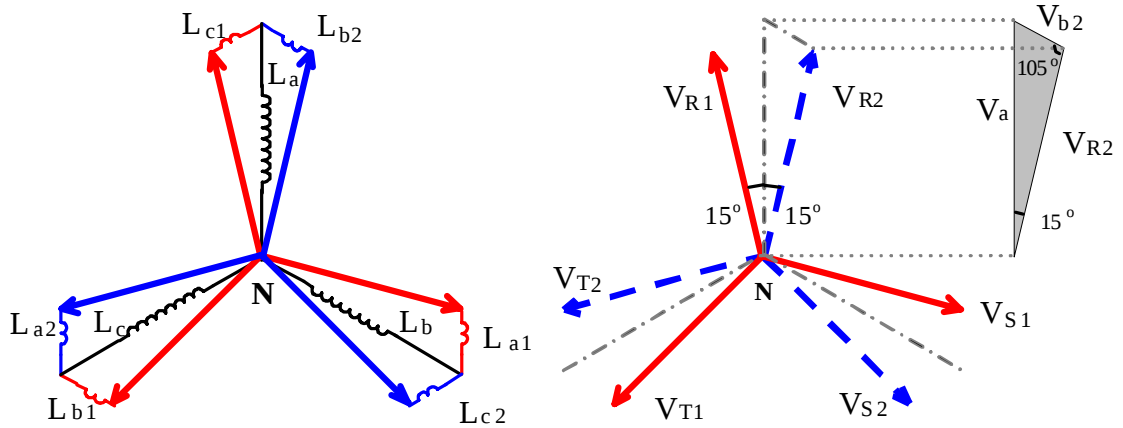


Fig. 3.27 - Diagrama de fases para a conexão Y-diferencial fechada de 12 pulsos.

Nesta conexão, as tensões de saída do autotransformador são reduzidas em relação à conexão aberta, e ainda menor 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.3.27.

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. 3.27, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{c2} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{c2} através da expressão (3.37), considerando-se os ângulos de 15 e 105° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{b2} = V_a \cdot \frac{\sin(15^\circ)}{\sin(105^\circ)} = 0,268.V_a \quad (3.37)$$

$$V_{R2} = \frac{V_a \cdot \sin(60^\circ)}{\sin(105^\circ)} = 0,896.V_a \quad (3.38)$$

A relação de espiras entre primário e secundário é calculada pela expressão (3.39).

$$K_0 = \frac{V_a}{V_{b2}} = \frac{V_a}{0,268.V_a} = 3,732 \quad (3.39)$$

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.

Neste caso, a relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é dada pela expressão (3.40) e a THD é de 21,7%.

$$S = 21,3\% \text{ de } P_o \quad (3.40)$$

3.8 ESTRELA DIFERENCIAL DE 18 PULSOS – CONEXÃO ABERTA

3.8.1 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. 3.28.

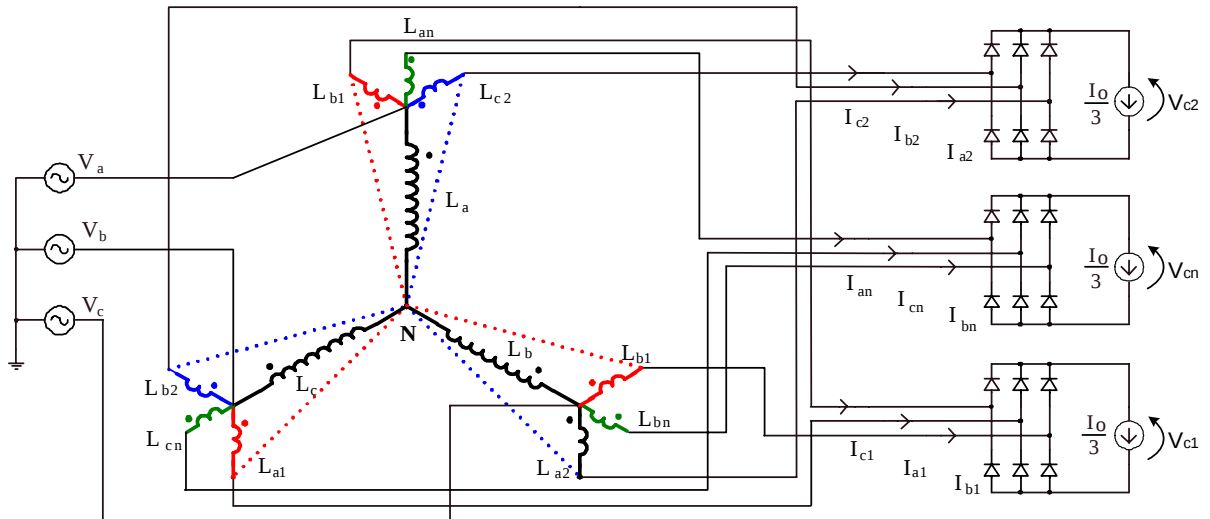


Fig. 3.28 - Conexão Y-diferencial aberta de 18 pulsos.

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. 3.29.

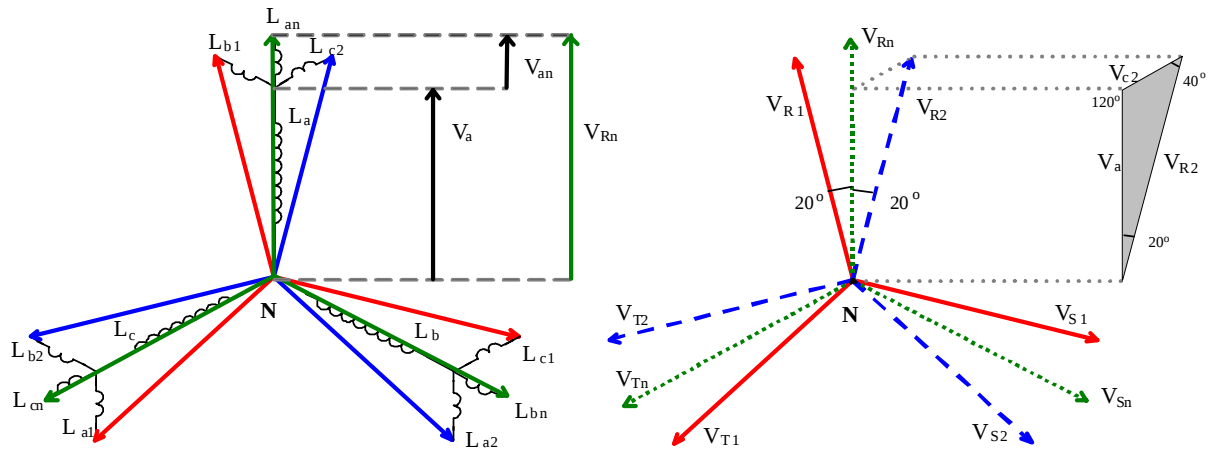


Fig. 3.29 - Diagrama de fases para a conexão Y-diferencial aberta de 18 pulsos.

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. 3.29, formado pelos módulos das tensões V_a , V_{b1} e V_{R2} , obtém-se o valor de V_{b1} através da expressão (3.41), considerando-se os ângulos de 20° e de 40° e o módulo da tensão V_a da rede.

$$V_{c2} = V_a \cdot \frac{\sin(20^\circ)}{\sin(40^\circ)} = 0,532.V_a \quad (3.41)$$

$$V_{R2} = \frac{V_a \cdot \sin(120^\circ)}{\sin(40^\circ)} = 1,347.V_a \quad (3.42)$$

A relação de espiras (K_2) entre o primário e os secundários defasados de $+20^\circ$ e -20° é calculada pela expressão (3.43).

$$K_2 = \frac{V_a}{V_{c2}} = \frac{V_a}{0,532 \cdot V_a} = 1,879 \quad (3.43)$$

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. 3.29, como mostra a expressão (3.42).

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 (3.44).

$$V_{an} = V_a \cdot \frac{\sin(120^\circ)}{\sin(40^\circ)} - V_a = 0,347 \cdot V_a \quad (3.44)$$

A relação de espiras (K_1) entre o primário e o secundário, em fase com a referência, é calculada pela expressão (3.45).

$$K_1 = \frac{V_a}{V_{an}} = \frac{V_a}{0,347 \cdot V_a} = 2,879 \quad (3.45)$$

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.

3.8.2 Resultados de simulação

As Figs. 3.30 e 3.31 mostram as formas de onda das tensões nas saídas dos retificadores, 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 , respectivamente. Na conexão aberta, as tensões nos sistemas gerados são maiores do que a tensão de referência.

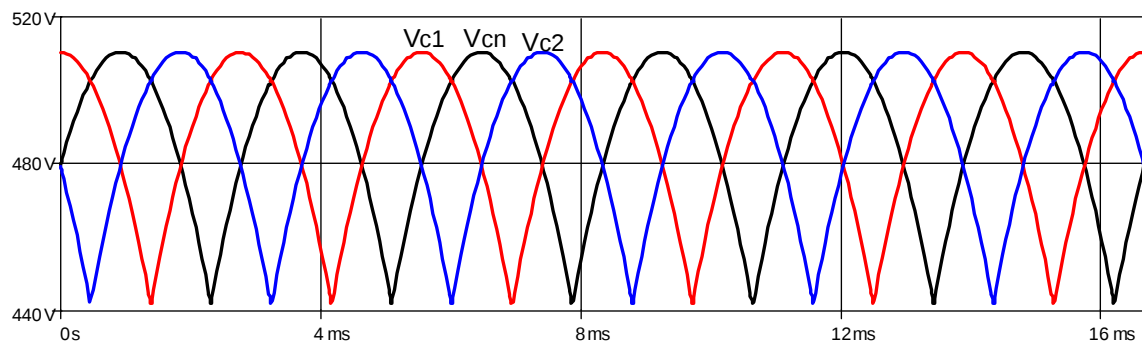


Fig. 3.30 - Tensões nas saídas dos retificadores.

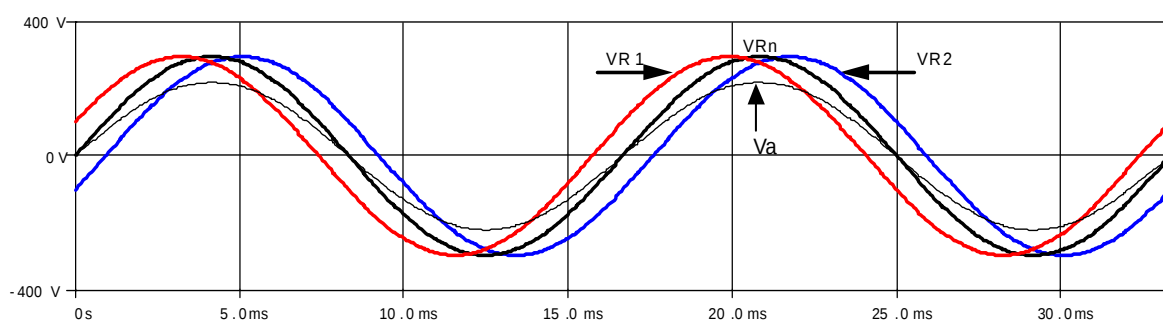


Fig. 3.31 - Defasagens entre os sistemas.

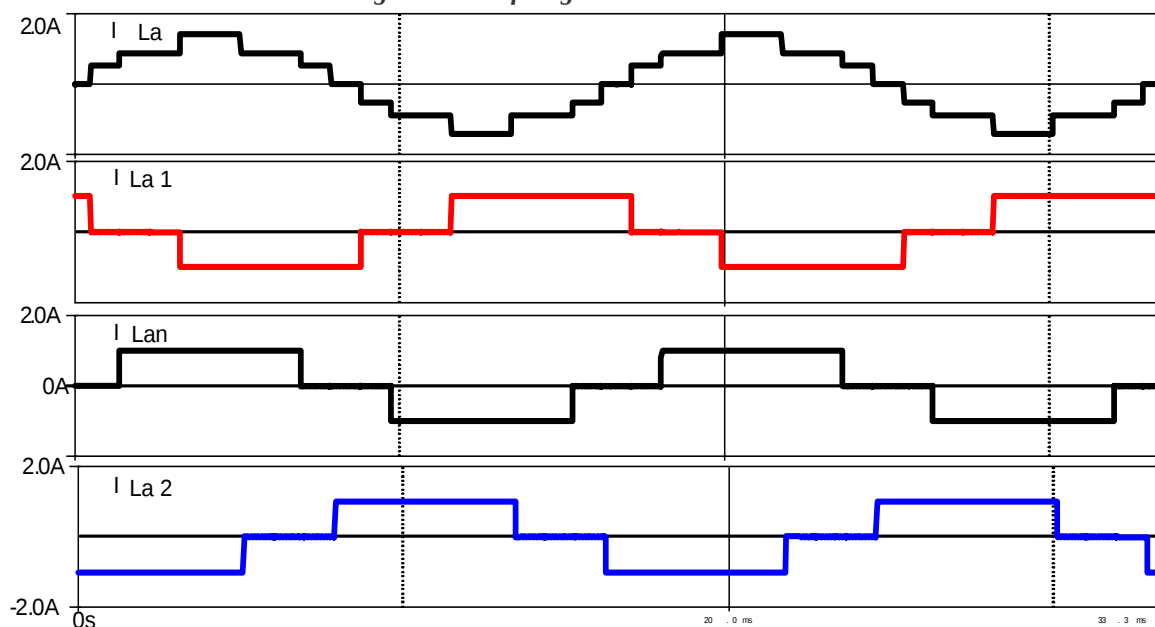
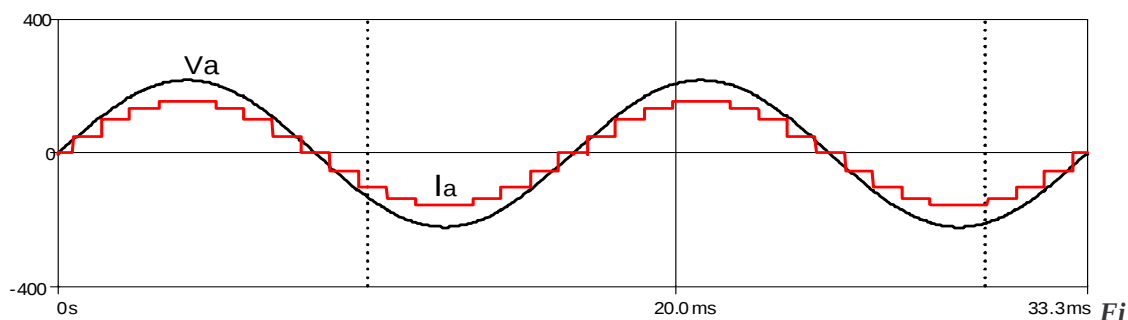


Fig. 3.32 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo, da tensão e corrente na rede de alimentação, estão mostradas nas Figs 3.32 e 3.33, respectivamente.

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_0/3 = 1\text{A}$) durante 2/3 do período da rede. A corrente que circula através do primário tem elevado valor eficaz, comparado com a corrente de carga.



g. 3.33 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

A Fig. 3.34 mostra o espectro harmônico da corrente da rede de alimentação, sendo a TDH desta corrente de 14,3%

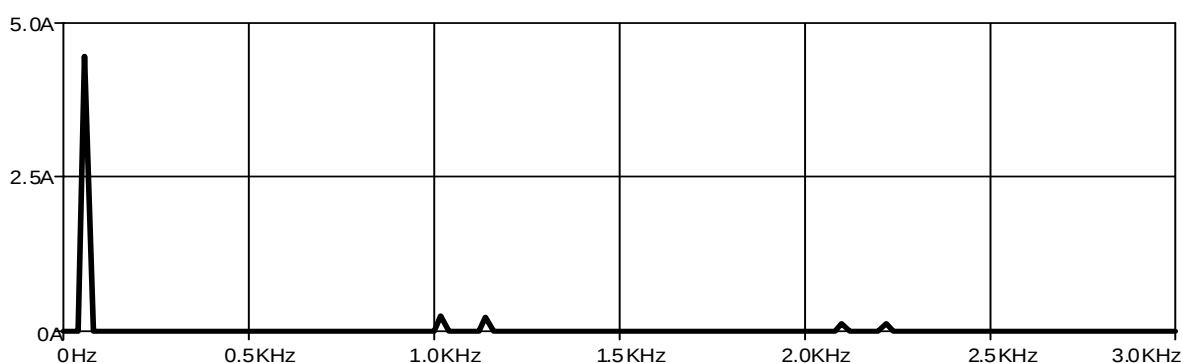


Fig. 3.34 - Espectro Harmônico da corrente da rede.

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

Primário:	$V_{ef} = 155,56\text{V}$	$I_{ef} = 925\text{ mA}$
Secundários (1 e 2):	$V_{ef} = 82,73\text{V}$	$I_{ef} = 823\text{ mA}$
Secundário (n):	$V_{ef} = 53,74\text{V}$	$I_{ef} = 821\text{ mA}$
Carga:	$V_0 = 488\text{V}$	$I_0 = 3 \cdot 1\text{ A} = 3\text{ A}$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (3.46).

$$S_p = 3 \cdot 155,56 \cdot 0,925 = 431,68 \text{ VA} \quad (3.46)$$

A potência aparente do secundário é calculada pela expressão (3.47).

$$S_s = 6 \cdot 82,73 \cdot 0,823 + 3 \times 53,74 \cdot 0,821 = 540,88 \text{ VA} \quad (3.47)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (3.48).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 486,28 \text{ VA} \quad (3.48)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (3.39).

$$P_o = 3 \cdot 1 \cdot 488 = 1464 \text{ W} \quad (3.49)$$

A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é dada pela expressão (3.50).

$$S = 33,2\% \text{ de } P_o \quad (3.50)$$

3.9 DELTA DIFERENCIAL DE 18 PULSOS

3.9.1 Análise dos enrolamentos

A conexão Δ -diferencial de 18 pulsos está representada na Fig. 3.35. 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. 3.36.

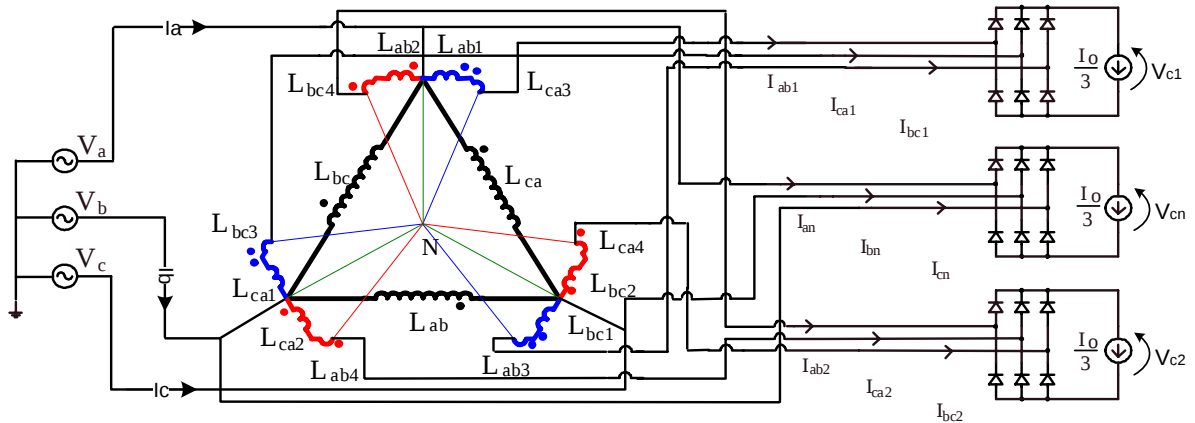


Fig. 3.35 - Conexão Δ -diferencial de 18 pulsos.

A soma vetorial das tensões de referência, com as tensões de índices 1 e 3 resulta em um sistema trifásico atrasado de 20° e com mesma amplitude da referência. O mesmo ocorre com os enrolamentos de índices 2 e 4, porém, o sistema resultante é adiantado de 20° e de mesma amplitude.

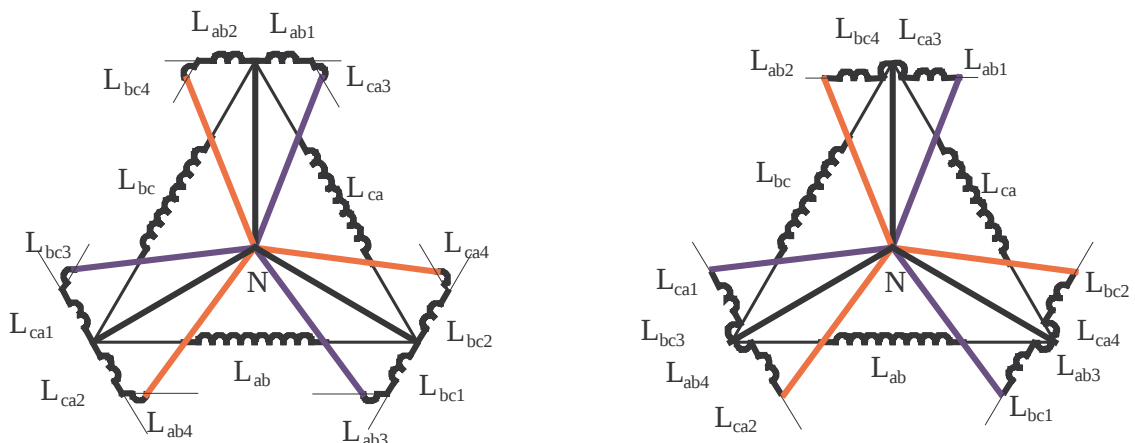


Fig. 3.36 - Duas possibilidades para a conexão Δ -diferencial.

A Fig. 3.37 mostra o diagrama de fases para a conexão Δ -diferencial e dois triângulos auxiliares para o equacionamento.

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 de um dos triângulos destacados na Fig. 3.37, formado pelos módulos das tensões V_a , V_x , V_{R2} e ângulos de 20° , 80° e 80° , obtém-se o valor da tensão auxiliar V_x através da equação (3.51), conhecendo-se o módulo da tensão V_a da rede.

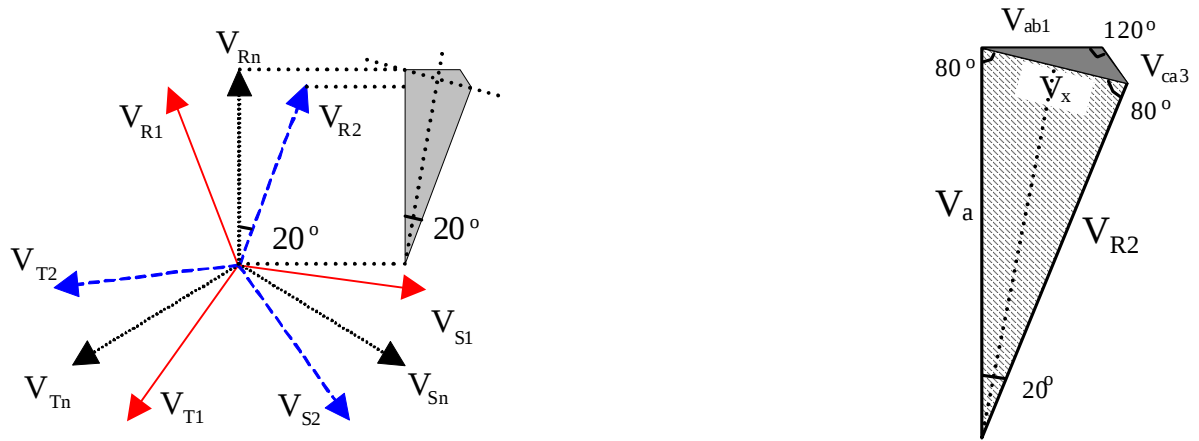


Fig. 3.37 - Diagrama de fases para a conexão Δ-diferencial.

$$V_x = \frac{\sin(20^\circ)}{\sin(80^\circ)} \cdot V_a \quad (3.51)$$

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 (3.52) e (3.53), substituindo-se a expressão da tensão V_x .

$$V_{ab1} = \frac{\sin(50^\circ)}{\sin(120^\circ)} \cdot \frac{\sin(20^\circ)}{\sin(80^\circ)} \cdot V_a = 0,3072 \cdot V_a \quad (3.52)$$

$$V_{ca3} = \frac{\sin(10^\circ)}{\sin(120^\circ)} \cdot \frac{\sin(20^\circ)}{\sin(80^\circ)} \cdot V_a = 0,0696 \cdot V_a \quad (3.53)$$

A relação de espiras (K_2) entre o primário e os secundários de maior tensão é calculada pela expressão (3.54).

$$K_2 = \frac{V_{ab}}{V_{ab1}} = \frac{V_a \cdot \sqrt{3}}{0,3072 \cdot V_a} = 5,638 \quad (3.54)$$

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 enrolamento primário.

A relação de espiras (K_1) entre o primário e os secundários de menor tensão é calculada pela expressão (3.55).

$$K_1 = \frac{V_{ca}}{V_{ca3}} = \frac{V_a \cdot \sqrt{3}}{0,0696 \cdot V_a} = 24,886 \quad (3.55)$$

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.

3.9.2 Resultados de simulação

As Figs. 3.38 e 3.39 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 , respectivamente. Nesta conexão, as tensões nos sistemas gerados são iguais à tensão de referência.

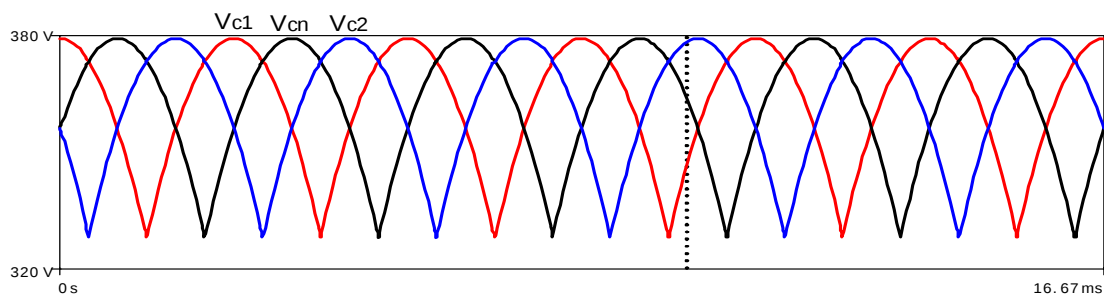


Fig. 3.38 - Tensões nas saídas dos retificadores.

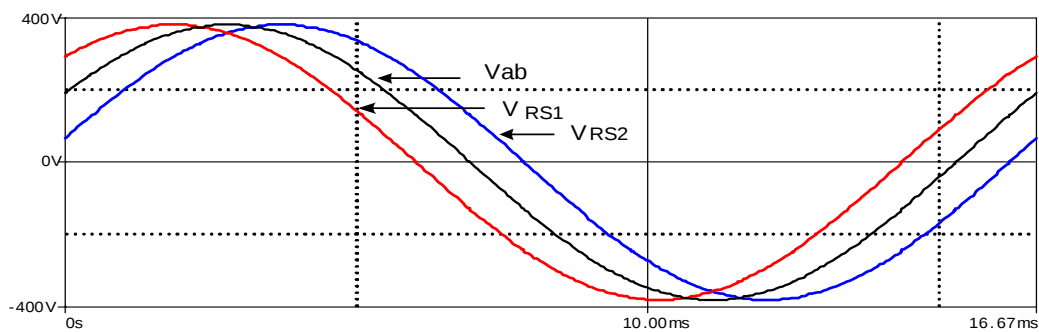


Fig. 3.39 - Defasagens entre os sistemas.

As formas de onda das correntes que circulam através dos enrolamentos de uma perna do núcleo, da tensão e da corrente na rede de alimentação, estão mostradas nas Figs. 3.40 e 3.41.

Observa-se que as correntes dos enrolamentos secundários têm a mesma forma e eles conduzem a corrente de carga ($I_o/3 = 1A$) durante $2/3$ do período da rede. A corrente do primário é muito baixa, quando comparada com a corrente de carga.

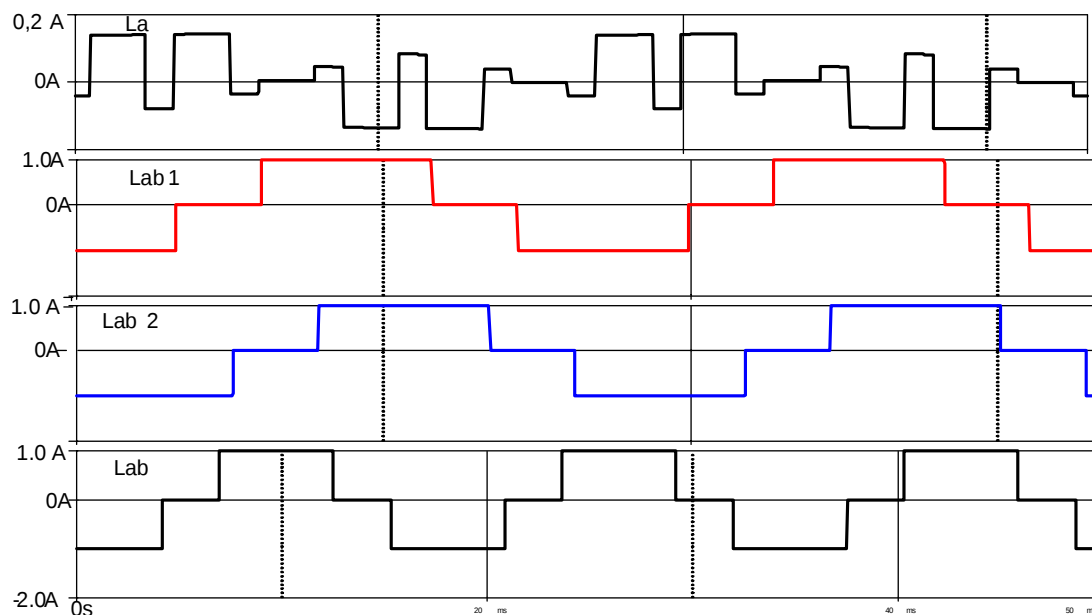


Fig. 3.40 - Correntes nos enrolamentos de uma perna do núcleo.

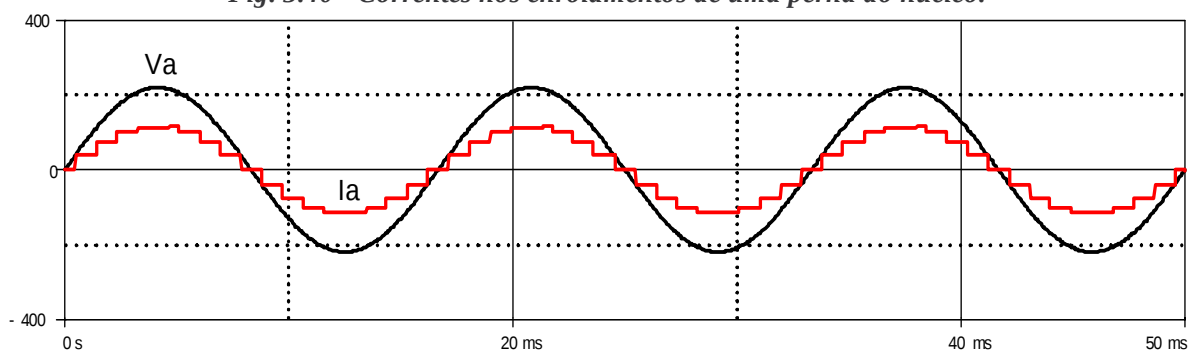


Fig. 3.41 - Tensão e corrente na rede de alimentação.

A Fig. 3.42 mostra o espectro harmônico da corrente da rede de alimentação, sendo que a TDH desta corrente é de 14,3%.

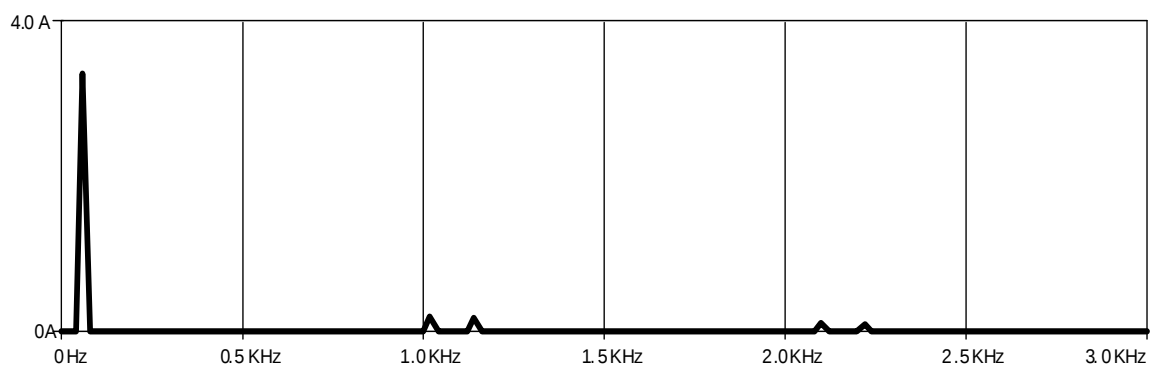


Fig. 3.42 - Espectro Harmônico da corrente da rede.

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

$$\text{Primário:} \quad V_{\text{ef}} = 268,7\text{V} \quad I_{\text{ef}} = 100 \text{ mA}$$

$$\text{Secundários (1 e 2):} \quad V_{\text{ef}} = 47,37\text{V} \quad I_{\text{ef}} = 820 \text{ mA}$$

$$\text{Secundários (3 e 4):} \quad V_{\text{ef}} = 10,89\text{V} \quad I_{\text{ef}} = 820 \text{ mA}$$

$$\text{Carga:} \quad V_o = 362\text{V} \quad I_o = 3 \cdot 1 \text{ A} = 3 \text{ A}$$

A potência aparente do primário é calculada pela expressão (3.56).

$$S_p = 3 \cdot 268,7 \cdot 0,1 = 80,61 \text{ VA} \quad (3.56)$$

A potência aparente dos secundários é calculada pela expressão (3.57).

$$S_s = 6 \cdot 47,37 \cdot 0,82 + 6 \cdot 10,89 \cdot 0,82 = 286,64 \text{ VA} \quad (3.57)$$

A potência aparente total é a média entre as potências aparentes calculadas para o primário e para os secundários, como mostra a expressão (3.58).

$$S = \frac{S_s + S_p}{2} = 183,62\text{VA} \quad (3.58)$$

A potência ativa da carga é calculada pela expressão (3.59).

$$P_o = 3 \cdot 1 \cdot 362 = 1086 \text{ W} \quad (3.59)$$

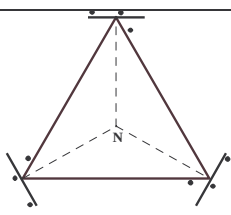
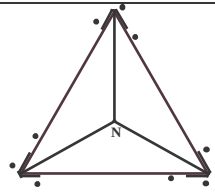
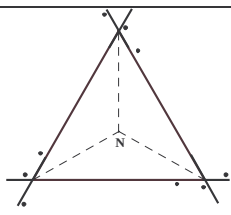
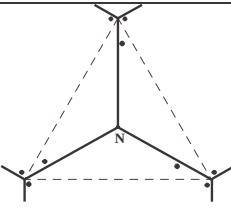
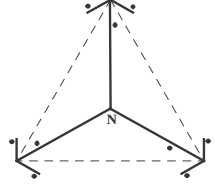
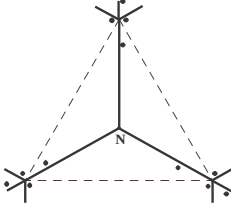
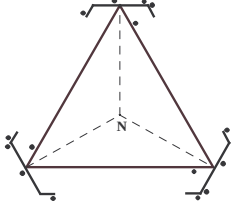
A relação entre as potências ativa da carga e aparente do autotransformador é mostrada pela expressão (3.60).

$$S = 16,8\% \text{ de } P_o \quad (3.60)$$

A tabela 3.1 resume os resultados obtidos para as topologias apresentadas.

Da mesma forma que para as topologias isoladas, as topologias que utilizam autotransformadores, também ficam bem próximas, mas não são capazes de atender a norma IEC 61000-3-2 para a potência analisada nas simulações. O número de pulsos da estrutura e a potência de saída continuam sendo os fatores preponderantes quanto ao atendimento à norma.

Tabela 3.1 - Resumo das estruturas analisadas.

Topologia	Conexão	THD(%)	S/P _o (%)	V _{R2} / V _a	Atende à IEC 610003-2
	12 Pulsos Δ -diferencial Plana	21,7	18,4	1,035	NÃO
	12 Pulsos Δ -diferencial Fechada	21,7	16,8	0,707	NÃO
	12 Pulsos Δ -diferencial Aberta	21,7	52,6	1,932	NÃO
	12 Pulsos Y-diferencial Aberta	21,7	25	1,225	NÃO
	12 Pulsos Y-diferencial Fechada	21,7	21,3	0,896	NÃO
	18 Pulsos Y-diferencial Aberta	14,3	33,2	1,347	NÃO
	18 Pulsos Δ -diferencial Plana	14,3	16,9	1	NÃO

3.10 CONCLUSÕES

A utilização de autotransformadores pode reduzir drasticamente o peso e o volume do transformador resultando em uma grande economia de cobre, além disso, o autotransformador apresenta menor queda de tensão e maior rendimento em virtude da parcial compensação das correntes do enrolamento da Baixa Tensão. Porém, como a economia de cobre é tanto maior quanto menor é a diferença da tensão de entrada para a tensão de saída, as vantagens do uso do autotransformador diminuem e ficam quase desprezíveis quando a relação de transformação aumenta além de certo limite. Usualmente, quando a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída é maior que três abandona-se o uso de autotransformadores. Outra desvantagem dos autotransformadores é o fato de estes não terem isolamento galvânica entre a entrada e a saída.

Todas as topologias apresentadas neste capítulo já foram antes apresentadas em tese de doutorado [36]. Contudo, foram aqui novamente analisadas com os objetivos de sistematizá-las e generalizá-las no capítulo a seguir.

Foram apresentadas neste capítulo 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.

Nenhum dos conversores apresentados atende a norma IEC 61000-3-2, porém se a potência for diminuída eles passam a atender a esta norma. Se a potência for elevada a norma IEC 61000-3-4 e as estruturas, certamente, também atenderão à norma.

Através de relações trigonométricas pode-se facilmente obter a defasagem característica de cada conversor, o número de enrolamentos dos secundários e as tensões.

A potência aparente do autotransformador foi calculada pela média entre as potências aparentes do primário e do secundário. Com o produto dos valores eficazes de tensão e de

corrente de cada enrolamento, cujos valores foram obtidos por simulação, determinou-se 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 médio da corrente de saída.

A tabela 1 mostra um resumo das estruturas apresentadas, destacando-se as principais características de cada uma. Através desta tabela pode-se verificar que a porcentagem de potência processada pelo núcleo do autotransformador é tanto maior quanto maior for a diferença entre as tensões de entrada e de saída.

A THD da corrente de entrada varia em função do número de pulsos do conversor, apresentando os mesmos valores quando há somente mudança de topologias das ligações dos secundários.

Para as topologias apresentadas a tensão de saída só pode ser mudada através da mudança da tensão de entrada, ou seja, as tensões de saída não são reguladas. O acréscimo de mais um enrolamento nos secundários permite ajustar a tensão de saída sem ter a necessidade de alterar a tensão de entrada, porém, à custa de aumento de peso, volume e custos.

A conexão Δ diferencial de 18 pulsos apresenta um enrolamento a mais em relação à conexão Y diferencial de 18 pulsos.

4 CAPÍTULO 4

GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES DIFERENCIAIS

4.1 INTRODUÇÃO

O objetivo principal deste capítulo é a elaboração de uma metodologia para a obtenção de todas as conexões diferenciais de 12 e de 18 pulsos para ligação Y e delta do primário.

O estudo sobre a generalização das conexões Y-diferenciais já foi apresentada em [36] e após complementação foi publicado na revista internacional em [40].

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 ou de saída.

A partir de uma expressão geral que dá origem a ábacos, podem-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 os ângulos característicos (15° ou 20°) são ajustados pelas relações de espiras.

Apesar do número infinito de possibilidades para as conexões 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 cada 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.

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

4.2.1 Análise das Tensões dos enrolamentos

A Fig. 4.1 mostra o diagrama fasorial do sistema trifásico de tensões de alimentação primária (V_a , V_b e V_c) e dos sistemas defasados, obtidos nos secundários. O ângulo θ determina a operação em 12 pulsos (15°) ou 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} .

A Fig. 4.2 mostra o esquema básico 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 (por exemplo: $N_{a1} \rightarrow V_{a1}$).

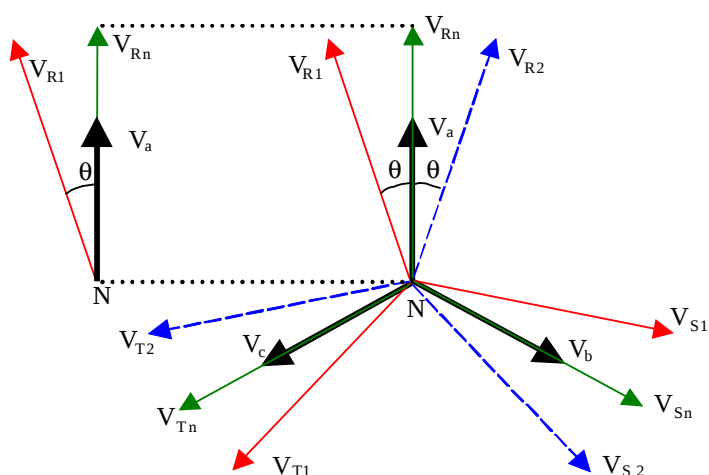


Fig. 4.1. Diagrama fasorial dos sistemas de tensão.

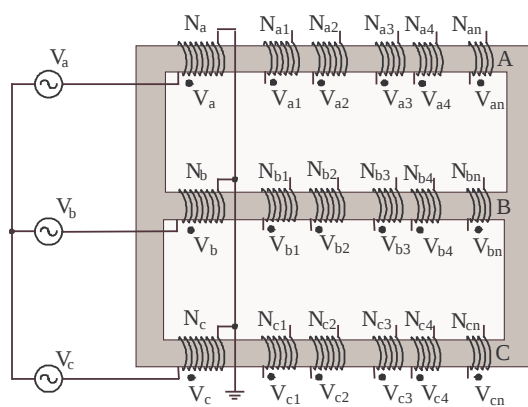


Fig. 4.2. Núcleo e enrolamentos do autotransformador.

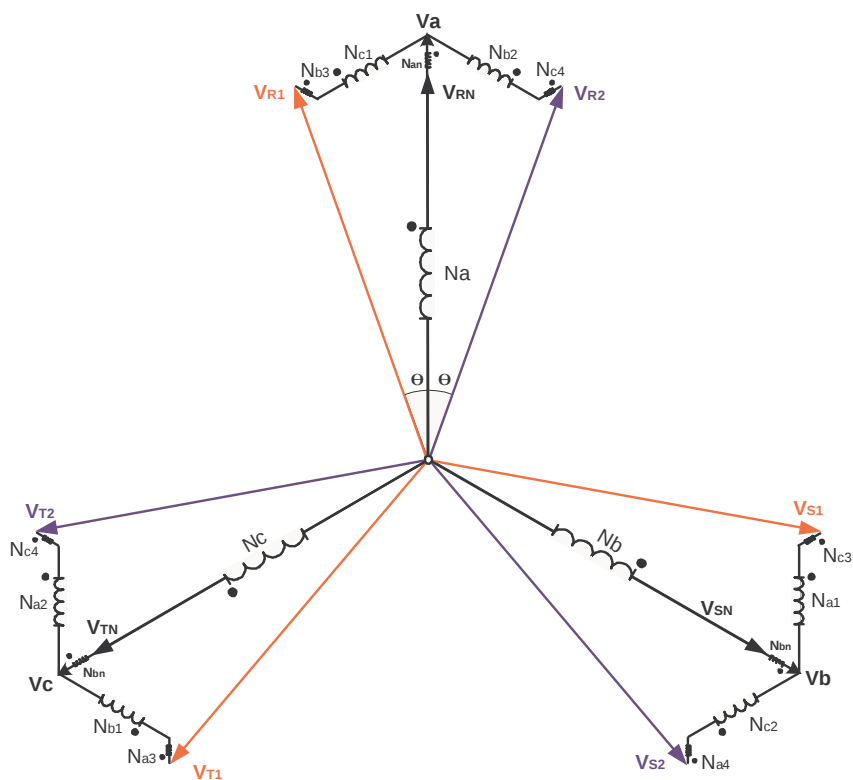


Fig. 4.3. Enrolamentos do autotransformador.

Para obter os sistemas de tensões 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.

A Fig. 4.3 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.

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 à referência e as tensões V_{c1} e V_{b3} , como mostrado na Fig. 4.1. Tratando-se de sistemas trifásicos simétricos e equilibrados, todas as demais tensões podem ser representadas com base nestas tensões escolhidas.

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

4.2.1.1 Equações para $V_{c1} > 0$ e $V_{b3} > 0$.

A Fig. 4.4 mostra o diagrama fasorial simplificado para as tensões sobre os enrolamentos N_{c1} e N_{b3} positivas.

A tensão auxiliar V_x é definida entre o neutro e o ponto comum dos dois enrolamentos secundários (N_{c1} e N_{b3}). 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_{c1} e V_{b3} têm o mesmo sentido das tensões V_c e V_b , respectivamente.

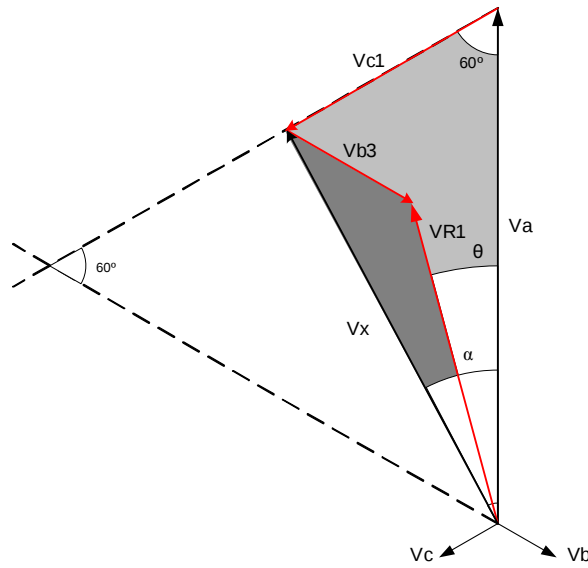


Fig. 4.4. Diagrama fasorial para $V_{c1} > 0$ e $V_{b3} > 0$.

Através dos triângulos destacados na Fig. 4.4, (V_x, V_{c1}, V_a) e (V_x, V_{R1}, V_{b3}) , as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\sin(60^\circ)} = \frac{V_a}{\sin(120^\circ - \alpha)} = \frac{V_{c1}}{\sin(\alpha)} \quad (4.1)$$

$$\frac{V_x}{\sin(120^\circ + \theta)} = \frac{V_{R1}}{\sin(60^\circ - \alpha)} = \frac{V_{b3}}{\sin(\alpha - \theta)} \quad (4.2)$$

Observa-se na Fig. 4.4 que para a condição proposta ($V_{c1} > 0$ e $V_{b3} > 0$), o ângulo α varia no intervalo compreendido entre θ e 60° , com relação à referência. Assim, os limites são:

para $\alpha = 60^\circ$ $V_{c1} = V_{b3} = V_a$ e $V_{R1} = 0$;

para $\alpha = \theta$ $V_{b3} = 0$.

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

4.2.1.2 Equações para $V_{c1} > 0$ e $V_{b3} < 0$.

Quando o enrolamento N_{b3} é invertido e, conseqüentemente a tensão V_{b3} 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. 4.5 mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

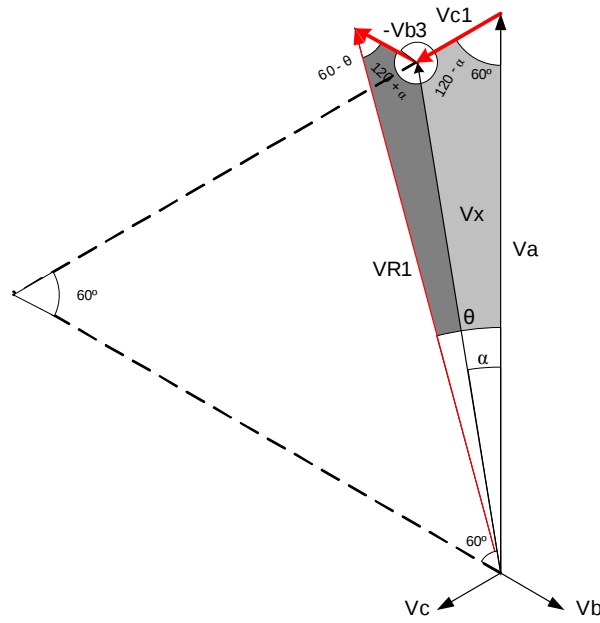


Fig. 4.5. Diagrama fasorial para $V_{c1} > 0$ e $V_{b3} < 0$.

Através dos triângulos destacados na Fig. 4.5, (V_x, V_{c1}, V_a) e (V_x, V_{R1}, V_{b3}) , as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\text{sen}(60^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(120^\circ - \alpha)} = \frac{V_{c1}}{\text{sen}(\alpha)} \quad (4.3)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(60^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(120^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{b3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (4.4)$$

4.2.1.3 Equações para $V_{c1} < 0$ e $V_{b3} < 0$.

Quando os enrolamentos N_{c1} e N_{b3} são invertidos (tensões V_{c1} e V_{b3} 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. 4.6 mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na Fig. 4.6, (V_x, V_{c1}, V_a) e (V_x, V_{R1}, V_{b3}) , as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\text{sen}(120^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(60^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{c1}}{\text{sen}(-\alpha)} \quad (4.5)$$

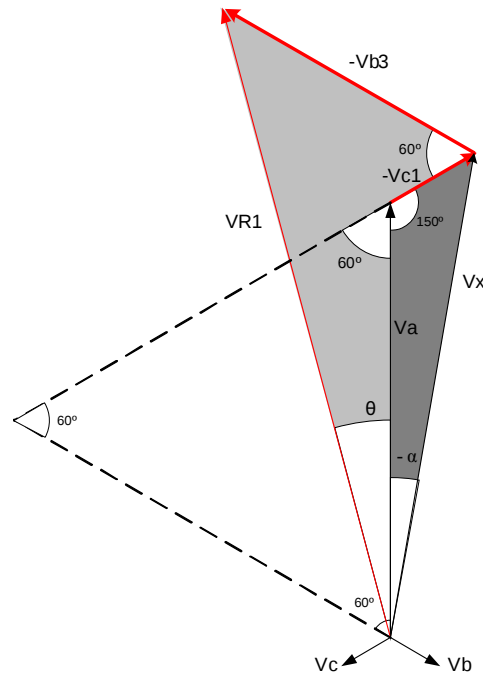


Fig. 4.6. Diagrama fasorial para $V_{c1} < 0$ e $V_{b3} < 0$.

$$\frac{V_x}{\sin(60^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\sin(120^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{b3}}{\sin(\theta - \alpha)} \quad (4.6)$$

D. Generalização das expressões obtidas

Sejam as expressões (4.1) a (4.6) 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 sobre os enrolamentos secundários, em função da tensão de referência (primário) e dos ângulos α e θ , é apresentada na expressão (4.7).

$$V_a \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(120^\circ - \alpha)} = V_{c1} \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(\alpha)} = V_{R1} \cdot \frac{\sin(120^\circ + \theta)}{\sin(60^\circ - \alpha)} = V_{b3} \cdot \frac{\sin(120^\circ + \theta)}{\sin(\alpha - \theta)} \quad (4.7)$$

Assim, os valores de V_{R1} , V_{c1} e V_{b3} são obtidos pelas equações (4.8) a (4.10), respectivamente:

Observa-se através da equação (4.8) 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 .

$$V_{R1} = V_a \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(120^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(60^\circ - \alpha)}{\sin(120^\circ + \theta)} \quad (4.8)$$

$$V_{c1} = V_a \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(120^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(60^\circ)} \quad (4.9)$$

$$V_{b3} = V_a \cdot \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(120^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(\alpha - \theta)}{\sin(120^\circ + \theta)} \quad (4.10)$$

Com os valores de α e de V_a , calculam-se os valores de V_{c1} e de V_{b3} , através das expressões (4.9) e (4.10).

4.2.1.4 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_{c1} e V_{b3} , 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. 4.1.

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. 4.1.

A equação (4.11) define o módulo da tensão sobre o enrolamento secundário N_{an} .

$$V_{an} = V_{R1} - V_a \quad (4.11)$$

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

4.2.2 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 (4.12).

$$K_a = \frac{N_{an}}{N_a} = \frac{V_{an}}{V_a} \quad (4.12)$$

A relação de espiras K_b , definida entre as tensões V_{c1} e V_a , pode ser representada pela expressão (4.13).

$$K_b = \frac{N_{c1}}{N_a} = \frac{V_{c1}}{V_a} \quad (4.13)$$

A relação de espiras K_c , definida entre as tensões V_{b3} e V_a , pode ser representada pela expressão (4.14).

$$K_c = \frac{N_{b3}}{N_a} = \frac{V_{b3}}{V_a} \quad (4.14)$$

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_{c1} ou V_{b3}) resultar num 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.

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

Seja a equação (4.8) apresentada. Isolando-se o ângulo α obtém-se a equação (4.15).

$$\alpha = \arctg \left[\frac{3 \cdot V_a}{2 \cdot V_{R1} \cdot (\sqrt{3} \cdot \cos(\theta) - \sin(\theta)) - \sqrt{3} \cdot V_a} \right] - \frac{\pi}{3} \quad (4.15)$$

4.2.2.1 Ábacos para o conversor de 12 pulsos com conexão Y-diferencial

Para o conversor de 12 pulsos, o ângulo θ é definido como 15° . Assim, através das equações (4.9), (4.10), (4.13), (4.14) e (4.15) e com ajuda de um programa matemático, os ábacos para cálculo de K_b e K_c são obtidos e mostrados nas Figs. 4.7 e 4.8, respectivamente.

4.2.2.2 Ábacos para o conversor de 18 pulsos com conexão Y-diferencial

Para o conversor de 18 pulsos, o ângulo θ é definido como 20° . Assim, através das equações (4.9) a (4.15) e com ajuda do programa, os ábacos para cálculo de K_a , K_b e K_c são obtidos e mostrados nas Figs. 4.9 até 4.11, respectivamente.

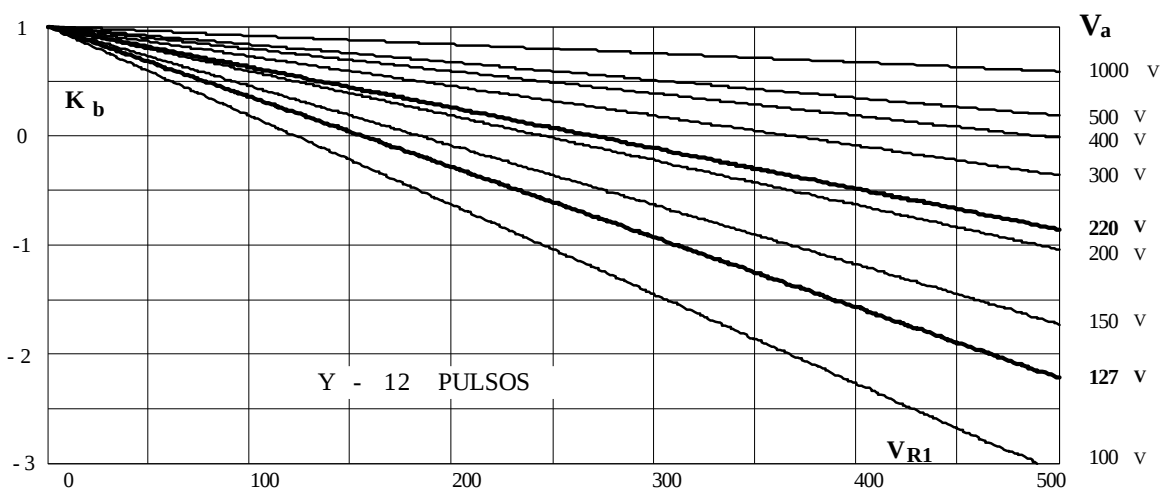


Fig. 4.7. Ábaco para cálculo de K_b do conversor de 12 pulsos.

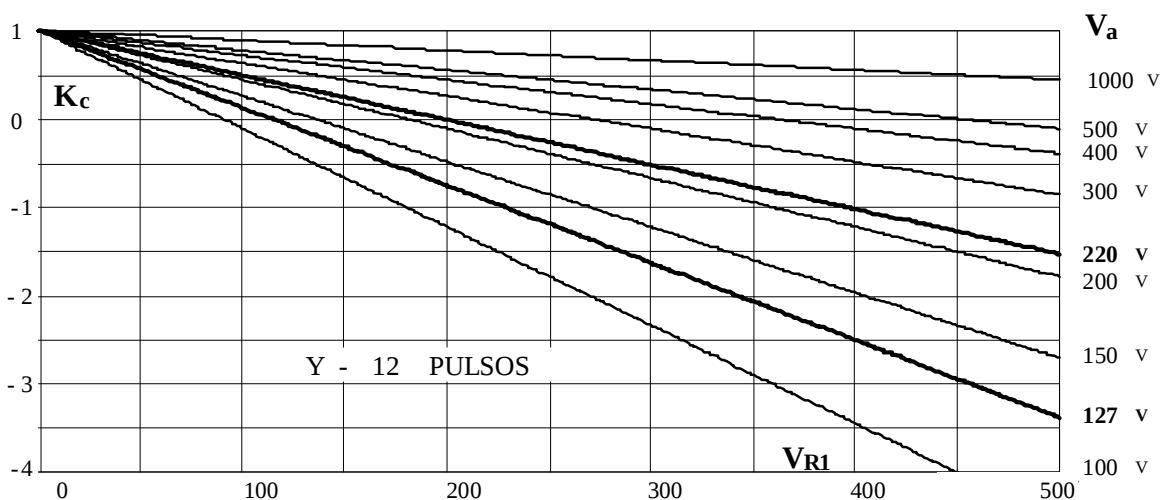


Fig. 4.8. Ábaco para cálculo de K_c do conversor de 12 pulsos.

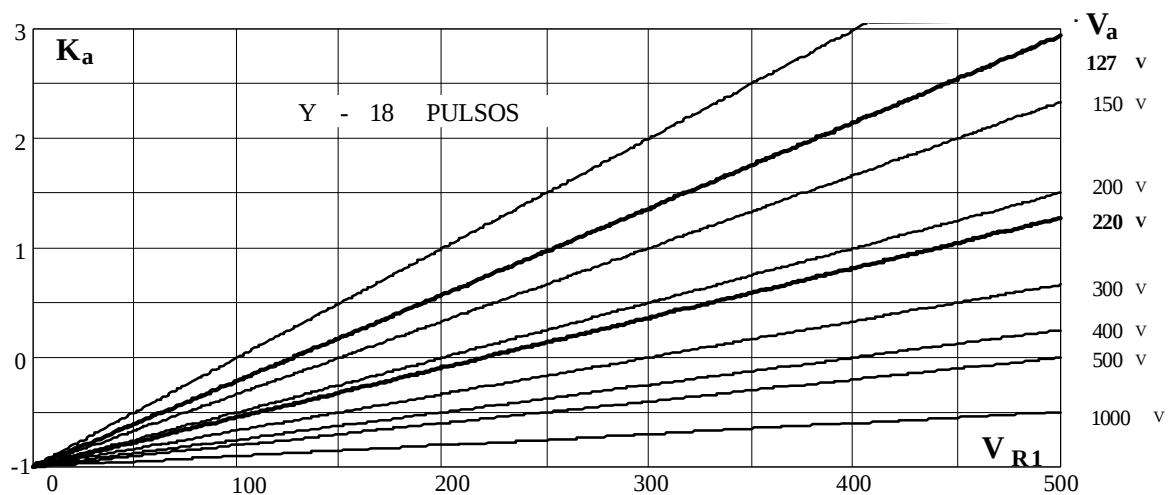


Fig. 4.9. Ábaco para cálculo de K_a do conversor de 18 pulsos.

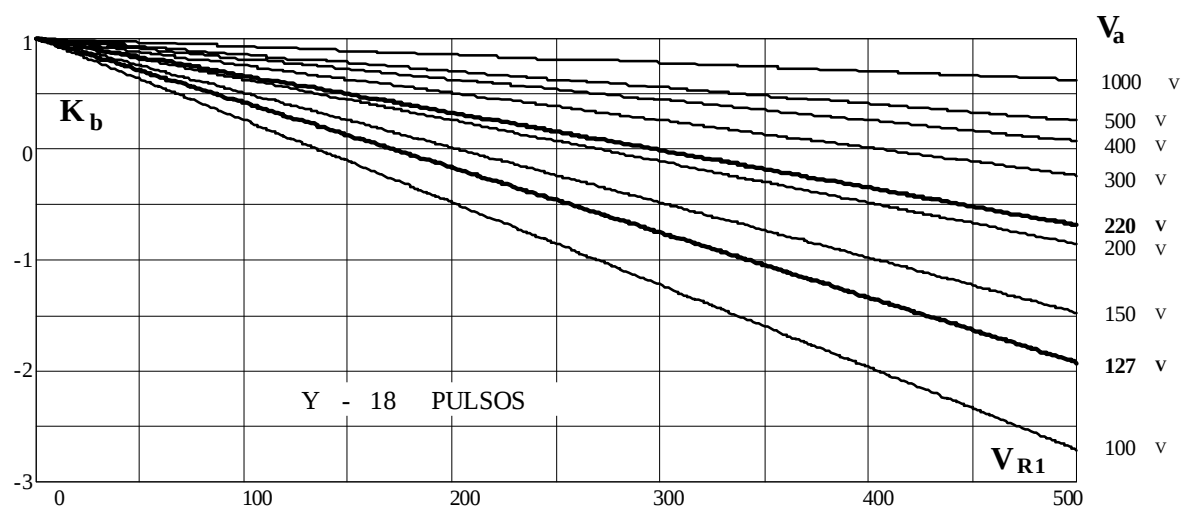


Fig. 4.10. Ábaco para cálculo de K_b do conversor de 18 pulsos.

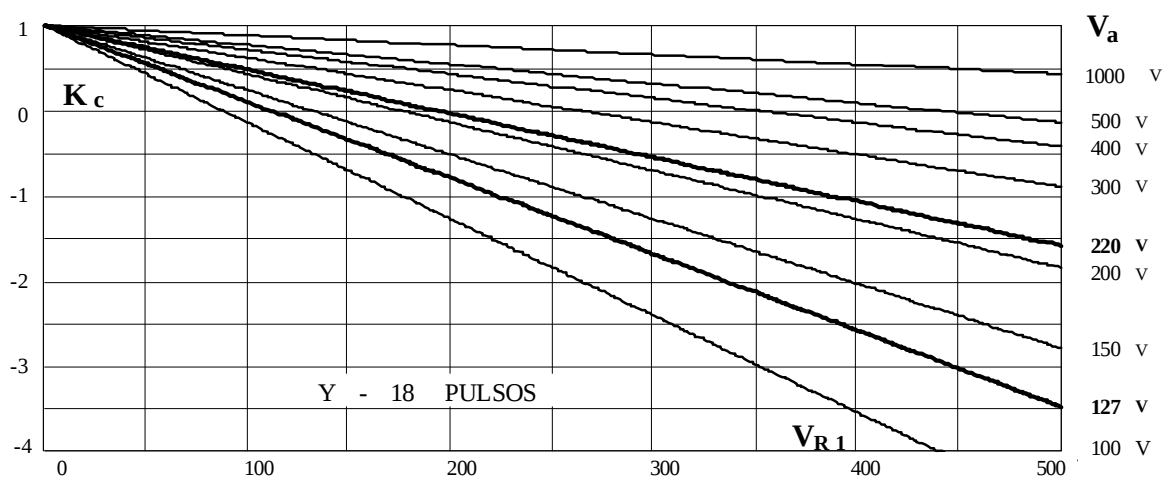


Fig. 4.11. Ábaco para cálculo de K_c do conversor de 18 pulsos.

4.2.3 Conexões particulares

Conforme apresentado anteriormente, as expressões (4.7) e (4.15) 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 tensões 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_{c1} ou N_{b3}) é eliminado. Neste caso, existe uma relação fixa, para cada estrutura obtida, entre as tensões de entrada e de saída.

A Fig. 4.12 mostra o diagrama simplificado para estes dois tipos de conexões simplificadas. Uma das conexões (fechada) opera como abaixadora de tensão e a outra (aberta), como elevadora de tensão.

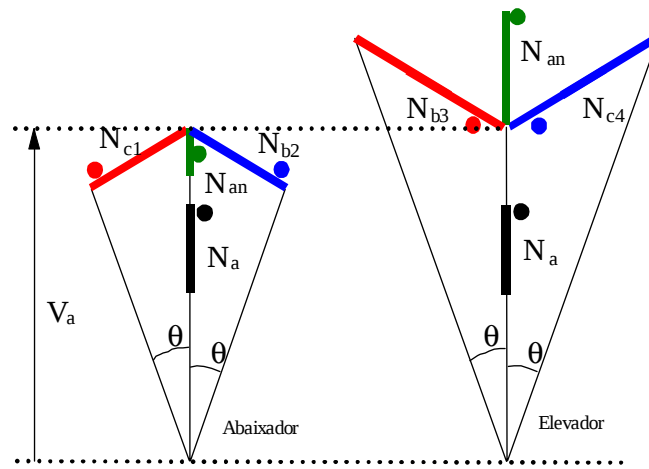


Fig. 4.12. Conexões particulares.

4.2.3.1 Conexão Y-diferencial fechada (abaixador)

Esta conexão é obtida quando o enrolamento N_{b3} é eliminado ($K_c = 0$). Neste caso, conforme observa-se na Fig. 4.4 ou na Fig. 4.5, tem-se:

$$V_{b3} = 0$$

$$\alpha = \theta$$

As duas estruturas obtidas a partir desta conexão (12 e 18 pulsos), já foram apresentadas na literatura técnica [36 - 40].

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:

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

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

$$V_{c1} = 0,2679 \cdot V_a \quad K_b = 0,2679$$

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

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

$$V_{c1} = 0,3473 \cdot V_a \quad K_b = 0,3473$$

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

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

4.2.3.2 Conexão Y-diferencial aberta (elevador)

Esta conexão é obtida quando o enrolamento N_{c1} é eliminado ($K_b = 0$). Neste caso, conforme observa-se na Fig. 4.5 ou na Fig. 4.6, tem-se:

$$V_{c1} = 0$$

$$\alpha = 0^\circ$$

Os dois conversores obtidos a partir desta conexão (12 pulsos [26] e 18 pulsos [37 e 38]), também são conhecidos na literatura.

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 ($\theta = 15^\circ$)

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

$$V_{b3} = -0,3660 \cdot V_a \quad K_c = -0,3660$$

O sinal negativo de K_c (ou V_{b3}) indica que a polaridade deste enrolamento é invertida.

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

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

$$V_{b3} = 0,5321 \cdot V_a \quad K_c = 0,5321$$

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

4.3 GENERALIZAÇÃO DAS CONEXÕES DELTA-DIFERENCIAIS DE 12 E 18 PULSOS

4.3.1 Análise das tensões dos enrolamentos

Para generalização das conexões Delta-diferenciais [41] a análise das tensões nos enrolamentos é muito parecida àquela para generalização das conexões Y-diferenciais, porém, as tensões a que estão submetidos os enrolamentos primários são as tensões de linha (V_{ab} , V_{bc} e V_{ca}). A Fig. 4.13 mostra o diagrama fasorial do sistema trifásico de tensões de alimentação (V_{ab} , V_{bc} e V_{ca}) e dos sistemas defasados, obtidos nos secundários, (V_{R1} , V_{S1} e V_{T1}) adiantado de um ângulo θ , (V_{R2} , V_{S2} e V_{T2}) atrasados de um ângulo θ e (V_{RN} , V_{SN} e V_{TN}) em fase com a rede de alimentação. Como no Y-diferencial, o ângulo θ também determina a operação em 12 pulsos (15°) ou 18 pulsos (20°).

Para obtenção de um sistema em fase com a rede de alimentação o conversor de 18 pulsos necessita de um enrolamento auxiliar a mais em relação à conexão Y-diferencial. Desta

forma, o esquema básico do núcleo trifásico do autotransformador difere do esquema do Y-diferencial pelo fato dos enrolamentos do primário estarem conectados em delta, fazendo com que as tensões refletidas nos enrolamentos secundários estejam em fase com as tensões de linha ao invés de estarem em fase com as tensões de fase como acontece na conexão Y-diferencial, e, por existir um enrolamento auxiliar a mais por fase, como mostra a Fig. 4.14.

Os enrolamentos do primário são definidos por N_{ab} , N_{bc} e N_{ca} , os enrolamentos N_{ab1} , N_{ab2} , N_{ab3} , N_{ab4} , N_{abn} e N_{abn1} são montados sobre a perna A, os enrolamentos N_{bc1} , N_{bc2} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{bcn} e N_{bcn1} são montados sobre a perna B e os enrolamentos N_{ca1} , N_{ca2} , N_{ca3} , N_{ca4} , N_{can} e N_{can1} sobre a perna C.

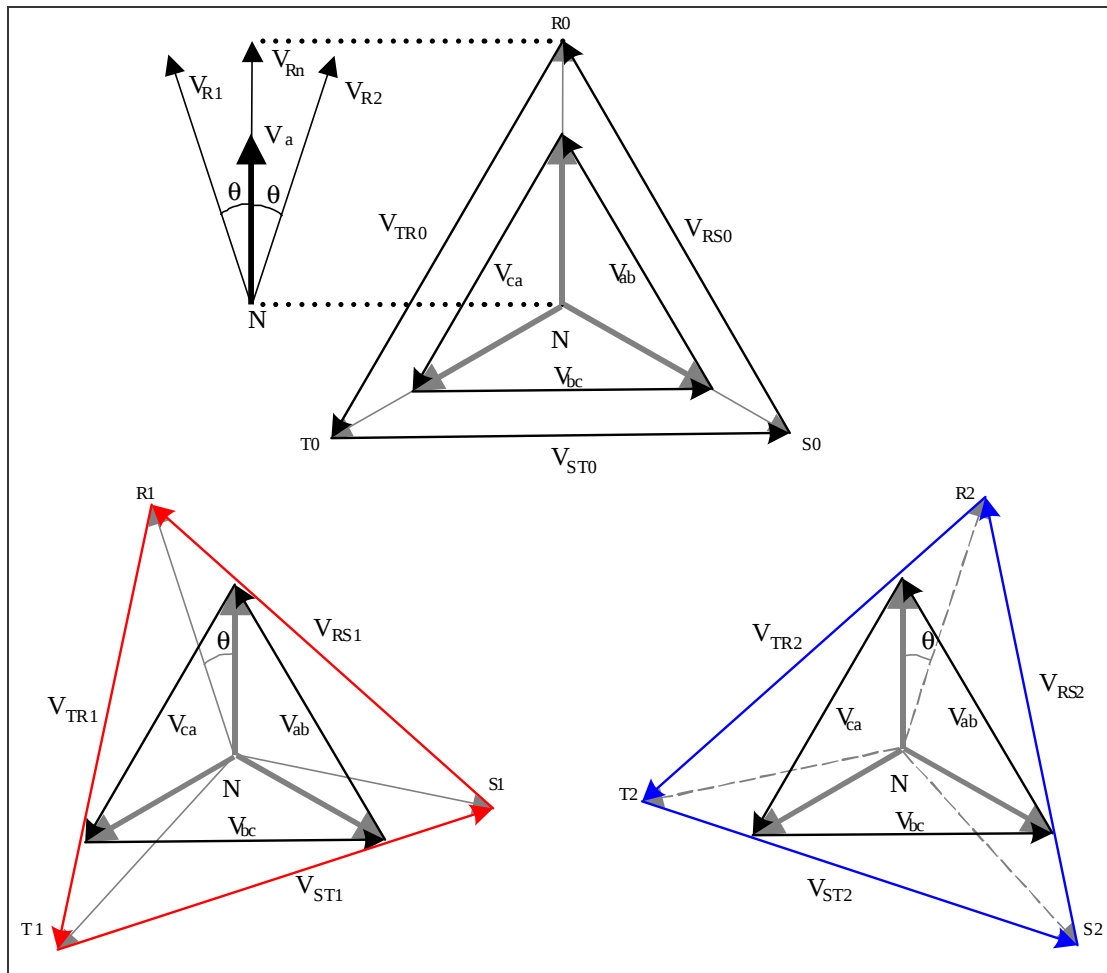


Fig. 4.13. Diagrama fasorial dos sistemas de tensões.

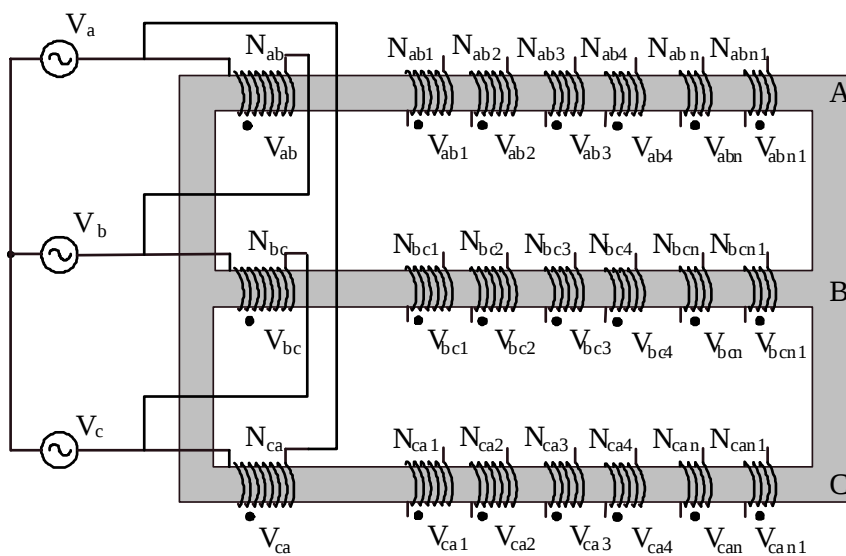


Fig. 4.14 – Núcleo e enrolamentos do autotransformador.

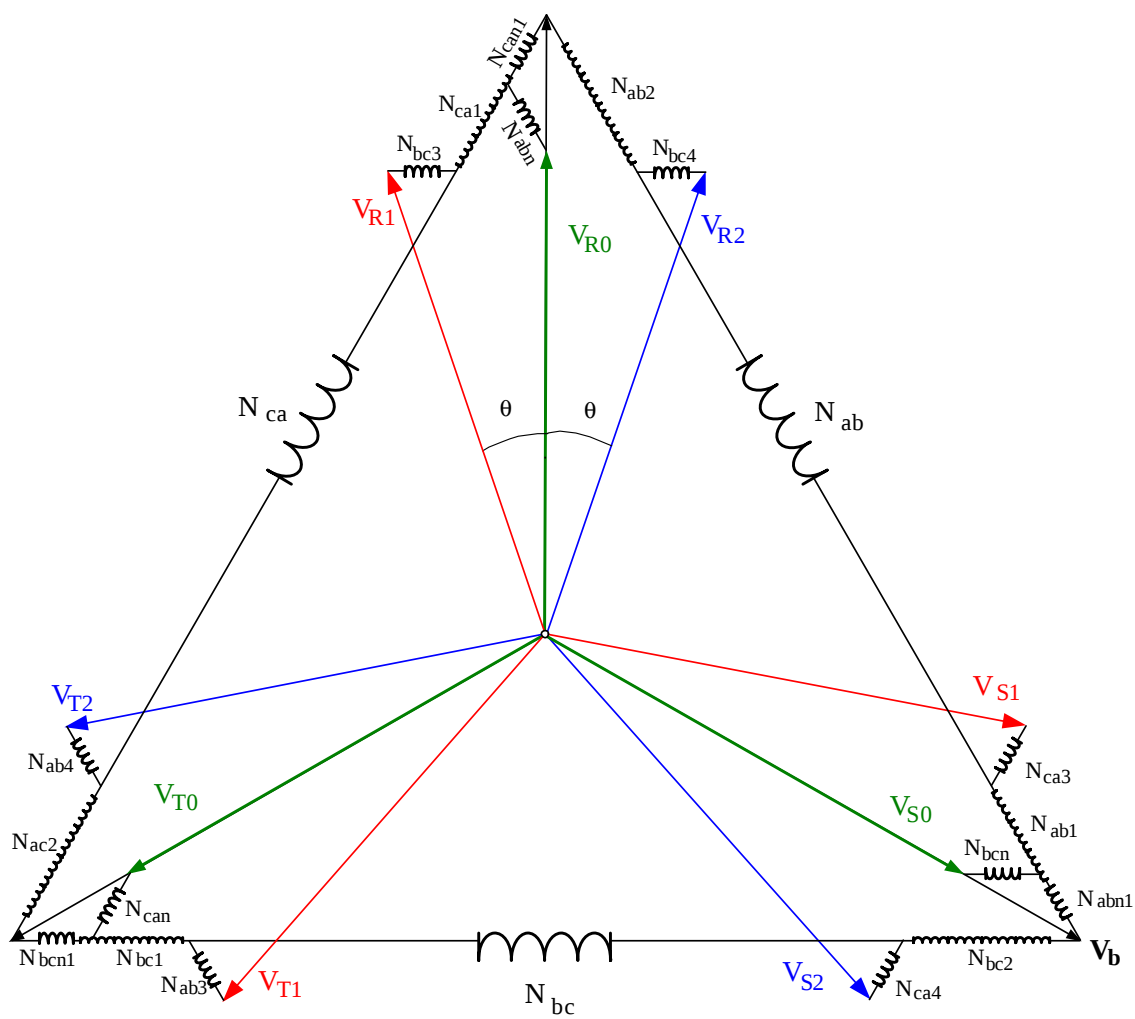


Fig. 4.15. Enrolamentos do autotransformador.

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.

A Fig. 4.15 mostra a representação esquemática de todos os enrolamentos para a obtenção da conexão genérica que gera todas as topologias conectadas em delta de 12 e 18 pulsos. Para o conversor de 12 pulsos, os enrolamentos de índices n e $n1$ (N_{abn} , N_{abn1} , N_{bcn} , N_{bcn1} , N_{can} , e N_{can1}) não são necessários.

Como desenvolvido anteriormente, 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 à referência e as tensões V_{b1} e V_{c3} , como mostrado na Fig. 4.13. Tratando-se de sistemas trifásicos simétricos e equilibrados, todas as demais tensões podem ser representadas com base nestas tensões escolhidas.

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

4.3.1.1 Equações para $V_{ca1} > 0$ e $V_{bc3} > 0$.

A Fig. 4.16 mostra o diagrama fasorial simplificado para as tensões sobre os enrolamentos N_{b1} e N_{c3} positivas.

Da mesma forma que para conexões Y-diferencial, a tensão auxiliar V_x é definida entre o neutro e o ponto comum dos dois enrolamentos secundários (N_{ca1} e N_{bc3}). 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_{ca1} e V_{bc3} têm o mesmo sentido das tensões V_{ca} e V_{bc} , respectivamente.

Através dos triângulos destacados na Fig. 4.16.a, (V_x , V_{ca1} , V_a) e (V_x , V_{R1} , V_{bc3}), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\sin(30^\circ)} = \frac{V_a}{\sin(150^\circ - \alpha)} = \frac{V_{ca1}}{\sin(\alpha)} \quad (4.16)$$

$$\frac{V_x}{\sin(90^\circ + \theta)} = \frac{V_{R1}}{\sin(90^\circ - \alpha)} = \frac{V_{bc3}}{\sin(\alpha - \theta)} \quad (4.17)$$

Agora, para conexão Delta-diferencial, como se observa na Fig. 4.16.a, para a condição proposta ($V_{ca1} > 0$ e $V_{bc3} > 0$), o ângulo α varia no intervalo compreendido entre θ e 90° , com relação à referência. Assim, os limites são:

- para $\alpha = 90^\circ$ $V_{ca1} = 2.V_{bc3} = V_a \cdot \cos(30^\circ)$ e $V_{R1} = 0$;
- para $\alpha = \theta$ $V_{c3} = 0$.

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

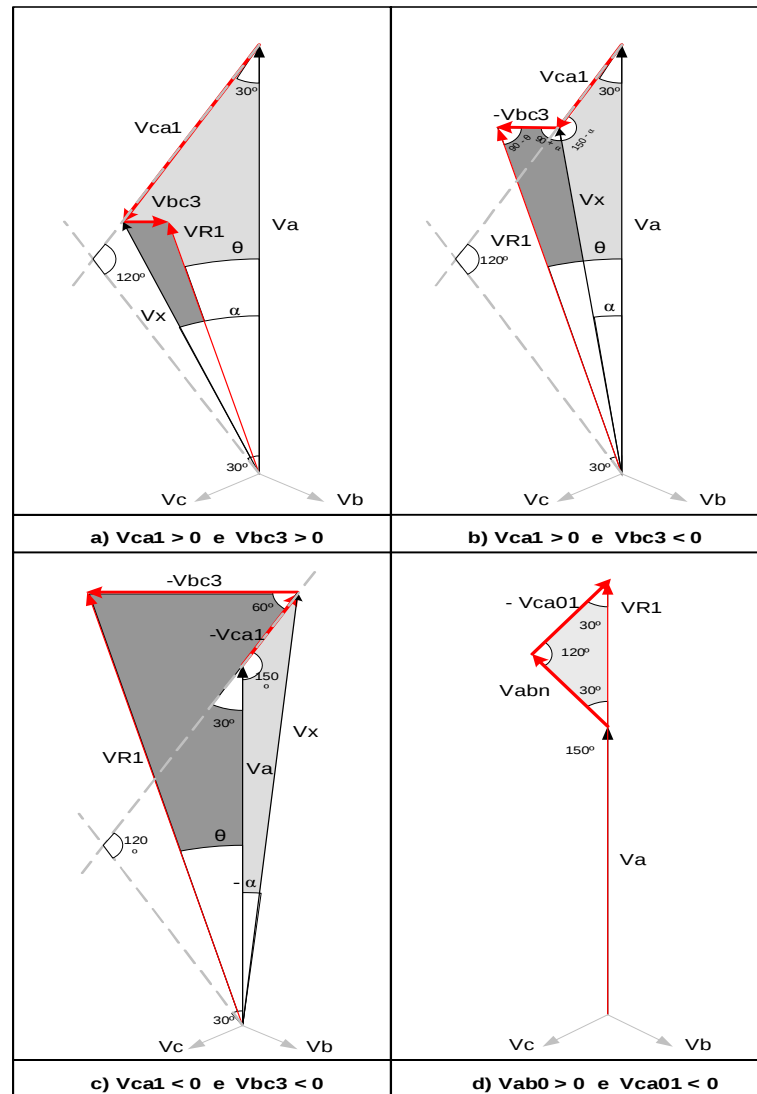


Fig. 4.16 – Diagrama Fasorial.

4.3.1.2 Equações para $V_{ca1} > 0$ e $V_{bc3} < 0$.

Quando o enrolamento N_{bc3} é invertido e, conseqüentemente, a tensão V_{bc3} 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. 4.16.b mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na Fig. 4.16.b, (V_x , V_{ca1} , V_a) e (V_x , V_{R1} , V_{bc3}), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\text{sen}(30^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(150^\circ - \alpha)} = \frac{V_{ca1}}{\text{sen}(\alpha)} \quad (4.18)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(90^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(90^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{bc3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (4.19)$$

4.3.1.3 Equações para $V_{ca1} < 0$ e $V_{bc3} < 0$.

Quando os enrolamentos N_{ca1} e N_{bc3} são invertidos (tensões V_{ca1} e V_{bc3} negativas), o ângulo α passa a variar entre 0° e -30° . A tensão de saída (V_{R1}) é maior do que a tensão de entrada.

A Fig. 4.16.c mostra o diagrama fasorial simplificado que representa esta condição.

Através dos triângulos destacados na Fig. 4.16.c, (V_x , V_{ca1} , V_a) e (V_x , V_{R1} , V_{bc3}), as seguintes expressões são válidas:

$$\frac{V_x}{\text{sen}(150^\circ)} = \frac{V_a}{\text{sen}(30^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{ca1}}{\text{sen}(-\alpha)} \quad (4.20)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(90^\circ - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(90^\circ + \alpha)} = \frac{-V_{bc3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (4.21)$$

4.3.1.4 Generalização das expressões obtidas

Seguindo o mesmo procedimento apresentado para as conexões Y-diferenciais das expressões (4.16) a (4.21) descritas anteriormente, pode-se isolar a tensão auxiliar V_x em

todas as expressões, e, utilizando-se das mesmas igualdades trigonométricas conhecidas, obtém-se uma expressão única que descreve as tensões de saída sobre os enrolamentos secundários, em função da tensão de referência (primário) e dos ângulos α e θ , apresentada em (4.22).

$$V_a \cdot \frac{\sin(30^\circ)}{\sin(150^\circ - \alpha)} = V_{ca1} \cdot \frac{\sin(30^\circ)}{\sin(\alpha)} = V_{R1} \cdot \frac{\sin(90^\circ + \theta)}{\sin(90^\circ - \alpha)} = V_{bc3} \cdot \frac{\sin(90^\circ + \theta)}{\sin(\alpha - \theta)} \quad (4.22)$$

Assim, os valores de V_{R1} , V_{ca1} e V_{bc3} são obtidos pelas equações (4.23) até (4.25), respectivamente.

Observa-se através da equação (4.23) que, para uma dada tensão de fase de alimentação V_a , escolhendo-se um valor para a tensão de fase dos sistemas trifásicos V_{R1} pode-se calcular o valor do ângulo auxiliar α .

$$V_{R1} = V_a \cdot \frac{\sin(30^\circ)}{\sin(150^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(90^\circ - \alpha)}{\sin(90^\circ + \theta)} \quad (4.23)$$

$$V_{ca1} = V_a \cdot \frac{\sin(30^\circ)}{\sin(150^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(30^\circ)} \quad (4.24)$$

$$V_{bc3} = V_a \cdot \frac{\sin(30^\circ)}{\sin(150^\circ - \alpha)} \cdot \frac{\sin(\alpha - \theta)}{\sin(90^\circ + \theta)} \quad (4.25)$$

Com os valores de α e de V_a , calculam-se os valores de V_{ca1} e de V_{bc3} , através das expressões (4.24) e (4.25).

4.3.1.5 Enrolamento adicional para o conversor de 18 pulsos

Diferentemente das conexões Y-diferenciais a estrutura de 18 pulsos com conexão Delta-diferencial necessita de dois enrolamentos secundários para gerar um terceiro sistema trifásico, em fase com o primário e com a rede.

Assim, os enrolamentos N_{abn} e N_{abn1} são montados sobre a mesma perna do núcleo que o enrolamento N_{ab} e gera tensões V_{an} e V_{an1} em fase com V_a . Desta forma, a soma das tensões (V_{ab} , V_{abn} e V_{can1}) resulta na tensão V_{Rn} , que possui a mesma magnitude das tensões V_{R1} e V_{R2} e está em fase com a referência, como mostra a Fig. 4.16.d.

A equação (4.26) define o módulo da tensão sobre os enrolamentos secundários N_{an} e N_{an1} .

$$V_{abn} = \frac{(V_{R1} - V_a)}{2 \cdot \cos(30^\circ)} \quad (4.26)$$

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

4.3.2 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} , V_{an1} e V_a , pode ser representada pela expressão (4.27).

$$K_a = \frac{N_{abn}}{N_{ab}} = \frac{V_{abn}}{V_{ab}} \quad (4.27)$$

A relação de espiras K_b , definida entre as tensões V_{ca1} e V_a , pode ser representada pela expressão (4.28).

$$K_b = \frac{N_{ca1}}{N_{ca}} = \frac{V_{ca1}}{V_{ca}} \quad (4.28)$$

A relação de espiras K_c , definida entre as tensões V_{bc3} e V_a , pode ser representada pela expressão (4.29).

$$K_c = \frac{N_{bc3}}{N_{bc}} = \frac{V_{bc3}}{V_{bc}} \quad (4.29)$$

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_{an1} , V_{ca1} ou V_{bc3}) resultar num 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 resulta num número negativo.

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

Seja a equação (4.23) apresentada anteriormente. Assim, isolando-se o ângulo α obtém-se a equação (4.30).

$$\alpha = -\arctg \left[\frac{1}{3} \cdot \frac{V_{R1} \cdot \cos(\theta) - V_a \cdot \sqrt{3}}{(V_{R1} \cdot \cos(\theta))} \right] \quad (4.30)$$

4.3.2.1 Ábacos para o conversor de 12 pulsos

Para o conversor de 12 pulsos, o ângulo θ é definido como 15° . Assim, através das equações (4.24), (4.25), (4.28), (4.29) e (4.30) e com ajuda de um programa matemático, os ábacos para cálculo de K_b e K_c são obtidos e mostrados nas Figs. 4.19 e 4.20, respectivamente.

4.3.2.2 Ábacos para o conversor de 18 pulsos

Para o conversor de 18 pulsos, o ângulo θ é definido como 20° . Assim, através das equações (4.24) a (4.30) e com ajuda de um programa matemático, os ábacos para cálculo de K_a , K_b e K_c são obtidos e mostrados nas Figs. 4.21 até 4.23, respectivamente.

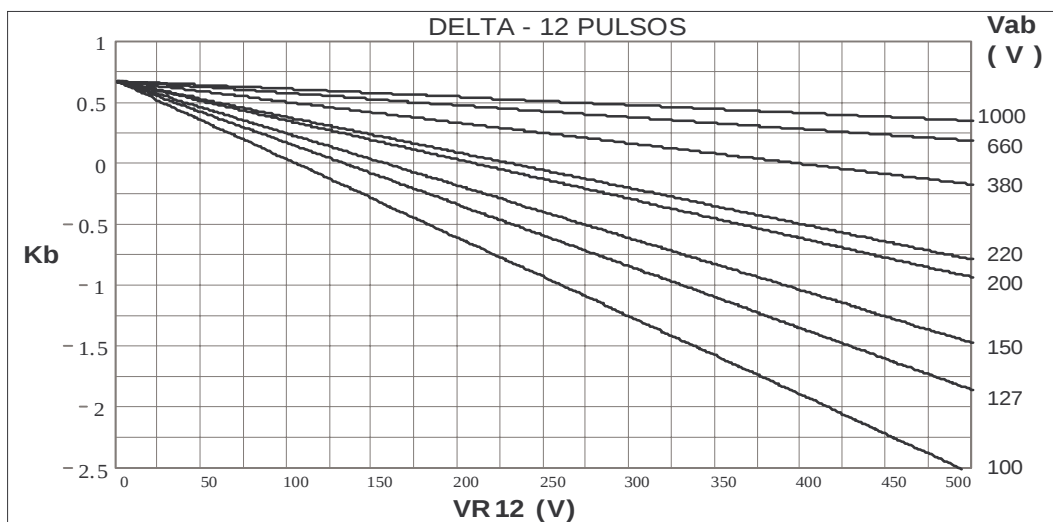


Fig. 4.19. Ábaco para cálculo de K_b do conversor de 12 pulsos.

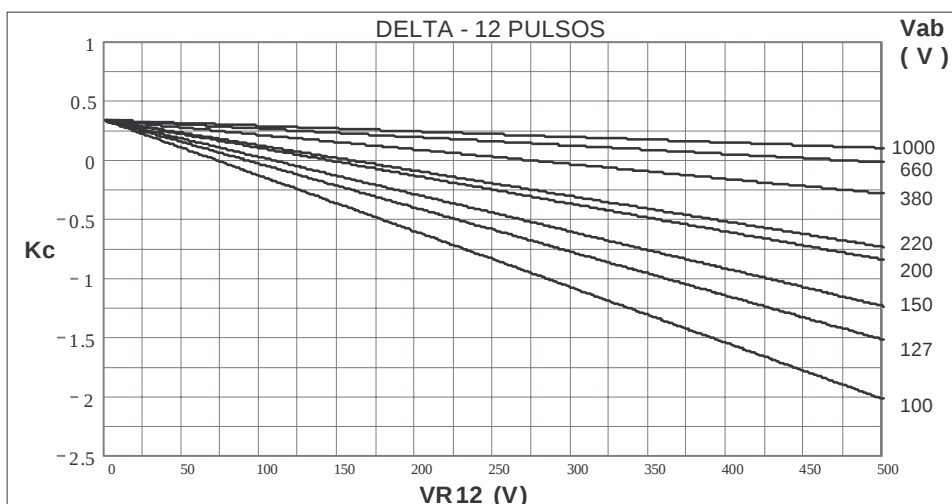


Fig. 4.20. Ábaco para cálculo de K_c do conversor de 12 pulsos.

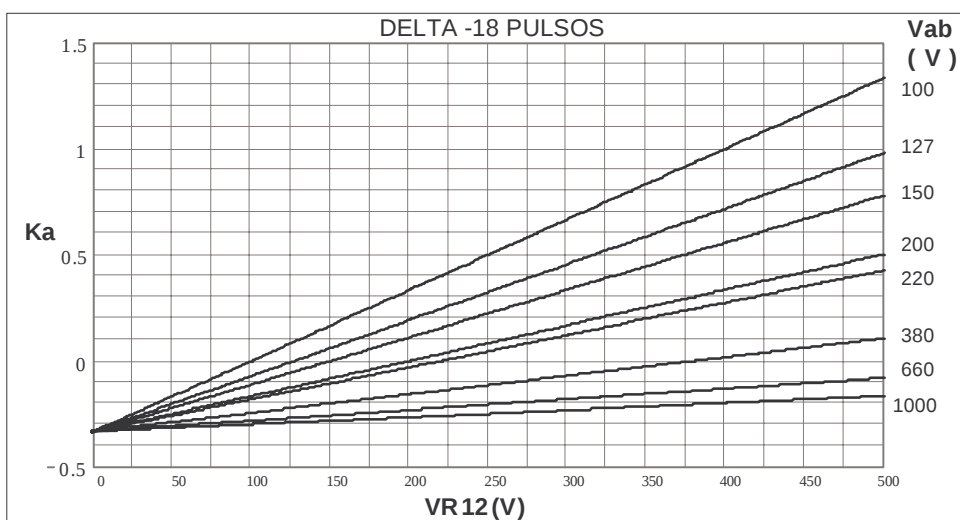


Fig. 4.21. Ábaco para cálculo de K_a do conversor de 18 pulsos.

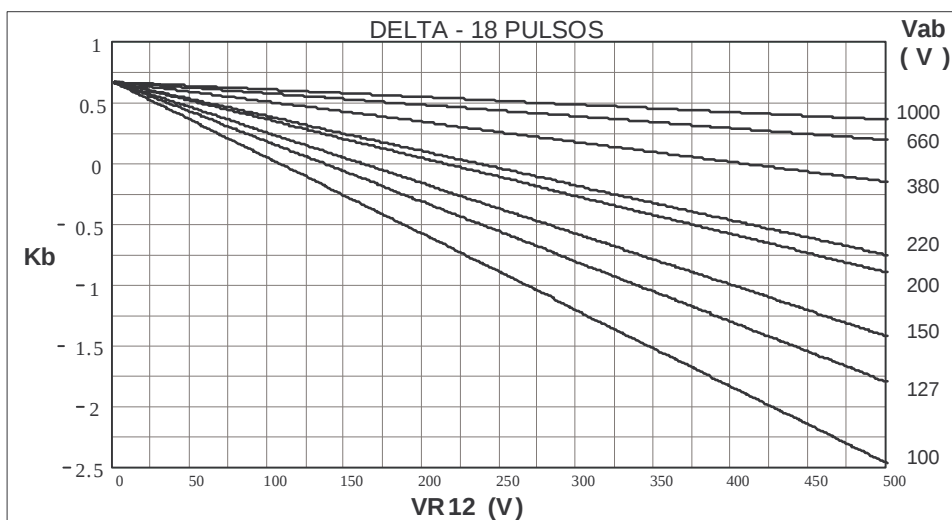


Fig. 4.22. Ábaco para cálculo de K_b do conversor de 18 pulsos.

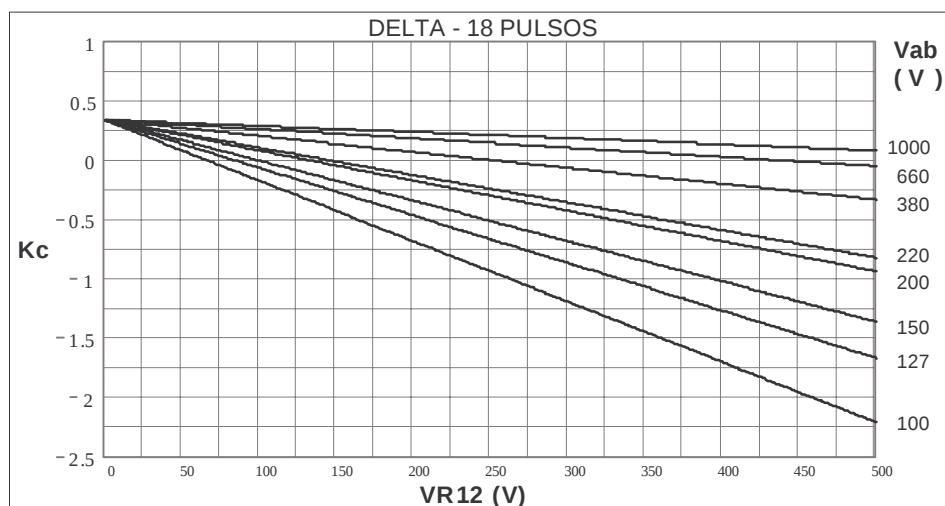


Fig. 4.23. Ábaco para cálculo de K_c do conversor de 18 pulsos.

4.3.3 Conexões particulares

Conforme apresentado anteriormente, as expressões (4.19) e (4.30) definem toda a família de estruturas com conexão Delta-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 tensões de entrada e de saída do autotransformador.

As quatro conexões particulares (duas de 12 pulsos e duas de 18 pulsos), derivadas das conexões apresentadas, são obtidas quando um dos enrolamentos (N_{ca1} ou N_{bc3}) é eliminado. Neste caso, existe uma relação fixa, para cada conversor obtido, entre as tensões de entrada e de saída.

A Fig. 4.24 mostra o diagrama simplificado para estes dois tipos de conexões simplificadas. Uma das conexões (fechada) opera como abaixadora de tensão e a outra (aberta) como elevadora de tensão.

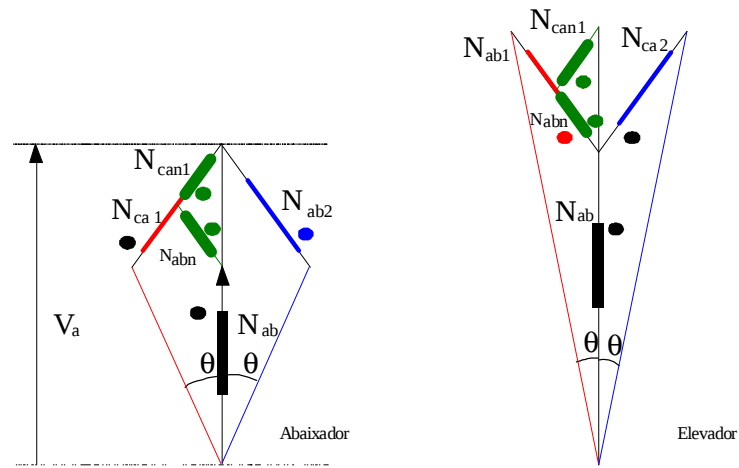


Fig. 4.24. Conexões particulares.

4.3.3.1 Conexão Delta-diferencial fechada (abaixador)

Esta conexão é obtida quando o enrolamento N_{bc3} é eliminado ($K_c = 0$). Neste caso, conforme se observa na Fig. 4.10, tem-se:

$$V_{c3} = 0$$

$$\alpha = \theta$$

Os dois conversores obtidos a partir desta conexão (12 e 18 pulsos), já foram apresentados na literatura técnica [37 e 38].

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 $K_c = 0$). Portanto, determinam-se K_a e K_b com auxílio dos outros ábacos, ou, através das expressões apresentadas.

Como resultado, tem-se:

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

$$V_{R1} = 0.7071 \cdot V_a \quad K_c = 0$$

$$V_{ca1} = 0.3660 \cdot V_a \quad K_b = 0.366$$

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

$$V_{R1} = 0.6527 \cdot V_a \quad K_c = 0$$

$$V_{ca1} = 0.4465 \cdot V_a \quad K_b = 0.4465$$

$$V_{abn} = -0.2005 \cdot V_a \quad K_a = -0.2005$$

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

4.3.3.2 Conexão Delta-diferencial aberta (elevador)

Esta conexão é obtida quando o enrolamento N_{ba1} é usado ($K_b = 0$ e $K_c = 0$). Neste caso, conforme se observa na Fig. 4.24, as tensões de saída V_{ac1} , V_{bc3} e o ângulo α são dadas por:

$$V_{ac1} = 0 \quad V_{bc3} = 0$$

$$\alpha = 0$$

Onde:

$$K_d = \frac{N_{ab1}}{N_{ab}} = \frac{V_{ab1}}{V_{ab}} \quad (4.31)$$

Os dois conversores obtidos a partir desta conexão (12 pulsos [26] e 18 pulsos [37 e 38]), também são conhecidos na literatura.

Da mesma forma analisada no caso anterior, com o valor da tensão de entrada V_a e o ângulo θ , aplicados na equação (4.32), as tensões de saída são facilmente obtidas.

$$\frac{V_{R1}}{\sin(150^\circ)} = \frac{V_a}{\sin(30^\circ - \theta)} = \frac{V_{ab1}}{\sin(\theta)} \quad (4.32)$$

Como resultado, tem-se:

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

$$V_{R1} = 1,9318 \cdot V_a \quad K_b = 0$$

$$V_{ab1} = V_a \quad K_d = 1$$

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

$$V_{R1} = 2,8794 \cdot V_a \quad K_b = 0$$

$$V_{ab1} = 1,9696 \cdot V_a \quad K_d = 1,9696$$

$$V_{ab0} = 1,0851 \cdot V_a \quad K_a = 1,0851$$

4.4 UNIFICAÇÃO DAS GENERALIZAÇÕES Y E DELTA – DIFERENCIAIS

No desenvolvimento das generalizações Y e Delta-diferenciais pode-se perceber grande semelhança entre as equações obtidas. A diferença entre as respectivas equações se dá pelo fato de que nas conexões Y-diferenciais as tensões nos enrolamentos dos secundários são derivadas de tensões de fase e nas conexões Delta-Diferenciais estas tensões são derivadas de tensões de linha. Desta forma, a única diferença na composição vetorial, para as estruturas de 12 pulsos, é o ângulo entre as tensões de fase da rede (V_a , V_b e V_c) e as tensões secundárias de índices 1 e 2, como pode-se observar comparando as figuras 2.3 e 3.3. Para os conversores de 18 pulsos existe uma diferença, nas conexões Delta-Diferenciais há a necessidade de um enrolamento secundário a mais.

4.4.1 Análise das tensões dos enrolamentos

A diferença angular entre as tensões de fase e as tensões de linha é de 30° , ou seja, nas conexões Delta diferenciais o ângulo entre V_a e V_{ca1} é de 30° enquanto que nas conexões Y diferenciais o ângulo entre V_a e V_{c1} é de 60° .

Considerando a existência de um ângulo auxiliar ψ cujo valor é de 30° para as conexões Y-diferenciais e 0° para conexões Delta –diferenciais, o diagrama vetorial da Fig. 4.16 é representado pela Fig. 4.25.

O núcleo e os enrolamentos do autotransformador são idênticos à conexão Delta-Diferencial e podem ser representados pela Fig. 4.14.

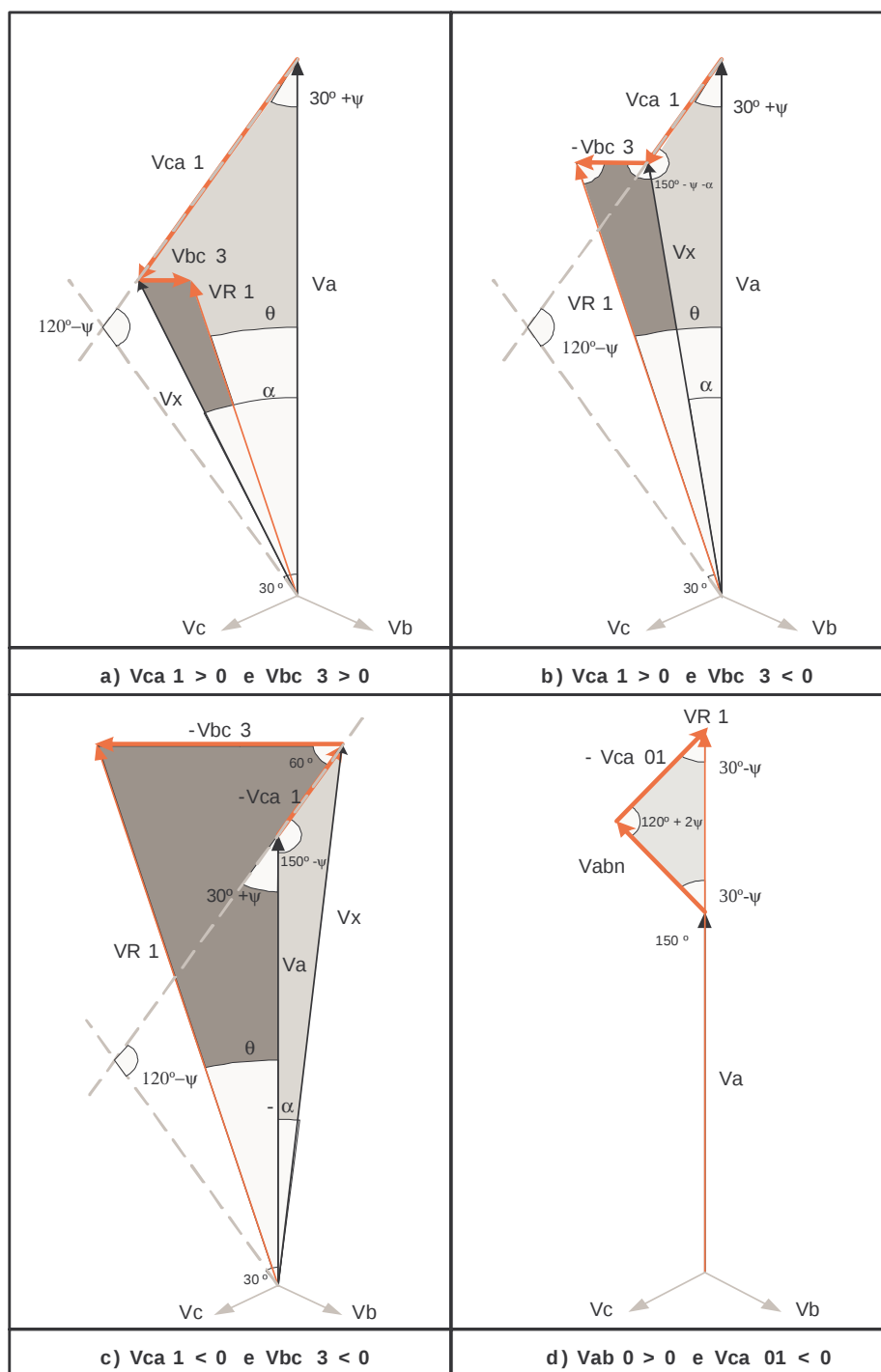


Figura 4.25 – Diagrama fasorial genérico.

O diagrama fasorial da figura 4.25 pode representar o diagrama fasorial das conexões Y-diferenciais quando ψ for igual a 30° , e da mesma forma, poderá representar o fasorial vetorial das conexões Delta-diferenciais quando ψ for igual a 0° .

Desta forma, usando o diagrama fasorial genérico da figura 4.25, pode-se reescrever as equações de (4.33) até (4.42), tornando-as gerais para ambas as conexões diferenciais.

4.4.1.1 Equações para $V_{ca1} > 0$ e $V_{bc3} > 0$.

$$\frac{V_x}{\text{sen}(30^\circ + \psi)} = \frac{V_a}{\text{sen}(150^\circ - \psi - \alpha)} = \frac{V_{ca1}}{\text{sen}(\alpha)} \quad (4.33)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(90^\circ - \Psi - \alpha)} = \frac{V_{bc3}}{\text{sen}(\alpha - \theta)} \quad (4.34)$$

4.4.1.2 Equações para $V_{ca1} > 0$ e $V_{bc3} < 0$.

$$\frac{V_x}{\text{sen}(30^\circ + \Psi)} = \frac{V_a}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} = \frac{V_{ca1}}{\text{sen}(\alpha)} \quad (4.35)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(90^\circ - \Psi - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \alpha)} = \frac{-V_{bc3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (4.36)$$

4.4.1.3 Equações para $V_{ca1} < 0$ e $V_{bc3} < 0$.

$$\frac{V_x}{\text{sen}(150^\circ - \Psi)} = \frac{V_a}{\text{sen}(30^\circ + \Psi + \alpha)} = \frac{-V_{ca1}}{\text{sen}(-\alpha)} \quad (4.37)$$

$$\frac{V_x}{\text{sen}(90^\circ - \Psi - \theta)} = \frac{V_{R1}}{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \alpha)} = \frac{-V_{bc3}}{\text{sen}(\theta - \alpha)} \quad (4.38)$$

4.4.1.4 Generalização das expressões obtidas

$$V_a \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} = V_{ca1} \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(\alpha)} = V_{R1} \cdot \frac{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \theta)}{\text{sen}(90^\circ - \Psi - \alpha)} = V_{bc3} \cdot \frac{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \theta)}{\text{sen}(\alpha - \theta)} \quad (4.39)$$

$$V_{R1} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen}(90^\circ - \Psi - \alpha)}{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \theta)} \quad (4.40)$$

$$V_{ca1} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen}(\alpha)}{\text{sen}(30^\circ + \Psi)} \quad (4.41)$$

$$V_{bc3} = V_a \cdot \frac{\text{sen}(30^\circ + \Psi)}{\text{sen}(150^\circ - \Psi - \alpha)} \cdot \frac{\text{sen}(\alpha - \theta)}{\text{sen}(90^\circ + \Psi + \theta)} \quad (4.42)$$

4.4.1.5 Enrolamento adicional para o conversor de 18 pulsos

As equações 4.43 e 4.44 definem as tensões dos enrolamentos secundários para obtenção dos conversores de 18 pulsos.

$$V_{abn} = \frac{(V_{R1} - V_a)}{2 \cdot \cos(30^\circ + \Psi)} \quad (4.43)$$

$$V_{abn1} = \frac{(V_{R1} - V_a)}{2 \cdot \cos(30^\circ + \Psi)} \cdot \cos(3 \cdot \Psi) \quad (4.44)$$

Através da equação 4.44 pode-se observar que para conexão Y-diferencial, onde $\psi = 0^\circ$, o valor de V_{abn1} é nulo para qualquer valor de V_{R1} e V_a . Isso ocorre porque não há necessidade deste enrolamento para este tipo de conexão.

A Fig. 4.26 mostra o esquema de ligação dos enrolamentos secundários para as conexões diferenciais.

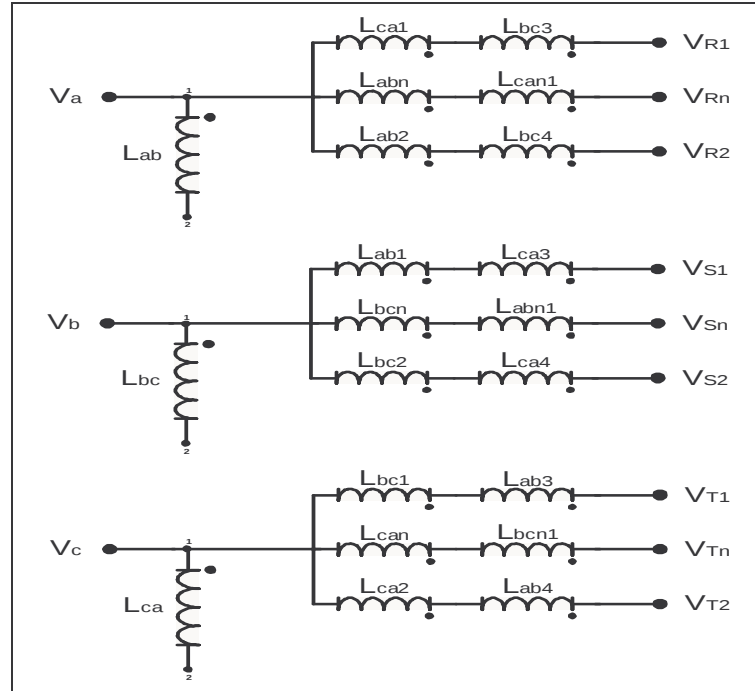


Fig. 4.26 – Esquema de ligação dos enrolamentos.

Na conexão Y dos enrolamentos primários os terminais 2 dos enrolamentos N_{ab} , N_{bc} e N_{ca} devem ser conectados ao terra. Para conexão Delta o terminal 2 do enrolamento N_{ab} deve estar ligado ao 1 do enrolamento N_{bc} , o terminal 2 do enrolamento N_{bc} deve estar ligado ao 1 de N_{ca} e o terminal 2 de N_{ca} deve estar ligado ao terminal 1 de N_{ab} .

4.4.2 Relação 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. Como para conexões Y- Diferenciais a tensão aplicada sobre os enrolamentos primários é a tensão de linha e a razão entre a tensão de linha e a

tensão de fase é de $\sqrt{3}$, as equações (4.24) a (4.26) podem ser reescritas pelas equações (4.45) até (4.47).

A relação de espiras K_a , definida entre as tensões V_{an} , V_{an1} e V_a , pode ser representada pela expressão (4.45).

$$K_a = \frac{N_{abn}}{N_{ab}} = \frac{V_{abn}}{V_{ab}} \cdot \tan\left(45^\circ + \frac{\Psi}{2}\right) \quad (4.45)$$

A relação de espiras K_b , definida entre as tensões V_{ca1} e V_a , pode ser representada pela expressão (4.46).

$$K_b = \frac{N_{ca1}}{N_{ca}} = \frac{V_{ca1}}{V_{ca}} \cdot \tan\left(45^\circ + \frac{\Psi}{2}\right) \quad (4.46)$$

A relação de espiras K_c , definida entre as tensões V_{bc3} e V_a , pode ser representada pela expressão (4.47).

$$K_c = \frac{N_{bc3}}{N_{bc}} = \frac{V_{bc3}}{V_{bc}} \cdot \tan\left(45^\circ + \frac{\Psi}{2}\right) \quad (4.47)$$

As polaridades dos enrolamentos dos secundários são adotadas positivas quando coincidem com as polaridades dos respectivos enrolamentos do primário.

Os ábacos gerados para conexões Y e Delta-Diferencial apresentados nas figuras 4.7 até 4.11 e 4.19 até 4.23 podem ser usados para obter a relação entre a tensão de saída do autotransformador com as relações de espiras dos enrolamentos, tendo como parâmetro a tensão de entrada.

Seja a equação (4.40) apresentada anteriormente. Assim, isolando-se o ângulo α obtém-se a equação (4.48).

$$\alpha = -\psi - \arctg\left[\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{(V_{R1} \cdot \cos(\psi + \theta) - V_a \cdot \cos(\psi) - \sqrt{3} \cdot V_a \cdot \sin(\psi))}{(V_{R1} \cdot \cos(\psi + \theta))}\right] \quad (4.48)$$

Conhecendo-se V_a , V_{r1} e ψ , através da equação 4.48 é possível calcular α , e, aplicando-se α nas equações (4.41) e (4.42), calcula-se o valor das tensões secundárias V_{ca1} e V_{bc3} .

4.5 EXEMPLO DE PROJETO E SIMULAÇÃO

Para verificar a metodologia proposta às estruturas analisadas, um exemplo de projeto é desenvolvido de duas formas distintas. No primeiro desenvolvimento serão usados os ábacos das figuras 4.9 até 4.11 (ou através das equações apresentadas na generalização das conexões Y-Diferenciais). No segundo desenvolvimento serão usadas as equações da unificação das generalizações das conexões diferenciais. A estrutura projetada será simulada para posterior análise.

4.5.1 Dados para projeto

Tensão eficaz de entrada:	220V/fase	($V_a = 220$)
Tensão eficaz de entrada:	380V/linha	($V_{ab} = 380$)
Tensão eficaz de saída do autotransformador:	400V/fase	($V_{R1} = 400$)
Numero de pulsos: 18		($\theta = 20^\circ$)
Conexão Y-Diferencial		($\psi = 30^\circ$)

Desenvolvimento 1

Com estes dados, utilizando-se os ábacos apresentados nas figuras 4.9 até 4.11, obtém-se os valores das relações de espiras K_a , K_b e K_c .

$$K_a = 0,82$$

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

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

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

1) Primários N_a , N_b e N_c : $V_a = 220V$

2) Secundários N_{a1} , N_{a2} , N_{b1} , N_{b2} , N_{c1} e N_{c2}

$$V_{c1} = K_b \cdot V_a = -77V$$

3) Secundários N_{a3} , N_{a4} , N_{b3} , N_{b4} , N_{c3} e N_{c4}

$$V_{b3} = K_c \cdot V_a = -235V$$

4) Secundários N_{an} , N_{bn2} e N_{cn}

$$V_{an} = K_a \cdot V_a = 180V$$

Desenvolvimento 2

Aplicando-se os valores de V_a e V_{R1} na equação 4.48 determina-se o valor de α .

$$\alpha = -14,45^\circ$$

Com o valor de α , V_a e V_{R1} aplicados nas equações de (4.41) até (4.44) determinam-se os valores de V_{ca1} , V_{bc3} , V_{abn} e de V_{abn1} :

- 1) Primários N_{ab} , N_{bc} e N_{ca} : $V_{ab} = 380V$
- 2) Secundários N_{ab1} , N_{ab2} , N_{bc1} , N_{bc2} , N_{ca1} e N_{ca2}
 $V_{ca1} = -76,89 V$
- 3) Secundários N_{ab3} , N_{ab4} , N_{bc3} , N_{bc4} , N_{ca3} e N_{ca4}
 $V_{bc3} = -234,86 V$
- 4) Secundários N_{abn} , N_{abn1} , N_{bcn} , N_{bcn1} , N_{cn} e N_{cn1}
 $V_{abn} = 180 V$
 $V_{abn1} = 0 V$

Não se faz necessário o uso dos enrolamentos de índices n1.

Com os valores de V_{ab} , V_{abn} , V_{ca1} e V_{bc3} aplicados nas equações de 4.13 a 4.15 determinam-se os valores das relações de espiras K_a , K_b e K_c :

$$K_a = 0,82$$

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

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

4.5.2 Simulação

A Fig. 4.27 mostra a representação esquemática da estrutura simulada. 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. 4.28 mostra as formas de onda da tensão de entrada e das tensões dos sistemas defasados, para uma das fases.

Observa-se na figura 4.28 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.

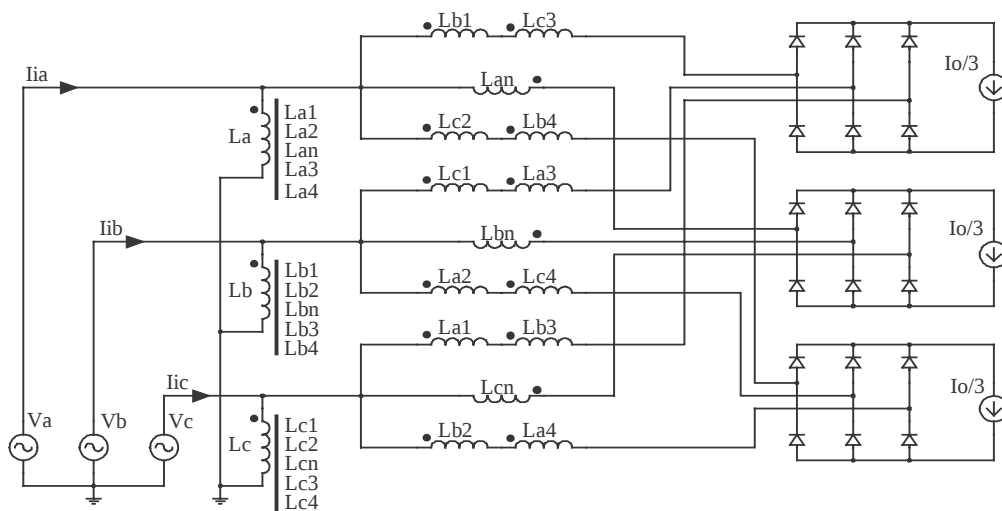


Fig. 4.27. Esquema da estrutura simulada.

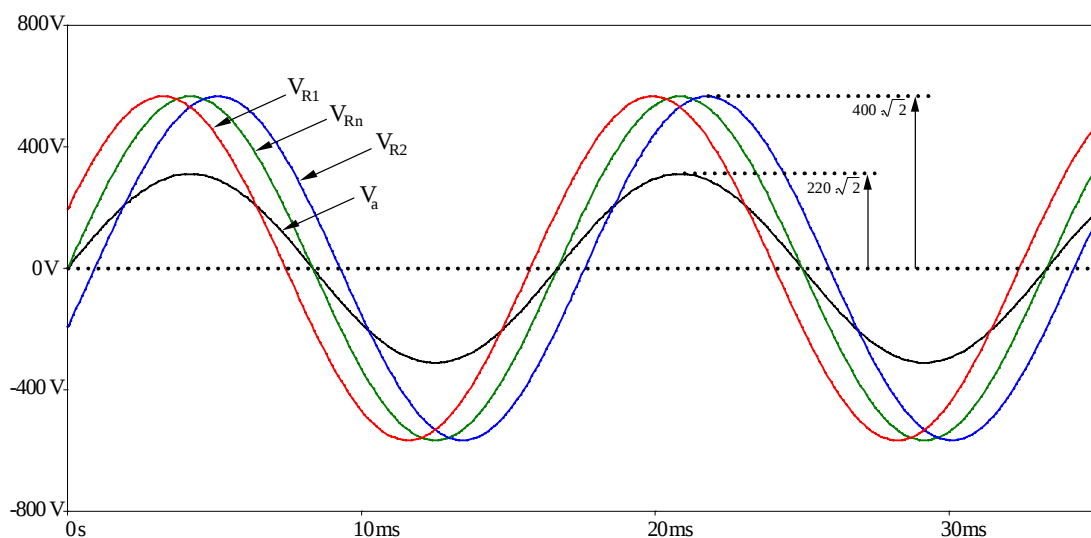


Fig. 4.28. Tensão da rede e dos sistemas trifásicos obtidos.

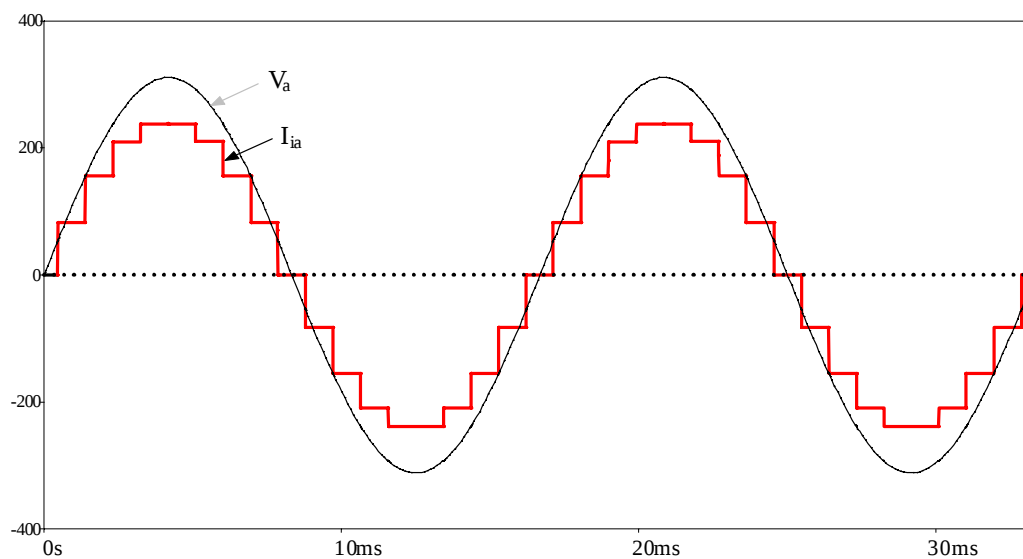


Fig. 4.29. Tensão e corrente de entrada.

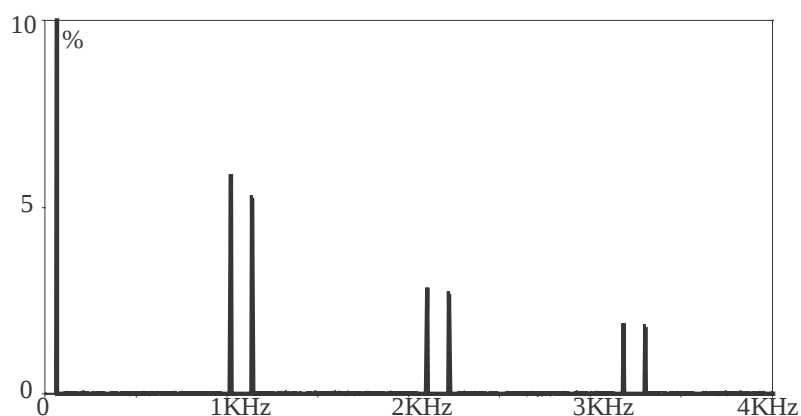


Fig. 4.30 Espectro harmônico da corrente de entrada.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada são mostradas na Fig. 4.29. 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. 4.30, indica os componentes harmônicos de ordens $n.18 \pm 1$ ($p/n = 1, 2, 3, \dots$). 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, apesar disso, o conversor, para a potência simulada, não atende à norma IEC 61000-3-2.

4.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se uma metodologia simples para a obtenção de todos os conversores de 12 e de 18 pulsos que utilizam autotransformador com conexão Y-diferencial [36,40], Delta-diferencial [41], assim como, mostra uma metodologia de projeto que engloba ambas as conexões. Através de uma análise matemática simples, a partir de triângulos que relacionam os fasores de tensões, uma expressão genérica é encontrada para descrever a operação do autotransformador para quaisquer valores de tensão de entrada e de saída do autotransformador.

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.

Um exemplo de projeto mostra os passos para a obtenção de uma nova estrutura, com tensão de saída do autotransformador escolhida. Para validar o método, a estrutura é submetida a testes de simulação e os principais resultados são apresentados. Observa-se o reduzido conteúdo harmônico da corrente de entrada e, conseqüentemente, o elevado fator de potência da estrutura.

Entende-se que o método de correção passiva do fator de potência torna-se de grande interesse para diversas aplicações de conversores CA-CC trifásicos, sobretudo na área de fontes de alimentação para telecomunicações.

5 CAPÍTULO 5

ANÁLISE, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO RETIFICADOR TRIFÁSICO DE 18 PULSOS COM AUTOTRANSFORMADOR E CONEXÃO DELTA-DIFERENCIAL.

5.1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho foram analisadas várias estruturas de 12 e de 18 pulsos, estas estruturas 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.

Foram projetados dois autotransformadores com conexão delta-diferencial funcionando como elevadores de tensão. Para ambos os conversores, a tensão eficaz nominal da entrada é de 127 V (Tensão de Fase) e a tensão média na carga é de 400 V.

O primeiro conversor projetado e implementado possui potência nominal de 1 kW e utiliza três autotransformadores monofásicos para gerar os três sistemas trifásicos e defasados que alimentam a estrutura, operando com 18 pulsos.

O segundo conversor projetado e implementado possui potência nominal de 6 kW e, diferentemente do primeiro, utiliza um autotransformador trifásico com conexão delta-diferencial para gerar os sistemas trifásicos e defasados que alimentam a estrutura, operando com 18 pulsos.

Neste capítulo também é apresentada uma análise matemática do autotransformador de 18 pulsos, alimentado por um sistema trifásico de tensões balanceadas. As saídas do autotransformador compõem três sistemas de tensões trifásicas, também equilibrados. Uma saída do autotransformador 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°). Para esta análise matemática considerando-se que a carga tem característica de fonte de corrente e drena correntes iguais para os três retificadores de saídas independentes.

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

5.2 SISTEMAS DE TENSÕES GERADAS

O projeto do conversor de 18 pulsos usando autotransformador com conexão delta-diferencial apresenta as seguintes características:

- V_a (Tensão eficaz de linha da rede de alimentação) = 127 Volts
- V_{carga} (Tensão média aplicada na carga) = 400 Volts

A equação (5.1) representa a tensão média de um retificador de 6 pulsos (V_{Lmed}) em função do valor RMS da tensão de fase (V_o) aplicada a este retificador.

$$V_{Lmed} = 2,34 \cdot V_o \quad (5.1)$$

Os conversores de 18 pulsos deste trabalho são compostos de três retificadores de seis pulsos ligados de forma independente, com cargas desacopladas. Desta forma, as tensões de fases dos sistemas de tensão defasados, gerados pelo autotransformador, deve possuir um módulo igual a 171 Volts ($V_{R1}, V_{S1}, V_{T1}, V_{Rn}, V_{Sn}, V_{Tn}, V_{R2}, V_{S2}$ e $V_{T2} = 127 \text{ V}$).

Com os dados de projetos e utilizando as conexões apresentadas no capítulo das generalizações das conexões diferenciais os resultados dos sistemas de tensões gerados nos secundários do autotransformador são apresentados a seguir:

- $V_{ca1} = - 38,9 \text{ Volts}$
- $V_{bc3} = - 77,94 \text{ Volts}$
- $V_{abn} = + 25,4 \text{ Volts}$

Utilizando-se da infinidade de possíveis conexões para a configuração delta-diferencial o conversor proposto será implementado utilizando uma nova configuração da conexão delta-

diferencial. Esta nova configuração é denominada delta-diferencial aberta de 18 pulsos, conforme figura 5.1.

Esta nova conexão apresenta como vantagem, no caso de autotransformadores elevadores de tensão, uma significativa redução das tensões dos enrolamentos secundários do autotransformador, conseqüentemente, uma redução de cobre, diminuindo o peso e o volume deste autotransformador.

A Fig. 5.1 mostra os três sistemas de tensões obtidos a partir do autotransformador com conexão Delta-diferencial aberta de 18 pulsos, alimentado pela rede trifásica que é adotada como referência de tensões.

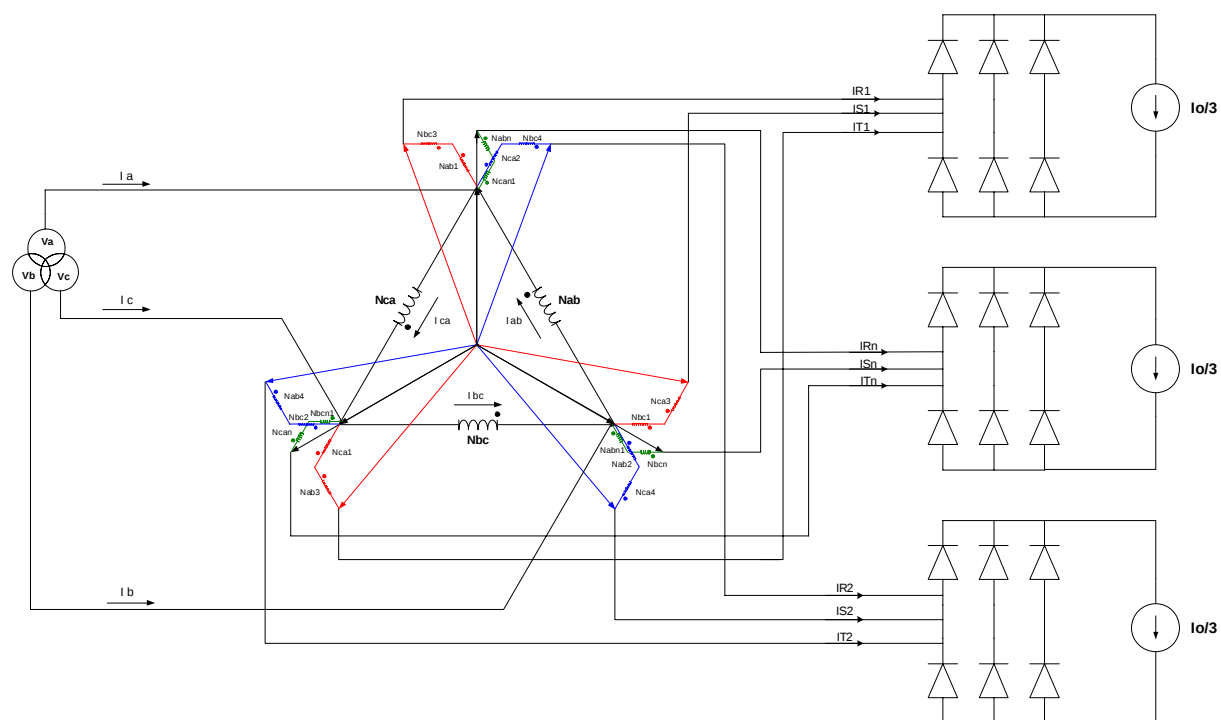


Fig. 5.1 - Conexão Delta-diferencial aberta de 18 pulsos.

Esta conexão se difere da anterior, mencionada no capítulo da generalização das conexões diferenciais, pelo fato dos sistemas de tensão adiantado e atrasado serem compostos por uma soma fasorial distinta, como ilustra a Fig. 5.2.

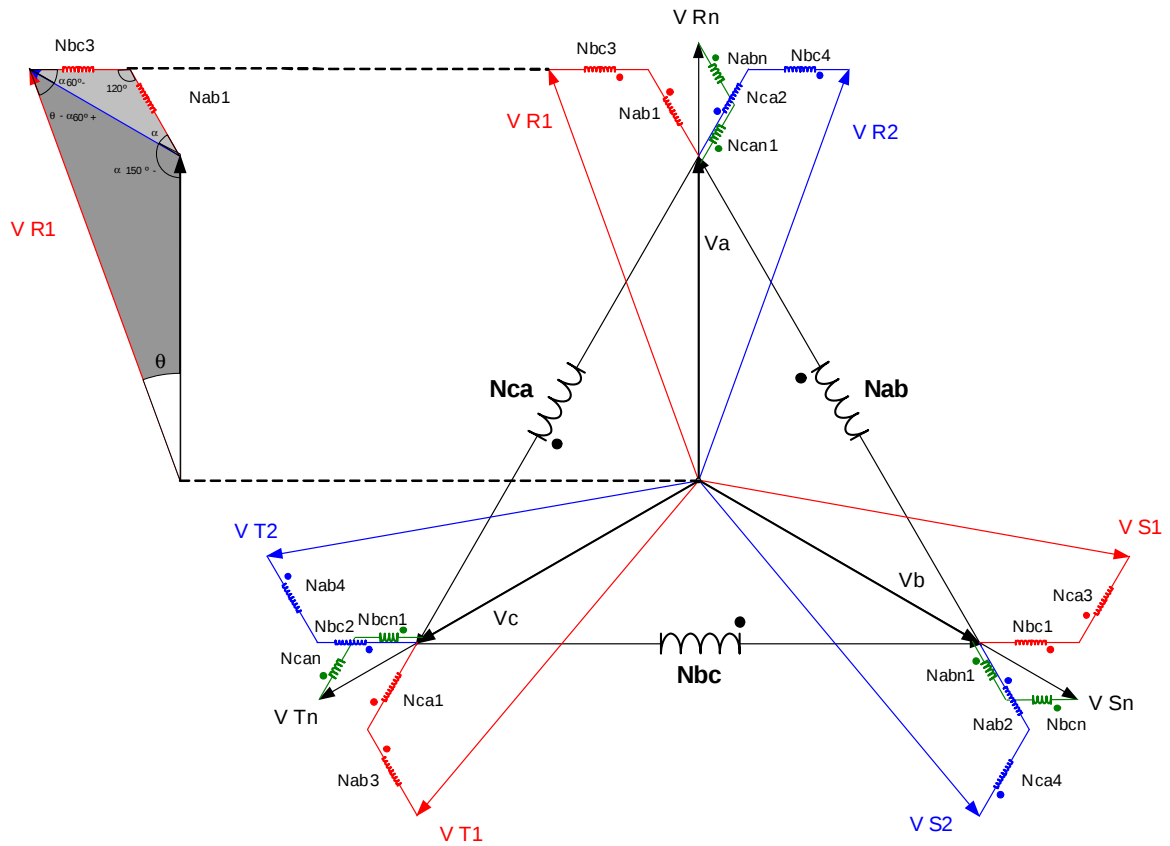


Fig. 5.2 – Nova conexão Delta-diferencial aberta de 18 pulsos.

De forma análoga às análises das tensões já realizadas nos capítulos anteriores, utilizando relações trigonométricas simples e a lei dos senos, 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_{ab} , L_{bc} e L_{ca} , conectados em delta e ligados à rede de alimentação. Estes enrolamentos são submetidos às tensões V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , respectivamente.

Os enrolamentos secundários L_{abn} , L_{abn1} , L_{bcn} , L_{bcn1} , L_{can} e L_{can1} , utilizados para gerar o sistema trifásico em fase com o primário são submetidos às tensões V_{abn} , V_{abn1} , V_{bcn} , V_{bcn1} , V_{can} e V_{can1} . A equação (5.2) representa o módulo destas tensões.

$$V_{abn} = 0,115 \cdot V_{ab} \rightarrow V_{abn} = 25,4V \quad (5.2)$$

As tensões V_{Rn} , V_{Sn} e V_{Tn} são obtidas pela composição fasorial (ângulo e módulo) das tensões (V_a , V_{abn} e V_{can1}), (V_b , V_{bcn} e V_{abn1}) e (V_c , V_{can} e V_{bcn1}), respectivamente. A equação (5.3) representa o módulo destas tensões.

$$V_{Rn} = 1,346 \cdot V_a \quad (5.3)$$

Este sistema possui tensões com módulos de 134,6% da tensão da rede e em fase com a rede. A relação de espiras destes enrolamentos em relação ao primário (K_a) é mostrada na expressão (5.4).

$$K_a = \frac{V_{ab}}{V_{abn}} = 8,696 \quad (5.4)$$

Os enrolamentos secundários de índices 1 e 2 (L_{ab1} , L_{bc1} , L_{ca1} , L_{ab2} , L_{bc2} e L_{ca2}), são submetidos às tensões V_{ab1} , V_{bc1} , V_{ca1} , V_{ab2} , V_{bc2} e V_{ca2} . A expressão (5.5) representa o módulo destas tensões.

$$V_{ab1} = V_{ab2} = 0,177 \cdot V_{ab} \rightarrow V_{ab1} = V_{ab2} = 38,9V \quad (5.5)$$

A relação de espiras dos enrolamentos de índices 1 e 2 em relação ao primário (K_b) é mostrada na expressão (5.6).

$$K_b = \frac{V_{ab}}{V_{ab1}} = 5,656 \quad (5.6)$$

Os enrolamentos secundários de índices 3 e 4 (L_{ab3} , L_{bc3} , L_{ca3} , L_{ab4} , L_{bc4} e L_{ca4}), são submetidos às tensões V_{ab3} , V_{bc3} , V_{ca3} , V_{ab4} , V_{bc4} e V_{ca4} . A expressão (5.7) representa o módulo destas tensões.

$$V_{ab3} = V_{ab4} = 0,1775 \cdot V_{ab} \rightarrow V_{ab3} = V_{ab4} = 39,04V \quad (5.7)$$

Comparando esta conexão com a anterior proposta percebe-se que a tensão nos secundários com índices 3 e 4 diminuiu de 77,94 Volts para 39,04 Volts.

A relação de espiras dos enrolamentos de índices 3 e 4 em relação ao primário (K_c) é mostrada na expressão (5.8).

$$K_c = \frac{V_{ab}}{V_{ab1}} = 5,634 \quad (5.8)$$

As tensões V_{R1} , V_{S1} e V_{T1} são obtidas pela composição fasorial (ângulo e módulo) das tensões $(V_a, V_{ab1}$ e $V_{bc3})$, $(V_b, V_{bc1}$ e $V_{ca3})$ e $(V_c, V_{ca1}$ e $V_{ab3})$, respectivamente. O sistema de tensão V_{R2} , V_{S2} e V_{T2} é obtido pela soma fasorial das tensões $(V_a, V_{ca2}$ e $V_{bc4})$, $(V_b, V_{ab2}$ e $V_{ca4})$ e $(V_c, V_{bc2}$ e $V_{ab4})$, respectivamente. A expressão (5.9) representa o módulo das tensões de índices 1 e 2.

$$V_{R1} = V_{R2} = 1,346 \cdot V_a \quad (5.9)$$

Estes dois sistemas possuem tensões com módulos de 134,6% da tensão da rede e fases de $+20^\circ$ e -20° .

5.3 ANÁLISE MATEMÁTICA DAS CORRENTES DOS SECUNDÁRIOS

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.

Análises matemáticas similares para conexão Y-diferencial já foram apresentadas em [36].

A Fig. 5.3 mostra as formas de onda das correntes dos enrolamentos L_{abn} e L_{can1} e da tensão da fase a. Este sistema de tensão e corrente é a referencia para todos os outros sistemas gerados.

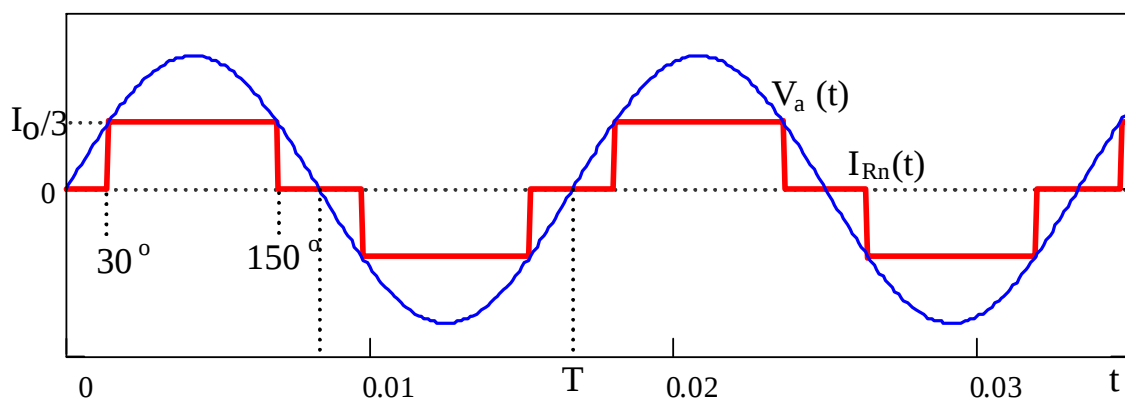


Fig. 5.3 - Referências de corrente e de tensão para análise.

A forma de onda da corrente I_{Rn} pode ser decomposta em uma *Série de Fourier*, através da decomposição em senos e cossenos, de maneira convencional. Utilizando-se o método das

descontinuidades [39], 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_{Rn} , ajustando-se apenas a fase.

5.3.1 Enrolamentos secundários em fase com a rede (I_{Rn} , I_{Sn} e I_{Tn})

A Fig. 5.4 mostra que a forma de onda da corrente que circula através dos enrolamentos L_{abn} e L_{can1} 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_{Rn} pode ser representada pela expressão (5.10).

$$I_{Rn} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}(k \cdot (\omega \cdot t + 0)) \quad (5.10)$$

Onde $K = 1, 2, 3, \dots$

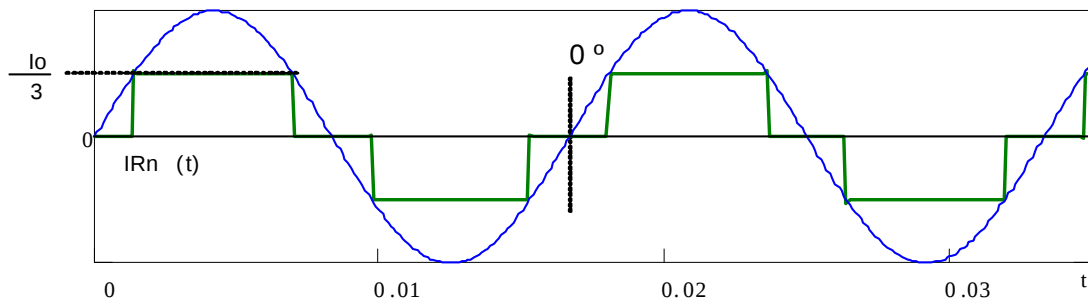


Fig. 5.4 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{abn} e L_{can1} .

Conhecendo a expressão que representa a forma de onda de I_{Rn} e sabendo que I_{Sn} possui a mesma forma da corrente I_{Rn} , porém atrasada 120° ($-2\pi/3$) e que I_{Tn} está adiantada em 120° ($+2\pi/3$) a representação gráfica torna-se simples com a utilização do programa *MathCad*.

As equações (5.11) e (5.12) e as Fig.s 5.5 e 5.6 representam, respectivamente, as correntes I_{Sn} e I_{Tn} .

$$I_{Sn} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) \quad (5.11)$$

$$I_{Tn} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right)\right) \quad (5.12)$$

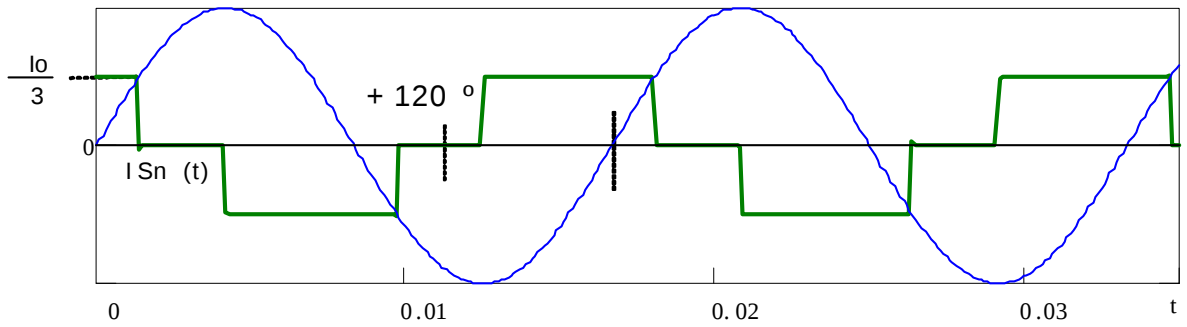


Fig. 5.5 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{bcn} e L_{abn1} .

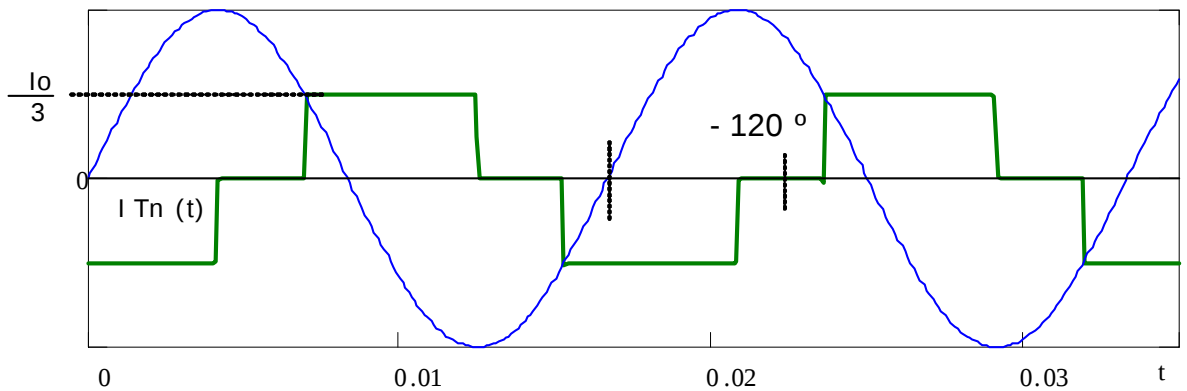


Fig. 5.6 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{can} e L_{bcn1}

5.3.2 Enrolamentos secundários em avanço de 20° (I_{R1} , I_{S1} e I_{T1})

As correntes nos enrolamentos secundários em avanço possuem a mesma forma de onda das correntes dos enrolamentos em fase, porém adiantadas de 20° ($+\pi/6$) de sua respectiva onda em fase. Conhecendo as equações que representam I_{Rn} , I_{Sn} e I_{Tn} as equações (5.13) até (5.15) representam as correntes I_{R1} , I_{S1} e I_{T1} , respectivamente

$$I_{R1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{9}\right)\right) \quad (5.13)$$

$$I_{S1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3} + \frac{\pi}{9}\right)\right) \quad (5.14)$$

$$I_{T1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(k \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} + \frac{\pi}{9}\right)\right) \quad (5.15)$$

As Figs 5.7 até 5.9 representam, respectivamente, as formas de onda das correntes I_{R1} , I_{S1} e I_{T1} que circulam nos enrolamentos secundários em avanço de 20° .

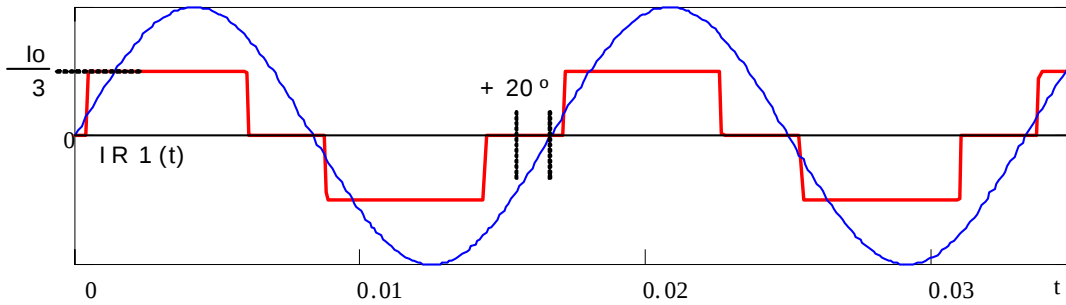


Fig. 5.7 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{ab1} e L_{bc3} .

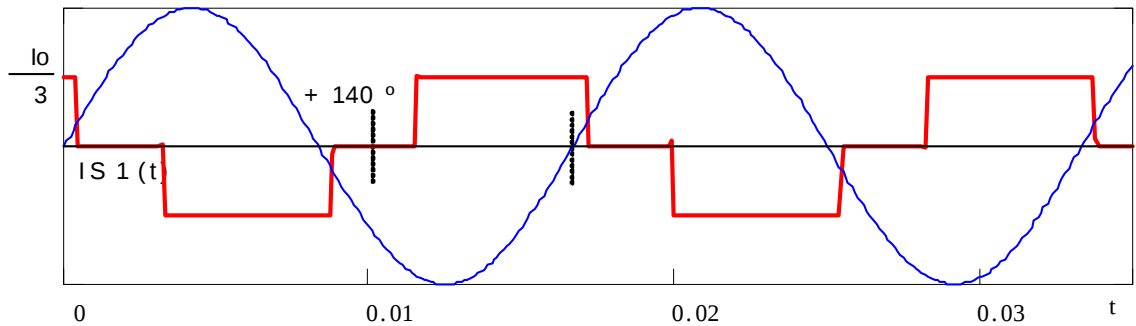


Fig. 5.8 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{bc1} e L_{ca3} .

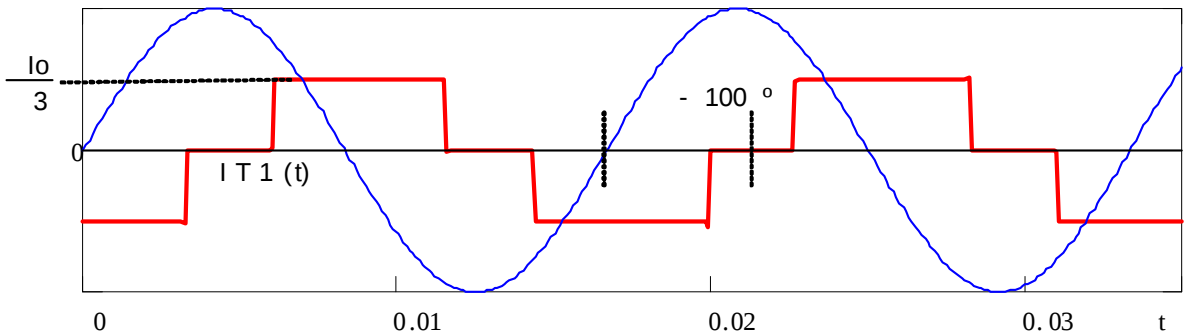


Fig. 5.9 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{ca1} e L_{ab3} .

5.3.3 Enrolamentos secundários em atraso de 20° (I_{R2} , I_{S2} e I_{T2})

Da mesma forma que nos enrolamentos secundários em avanço, os enrolamentos secundários em atraso possuem a mesma forma de onda das correntes dos enrolamentos em fase, porém atrasadas de 20° ($-\pi/6$) de sua respectiva onda em fase. Em relação as correntes adiantadas em 20° estas correntes estão atrasadas 40°. Conhecendo as equações que representam I_{Rn} , I_{Sn} e I_{Tn} as equações (5.16) a (5.18) representam as correntes I_{R2} , I_{S2} e I_{T2} , respectivamente.

$$I_{R2} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{\pi}{9}\right)\right) \quad (5.16)$$

$$I_{S2} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3} - \frac{\pi}{9}\right)\right) \quad (5.17)$$

$$I_{T2} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{I_0}{3} \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cdot \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \cdot \text{sen}\left(k \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} - \frac{\pi}{9}\right)\right) \quad (5.18)$$

As Figs 5.10 até 5.12 representam, respectivamente, as formas de onda das correntes I_{R1} , I_{S1} e I_{T1} que circulam nos enrolamentos secundários em atraso de 20°.

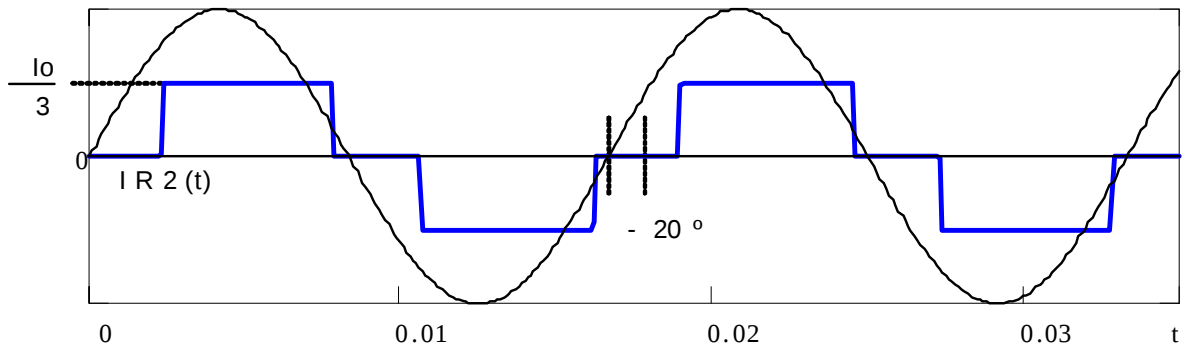


Fig. 5.10 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{ca2} e L_{bc4} .

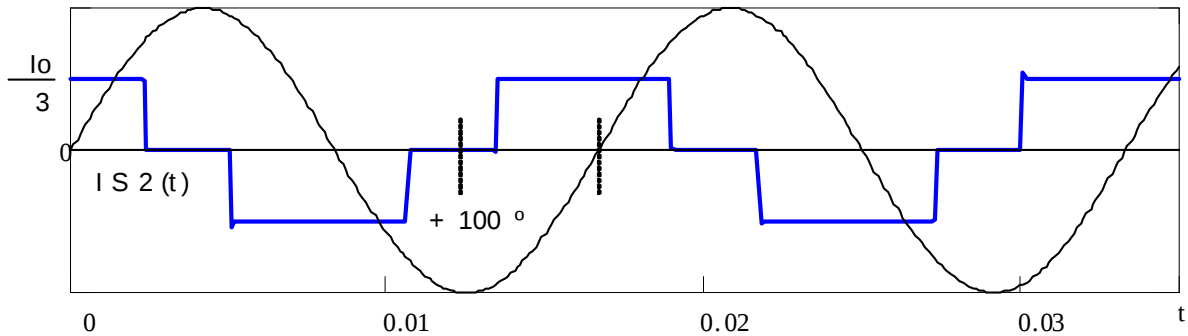


Fig. 5.11 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{ab2} e L_{ca4} .

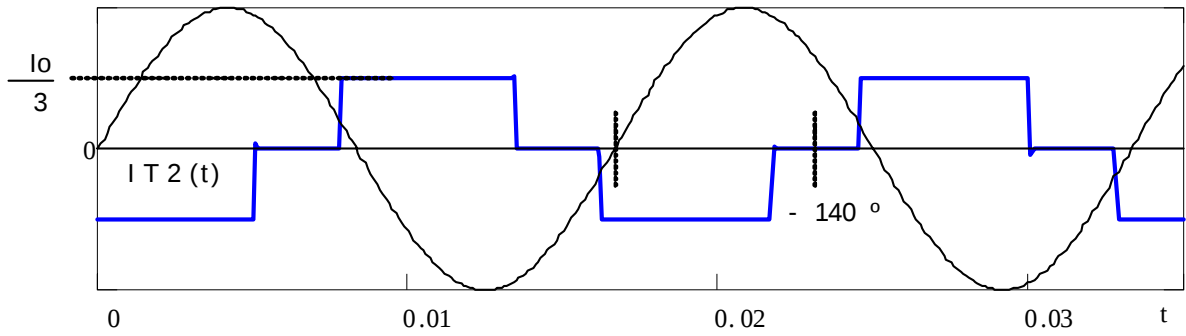


Fig. 5.12 - Corrente nos enrolamentos secundários L_{bc2} e L_{ab4} .

5.4 ANÁLISE MATEMÁTICA DAS CORRENTES DO PRIMÁRIO (I_{AB} , I_{BC} E I_{CA})

As correntes que circulam através dos enrolamentos do primário (I_{ab} , I_{bc} e I_{ca}) 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 ($K_a=8,659$ $K_b=5,655$ e $K_c=5,635$) e os sentidos dos enrolamentos (marcas de polaridade). Pode-se observar que os enrolamentos com índice “a” (L_{ab} , L_{abn} , L_{abn1} , L_{ab1} , L_{ab2} , L_{ab3} e L_{ab4}) pertencem à mesma perna do núcleo, assim como os de índices “b” e “c” pertencem às respectivas pernas do núcleo.

Para ser feita a análise das correntes dos enrolamentos primários deve-se somar todas as correntes de cada perna do autotransformador. Estas correntes adotam valores positivos quando saem pelas marcas de polaridade dos enrolamentos e sentidos negativos quando entram por estas marcas.

Para os enrolamentos dos secundários dos sistemas de tensão defasados de 20° , pode-se observar através da Fig.5.13 que as correntes têm sentidos positivos para os enrolamentos de índices 1 e 4 e sentidos negativos para os enrolamentos de índices 2 e 3 em relação aos enrolamentos do primário, sendo que o fator de multiplicação é definido por K_b para os enrolamentos de índices 1 e 2 e por K_c para os enrolamentos de índices 3 e 4. Os enrolamentos do secundário do sistema de tensão em fase com a rede de alimentação possuem correntes com sentidos positivos (saem pelas marcas de polaridade) para os enrolamentos com

índices “n” e negativos (entram pelas marcas de polaridade) para os enrolamentos de índices “n1”, em relação aos enrolamentos do primário e o fator de multiplicação de ambos é definido por K_a .

As equações (5.19) até (5.21) 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 (5.10) até (5.18).

$$I_{ab}(t) = \frac{I_{R1}(t) - I_{S2}(t)}{K_b} + \frac{I_{T2}(t) - I_{T1}(t)}{K_c} + \frac{I_{Rn}(t) - I_{Sn}(t)}{K_a} \quad (5.19)$$

$$I_{bc}(t) = \frac{I_{S1}(t) - I_{T2}(t)}{K_b} + \frac{I_{R2}(t) - I_{R1}(t)}{K_c} + \frac{I_{Sn}(t) - I_{Tn}(t)}{K_a} \quad (5.20)$$

$$I_{ca}(t) = \frac{I_{T1}(t) - I_{R2}(t)}{K_b} + \frac{I_{S2}(t) - I_{S1}(t)}{K_c} + \frac{I_{Tn}(t) - I_{Rn}(t)}{K_a} \quad (5.21)$$

Da Fig. 5.13 até a Fig. 5.16 são mostradas as correntes dos enrolamentos primários, calculadas pelas equações (5.19) até (5.21) 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, com valor de 17,7% da corrente média da carga. O pico da corrente não atinge $I_o/4$ e a área sob a curva é reduzida.

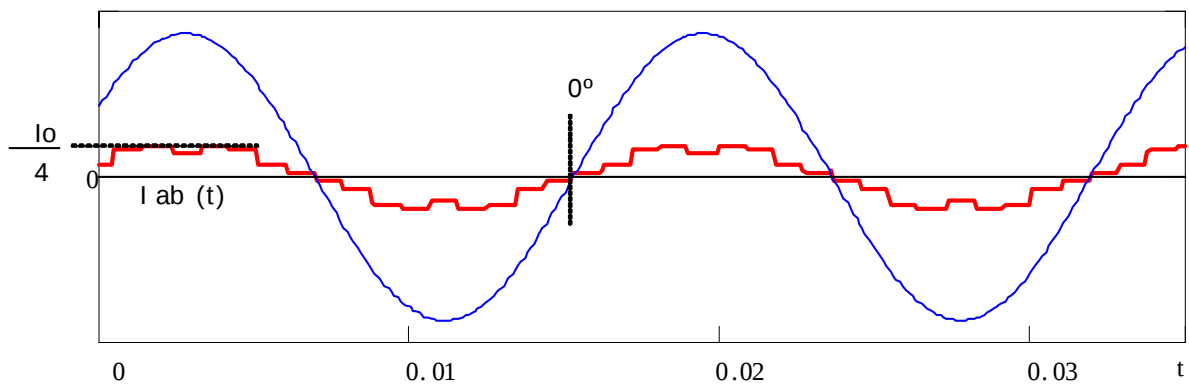
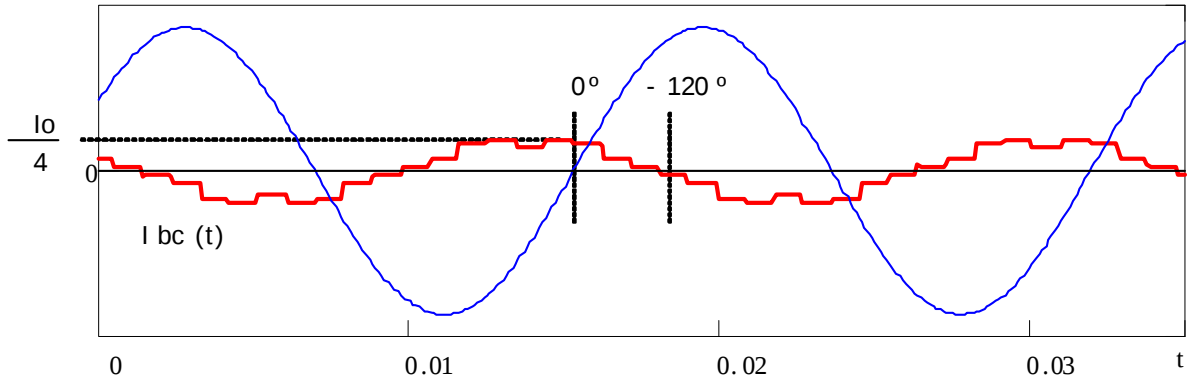
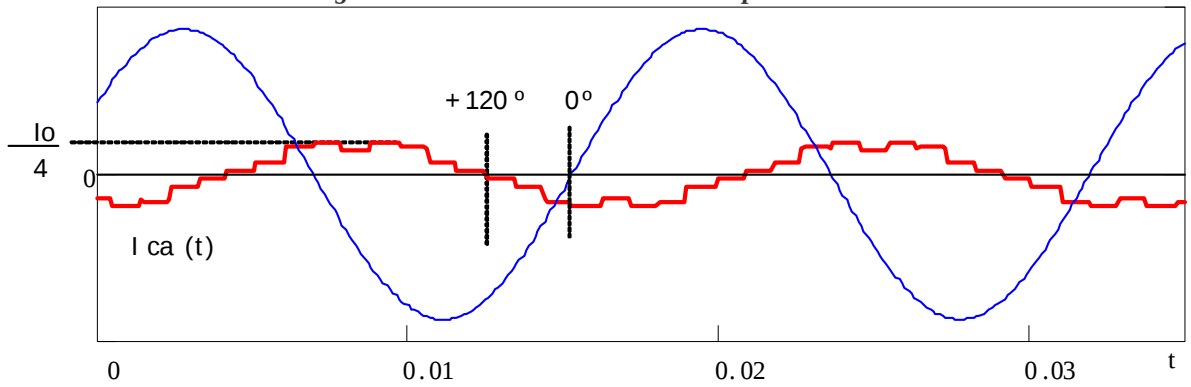


Fig. 5.13 - Corrente no enrolamento primário I_{ab} .

Fig. 5.14 - Corrente no enrolamento primário L_{bc} .Fig. 5.15 - Corrente no enrolamento primário L_{ca} .

5.5 ANÁLISE DAS CORRENTES DA REDE (I_a , I_b E I_c)

5.5.1 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 ((5.10) a (5.18)) e as equações das correntes do primário ((5.19) até (5.21)), obtém-se as equações das correntes de linha que são expressas pelas equações (5.22) até (5.24).

$$I_a(t) = I_{R1}(t) + I_{R2}(t) + I_{Rn}(t) + I_{ab}(t) - I_{ca}(t) \quad (5.22)$$

$$I_b(t) = I_{S1}(t) + I_{S2}(t) + I_{Sn}(t) + I_{bc}(t) - I_{ab}(t) \quad (5.23)$$

$$I_c(t) = I_{T1}(t) + I_{T2}(t) + I_{Tn}(t) + I_{ca}(t) - I_{bc}(t) \quad (5.24)$$

Da Fig. 5.16 até a Fig. 5.18 são mostradas as formas de onda das correntes que circulam através da rede de alimentação (I_a , I_b e I_c), juntamente com as tensões da rede. Observa-se que as correntes de linha estão em fase com as respectivas tensões de alimentação.

A corrente eficaz drenada da rede é de 105,5% da corrente média da carga (I_0) e a corrente eficaz da componente fundamental é de 104,9%. O pico da corrente da rede é de $1,47 \cdot I_0$.

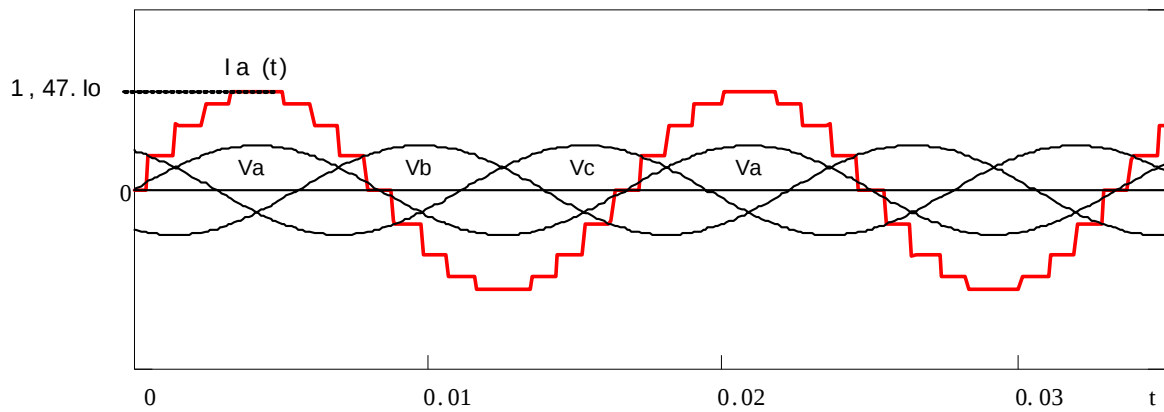


Fig. 5.16 - Corrente (I_a) e tensões de entrada.

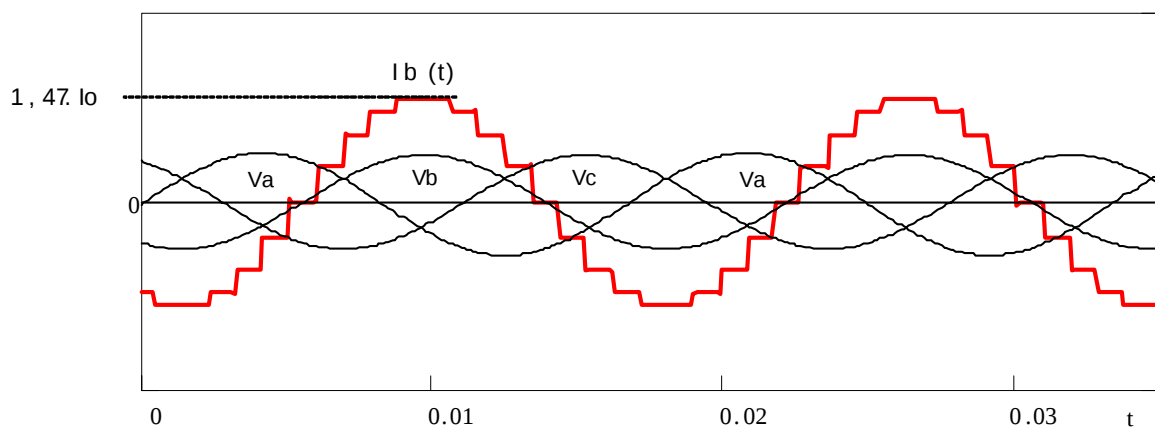


Fig. 5.17 - Corrente (I_b) e tensões de entrada.

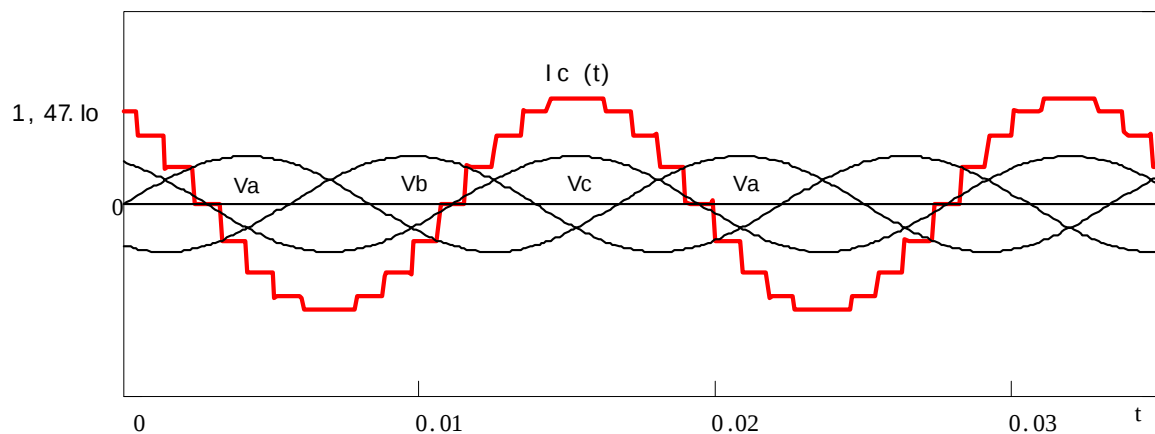


Fig. 5.18 - Corrente (I_c) e tensões de entrada.

A Fig. 5.19 apresenta as formas de onda do sistema trifásico da rede de alimentação.

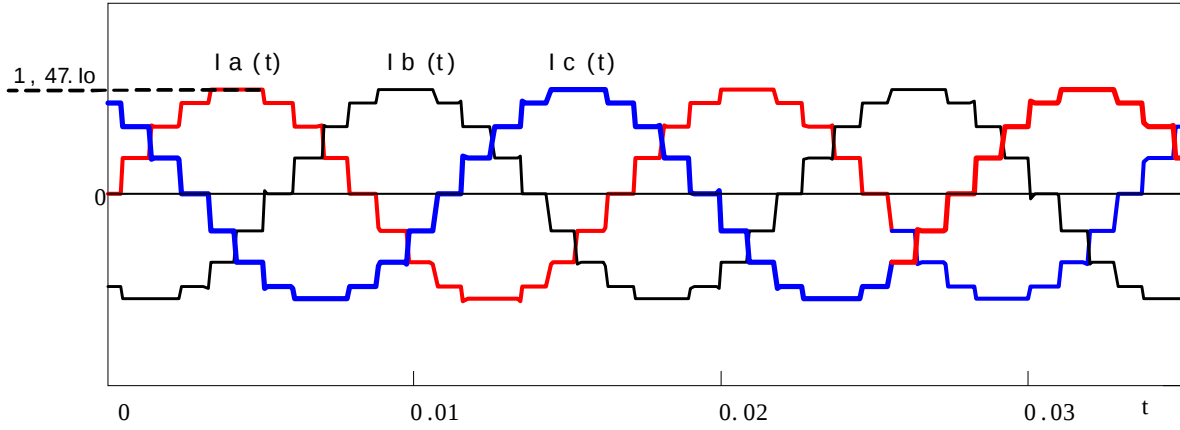


Fig. 5.19 - Correntes da rede de alimentação.

5.5.2 Distorção harmônica e fator de potência.

A distorção harmônica total (THD) é calculada em função dos valores eficazes da componente fundamental e de todos os harmônicos da corrente de entrada. Nestes cálculos, realizados através de um programa matemático, são considerados os 1.000 primeiros componentes harmônicos. No cálculo do valor eficaz, as correntes obtidas pelas equações (5.22) a (5.24), são normalizadas em função de I_o .

O valor da corrente eficaz de uma fase I_a , considerando-se todos os componentes harmônicos (para $k=1,3,5,\dots,999$), e a corrente eficaz do componente fundamental I_{a1} (para $k=1$), são calculadas pelas expressões (5.25) e (5.26), respectivamente.

$$I_{a_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{16,67 \cdot 10^{-3}} I_a(t)^2 \cdot dt} = 1,055 \cdot I_o \quad (5.25)$$

$$I_{a1_ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{16,67 \cdot 10^{-3}} I_{a1}(t)^2 \cdot dt} = 1,049 \cdot I_o \quad (5.26)$$

Os valores eficazes das correntes das demais fases são iguais aos apresentados pelas expressões (5.25) e (5.26), visto que o sistema é considerado equilibrado.

A THD é obtida através da expressão (5.27).

$$THD = \frac{\sqrt{I_{a_ef}^2 - I_{a1_ef}^2}}{I_{a1_ef}} = 10,688\% \quad (5.27)$$

O fator de potência (FP), considerando-se que o fator de deslocamento entre as componentes fundamentais de tensão e de corrente é unitário, é calculado pela expressão (5.28).

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} = 0,9943 \quad (5.28)$$

5.5.3 Conteúdo harmônico.

O Conteúdo harmônico da corrente de fase é calculado pelo valor eficaz normalizado de cada componente harmônica I_{ak} , em relação ao valor eficaz normalizado da componente fundamental I_{a1} . O índice k representa as harmônicas ímpares de ordens 3 até 999. As equações (5.29) e (5.30) permitem calcular os valores percentuais de todas as componentes harmônicas da corrente de entrada.

$$I_a = I_o \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{16,67 \cdot 10^{-3}} \left(\frac{I_a(t)}{I_o} \right)^2 \cdot dt} \quad (5.29)$$

$$I_{aK} \% = \frac{I_{aK}}{I_{a1}} \cdot 100\% \quad (5.30)$$

A Fig. 5.20 mostra os valores percentuais de cada componente harmônica, em relação à componente fundamental, até a 180ª ordem. Observa-se que no conversor de 18 pulsos estão presentes apenas as componentes $k \cdot 18 \pm 1$, com $k=1,2,3,\dots$ e que as componentes de maior amplitude são as de ordens 17 e 19, cujos valores são inferiores a 6% da componente fundamental de corrente.

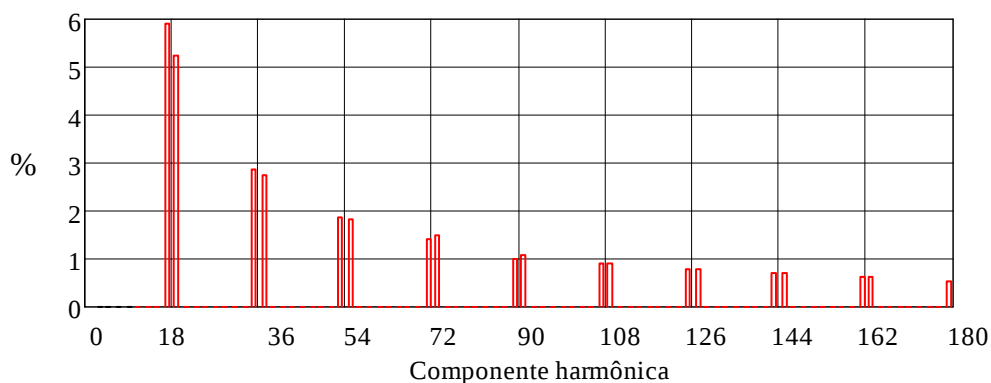


Fig. 5.20 - Conteúdo harmônico da corrente da rede (I_a).

5.6 SIMULAÇÕES

A conexão Delta-diferencial aberta para o retificador trifásico de 18 pulsos será simulada, utilizando-se o programa PSpice, a fim de validar as análises matemáticas apresentadas anteriormente para esta estrutura.

A Fig. 5.21 apresenta a forma de onda da corrente I_{Rn} que circula pelos enrolamentos N_{abn} e N_{acn1} . A forma de onda das correntes sobre os enrolamentos N_{bcn} , N_{abn1} (I_{Sn}), N_{can} e N_{bcn1} (I_{Tn}) são idênticas à apresentada na Fig. 5.21, porém defasadas de 120° .

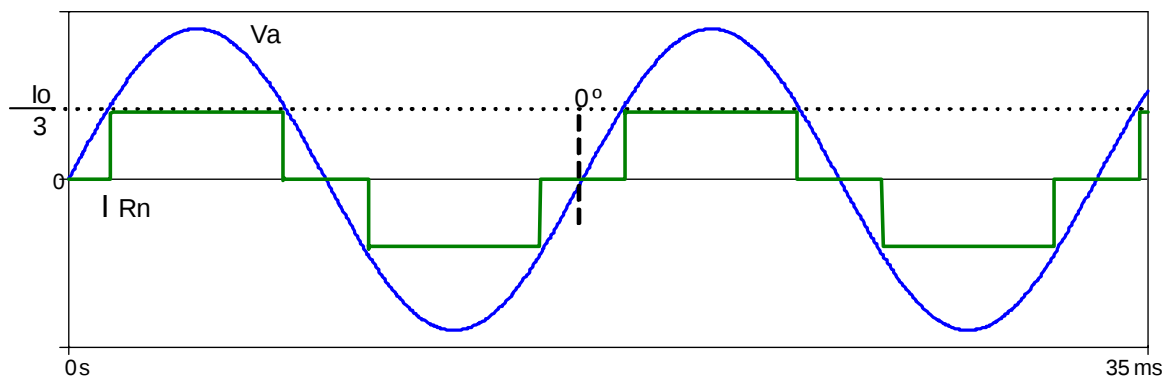


Fig. 5.21 – Corrente nos enrolamentos N_{abn} e N_{acn1} .

A Fig. 5.22 apresenta a forma de onda da corrente I_{R1} que está adiantada 20° em relação a referência e circula pelos enrolamentos N_{ab1} e N_{bc3} . A forma de onda das correntes sobre os enrolamentos N_{bc1} , N_{ac3} (I_{S1}), N_{ca1} e N_{ab3} (I_{T1}) são idênticas à apresentada na Fig. 5.22, porém defasadas de 120° .

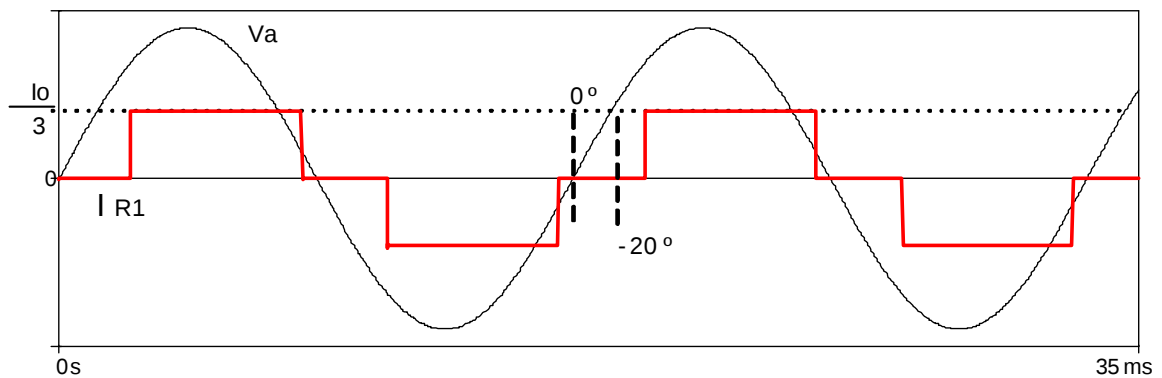


Fig. 5.22 – Corrente nos enrolamentos N_{ab1} e N_{bc3} .

A Fig. 5.23 apresenta a forma de onda da corrente I_{R2} que está atrasada 20° em relação a referência e circula pelos enrolamentos N_{ca2} e N_{bc4} . A forma de onda das correntes sobre os

enrolamentos N_{ab2} , N_{ca4} (I_{S2}), N_{bc2} e N_{ab4} (I_{T2}) são idênticas à apresentada na Fig. 5.23, porém defasadas de 120° .

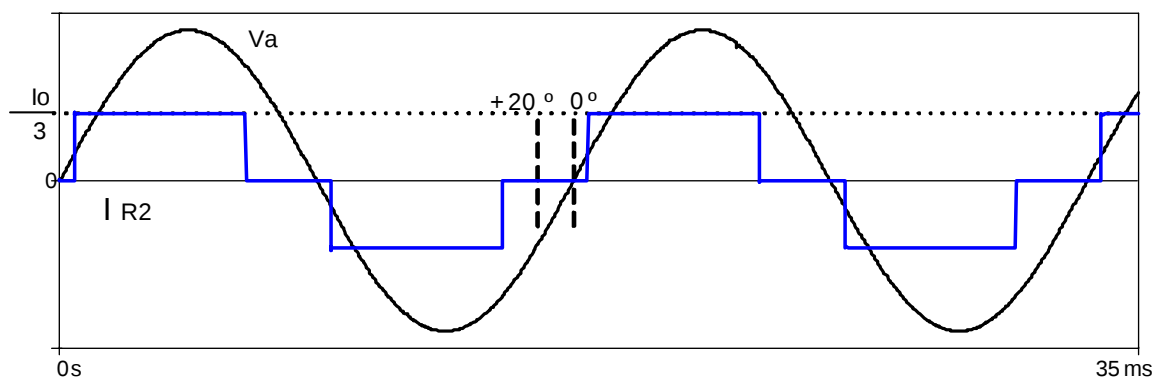


Fig. 5.23 – Corrente nos enrolamentos N_{ca2} e N_{bc4} .

A Fig. 5.24 apresenta a forma de onda da corrente I_{ab} que está em fase com a tensão de linha V_{ab} e circula pelos enrolamentos primários N_{ab} . A forma de onda das correntes sobre os enrolamentos N_{bc} , (I_{bc}), N_{ca} (I_{ca}) são idênticas à apresentada na Fig. 5.24, porém defasadas de 120° .

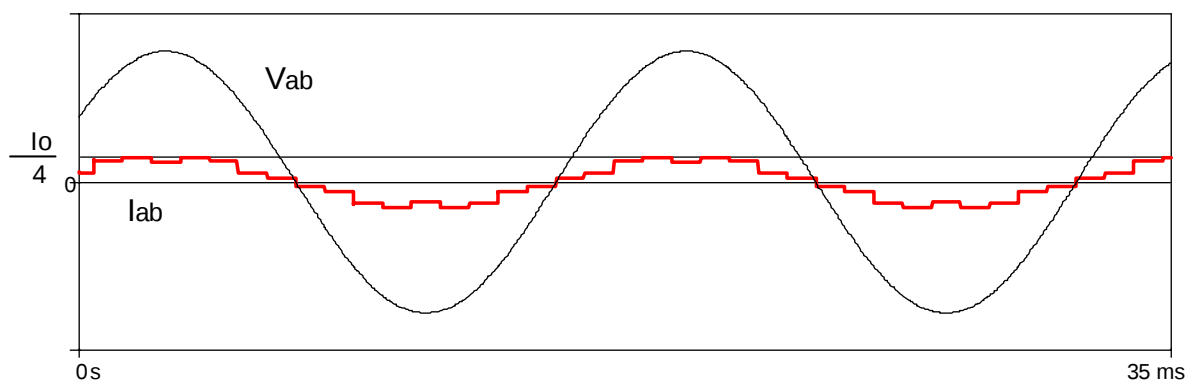


Fig. 5.24 – Corrente no enrolamento primário N_{ab} .

A Fig. 5.25 apresenta a forma de onda das correntes da rede de alimentação I_a , I_b e I_c , e a Fig. 5.26 apresenta o espectro harmônico da corrente da rede. A Distorção Harmônica Total é de 9,5 % e o Fator de Potência é 0,995.

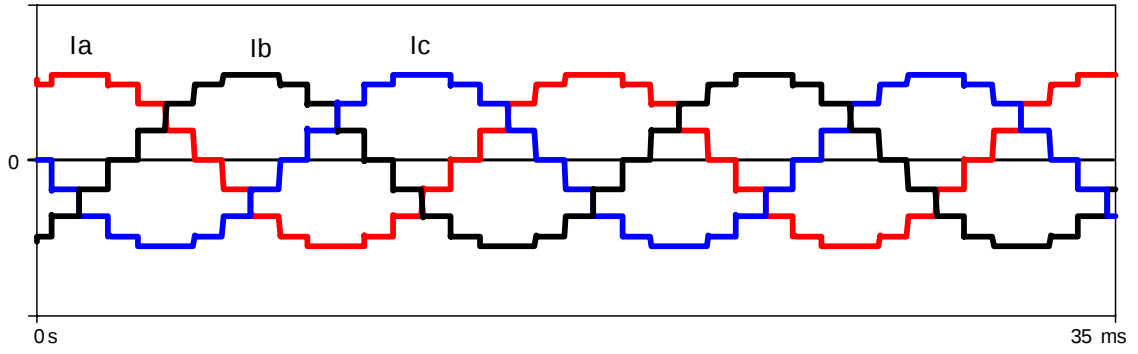


Fig. 5.25 – Corrente na rede.

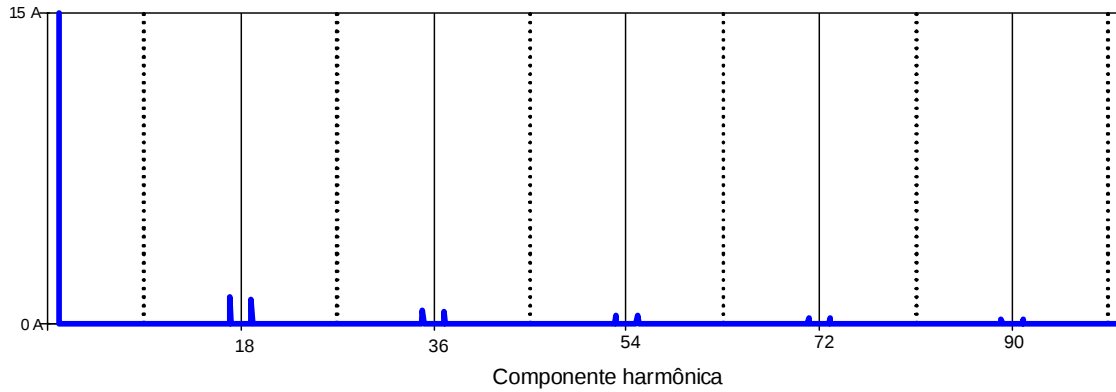


Fig. 5.26 – Espectro harmônico da corrente da rede

5.7 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, como já foi demonstrado, exceto na defasagem. Assim, os valores eficazes são iguais e podem ser normalizados em função da corrente média da carga (I_o) e calculados pela expressão (5.31), representada pela corrente I_{Rn} .

$$I_{Rn_ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{16,67 \cdot 10^{-3}} I_{an}^2(t) \cdot dt} \quad (5.31)$$

No primário, a corrente eficaz de cada enrolamento é calculada pela expressão (5.32), normalizada em função de I_o e representada pela corrente I_{ab} .

$$I_{ab_ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{16,67 \cdot 10^{-3}} I_{ab}^2(t) \cdot dt} \quad (5.32)$$

As tensões sobre os enrolamentos L_{abn} , L_{abn1} , L_{bcn} , L_{bcn1} , L_{can} e L_{can1} relacionam-se com as tensões do primário através da relação de espiras K_a , conforme apresentado pela equação (5.4) e as tensões sobre os enrolamentos secundários de índices 1 e 2 (L_{ab1} , L_{bc1} , L_{ca1} , L_{ab2} , L_{bc2} e L_{ca2}) relacionam-se com as tensões do primário através da relação de espiras K_b , conforme apresentado pela equação (5.5) e as tensões sobre os enrolamentos secundários de índices 3 e 4 (L_{ab3} , L_{bc3} , L_{ca3} , L_{ab4} , L_{bc4} e L_{ca4}) relacionam-se com as tensões do primário através da relação de espiras K_c , conforme apresentado pela equação (5.6).

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 (5.3) e (5.9). O valor médio na saída de uma das pontes é obtido pela expressão (5.33).

$$V_o = \frac{6}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 1,346 \cdot V_a \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t = 3,15 \cdot V_a \quad (5.33)$$

A potência aparente de todos os enrolamentos dos secundários (S_s) é calculada pela equação (5.34), considerando-se as equações (5.4) a (5.8).

$$S_s = \left[6 \cdot (V_{ab1} \cdot V_{ab}) \cdot \left(\frac{I_{Rn_ef}}{I_o} \right) \right] + \left[6 \cdot (V_{bc3} \cdot V_{ab}) \cdot \left(\frac{I_{R1_ef}}{I_o} \right) \right] + \left[6 \cdot (V_{abn} \cdot V_{ab}) \cdot \left(\frac{I_{Rn_ef}}{I_o} \right) \right] \quad (5.34)$$

Com o resultado da equação (5.33) aplicado à equação (5.34), resulta a equação (5.35) para a potência aparente do secundário.

$$S_s = 0,421 \cdot V_o \cdot I_o \quad (5.35)$$

Da mesma forma, obtém-se a equação da potência aparente do primário (S_p) através da equação (5.36).

$$S_p = 3 \cdot \left(V_{ab} \cdot \frac{I_{ab_ef}}{I_o} \right) = 0,291 \cdot V_o \cdot I_o \quad (5.36)$$

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 (5.37) mostra o cálculo da potência da carga.

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (5.37)$$

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 (5.35) a (5.37), obtém-se a expressão (5.38).

$$S = \frac{S_p + S_s}{2} = 0,356 \cdot P_o \quad (5.38)$$

5.8 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: 6 kW

Tensões eficazes de alimentação: 127/220V

5.8.1 Escolha do núcleo

A potência aparente do autotransformador é calculada pela expressão (5.38). Assim,

$$S = 0,356 \cdot 6 \cdot 10^3 \quad S = 2,14 \text{ kVA}$$

O valor médio da tensão na saída de cada retificador (V_o) é calculado pela equação (5.33), assim,

$$V_o = 3,15 \cdot 127V \quad \rightarrow \quad V_o = 400V$$

Com os valores da potência e da tensão na carga, a corrente total na saída é obtida pela equação (5.37), então.

$$I_o = \frac{6.000W}{400V} = 15A$$

A seção magnética do núcleo é calculada pela expressão empírica (5.39), em função da potência aparente por fase do autotransformador e da frequência da rede [28].

$$S_m = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{S}{n^o_{\text{fases}} \cdot f_{\text{rede}}}} = 25,85 \text{ cm}^2 \quad (5.39)$$

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

$$S_m = 5,0 \text{ cm} \cdot 5,2 \text{ cm} = 26 \text{ cm}^2$$

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 (5.40) mostra o cálculo da relação *espiras/volt* para o dimensionamento dos enrolamentos [28].

$$Esp / Volt = \frac{40}{S_m} = 1,538 \quad (5.40)$$

5.8.2 Escolha dos enrolamentos

O número de espiras dos enrolamentos é determinado pelo valor das *espiras/volt* escolhido através da expressão (5.40) 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 linha da rede (220V). O número de espiras é calculado pela expressão:

$$N(L_{ab}) = V_a \cdot 1,538 \quad \rightarrow \quad N(L_{ab}) = 220 \cdot 1,538 = 338 \text{ espiras.}$$

O valor eficaz da corrente do primário é obtido pela equação (5.32). Assim,

$$I_a = 0,177 \cdot I_o = 2,65 \text{ A, sendo escolhido o condutor: } \phi = 17 \text{ AWG}$$

- **Enrolamentos do secundário (L_{abn} , L_{abn1} , L_{bcn} , L_{bcn1} , L_{can} e L_{can1})**

Estes enrolamentos têm relação de espiras $K_a = 8,692$ e estão submetidos à tensão eficaz de valor:

$$V_{abn} = \frac{220}{K_a} = 25,3 \text{ V}$$

O número de espiras é calculado pela expressão:

$$N(L_{abn}) = V_{abn} \cdot 1,538 \rightarrow N(L_{abn}) = 39 \text{ espiras.}$$

O valor eficaz da corrente do secundário é obtido pela equação (5.31), assim,

$$I_{Rn} = 0,272 \cdot I_o = 4,08 \text{ A, sendo escolhido o condutor: } \phi = 15 \text{ AWG}$$

- **Enrolamentos dos secundários de índices 1 e 2 (L_{ab1} , L_{bc1} , L_{ca1} , L_{ab2} , L_{bc2} e L_{ca2})**

Estes enrolamentos têm relação de espiras $K_b = 5,656$ e estão submetidos à tensão eficaz de valor:

$$V_{ab1} = \frac{220}{K_b} = 38,89 \text{ V}$$

O número de espiras é calculado pela expressão:

$$N(L_{ab1}) = V_{ab1} \cdot 1,538 \rightarrow N(L_{ab1}) = 60 \text{ espiras.}$$

O valor eficaz da corrente do secundário é obtido pela equação (5.31). Assim,

$$I_{Rn} = 0,272 \cdot I_o = 4,08 \text{ A, sendo escolhido o condutor: } \phi = 15 \text{ AWG}$$

• **Enrolamentos dos secundários de índices 3 e 4 (L_{ab3} , L_{bc3} , L_{ca3} , L_{ab4} , L_{bc4} e L_{ca4})**

Estes enrolamentos têm relação de espiras $K_c = 5,634$ e estão submetidos à tensão eficaz de valor:

$$V_{bc3} = \frac{220}{K_c} = 39,04V$$

O número de espiras é calculado pela expressão:

$$N(L_{bc3}) = V_{bc3} \cdot 1,538 \rightarrow N(L_{bc3}) = 60 \text{ espiras.}$$

O valor eficaz da corrente do secundário é obtido pela equação (5.31). Assim,

$$I_{Rn} = 0,272 \cdot I_o = 4,08 \text{ A, sendo escolhido o condutor: } \phi=15 \text{ AWG}$$

A Fig. 5.27 mostra um esquema simplificado do autotransformador com conexão delta-diferencial aberta para operação dos retificadores de 18 pulsos.

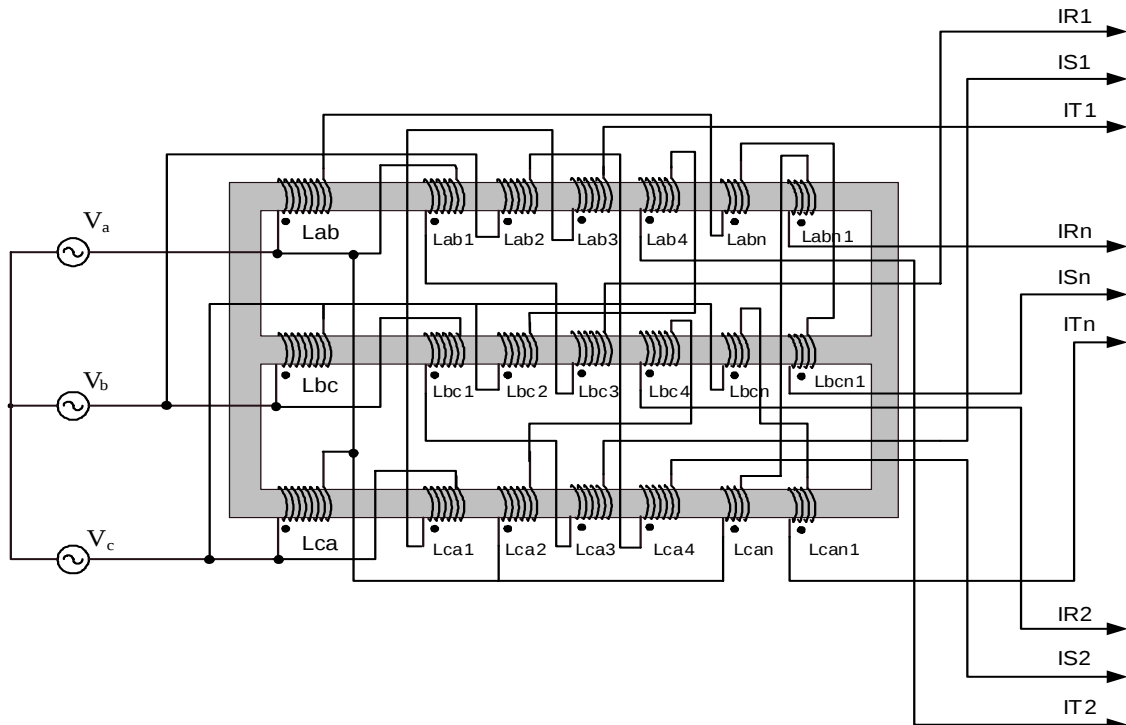


Fig. 5.27 - Autotransformador com conexão Y-diferencial de 18 pulsos.

5.9 CALCULO DOS INDUTORES DE INTERFASE

As tensões médias das saídas dos retificadores são iguais, porém as tensões instantâneas não são. Esta diferença instantânea das tensões de saída dos retificadores provoca o desbalanceamento de corrente entre os secundários do autotransformador e este desbalanceamento faz com que as componentes harmônicas não sejam completamente canceladas. Desta forma, para possibilitar a interligação das saídas dos retificadores em paralelo e eliminar o desbalanceamento das correntes, devem-se utilizar seis indutores de interfase.

Através das análises efetuadas anteriormente e aplicando os dados de projeto nas equações (2.17) e (2.18) temos que para uma variação de corrente não superior a 2 %:

$$\Delta I_{Ls} \leq 300 \text{ mA, tem-se } L_s \geq 1 \text{ H, adotando-se então: } L_s = 1 \text{ H.}$$

A Fig. 5.28 mostra o esquema de ligação do autotransformador implementado e dos indutores de interfase utilizados.

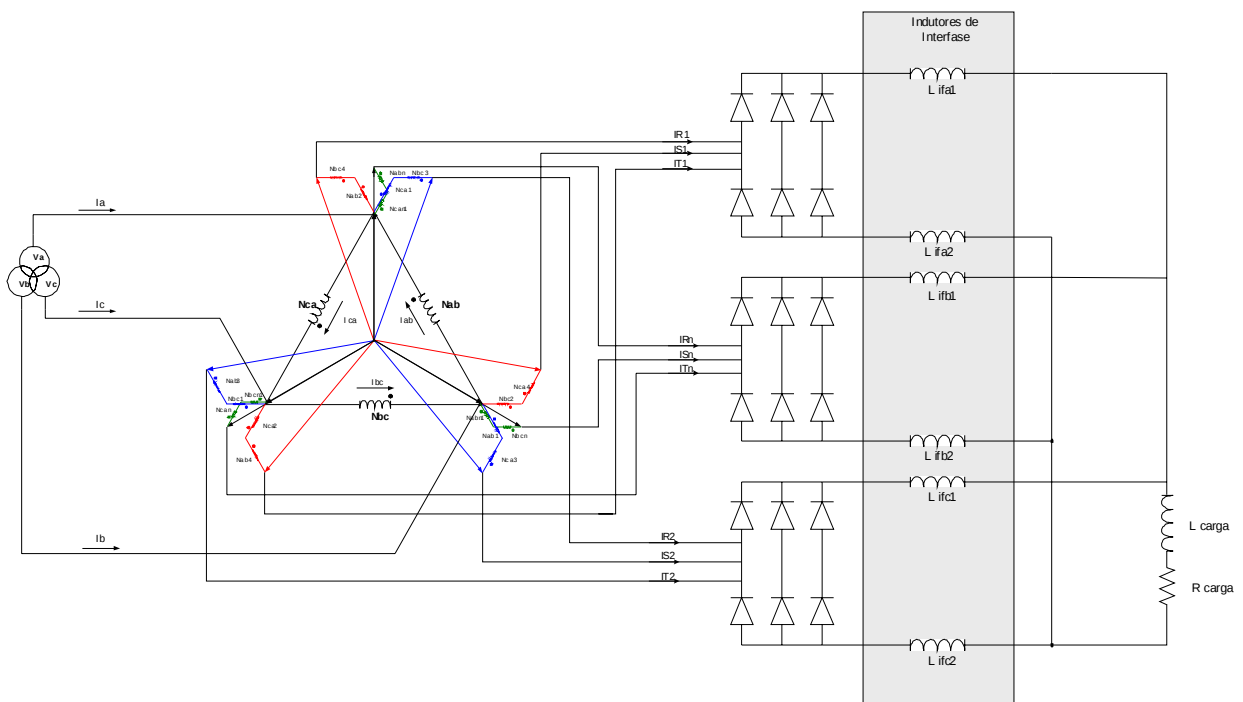


Fig. 5.28 – Esquema de ligação do autotransformador.

5.10 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

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

O protótipo foi implementado utilizando uma carga com características de fonte de corrente (RL) e suas saídas foram conectadas em paralelo.

A Fig. 5.29 mostra o esquema simplificado do protótipo implementado.

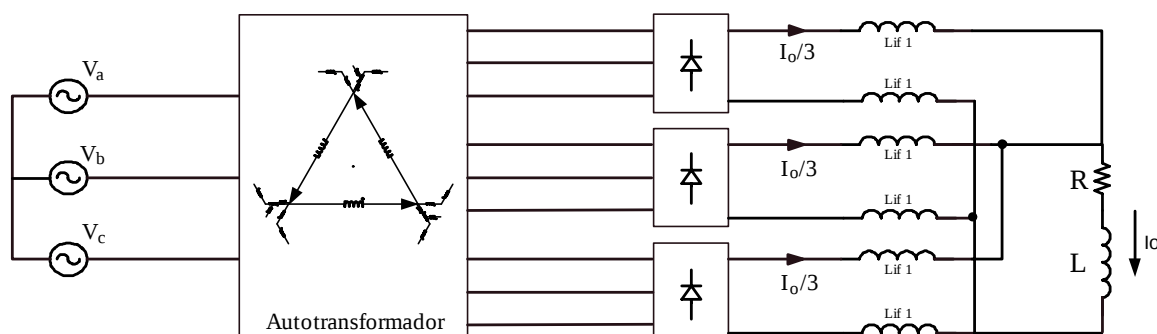


Fig. 5.29 - Esquema básico do protótipo implementado.

A Fig. 5.30 mostra a foto do autotransformador construído. Em detalhe visualizam-se o núcleo do autotransformador com os seus enrolamentos, o dissipador de calor das pontes retificadoras e as citadas pontes conectadas a ele. Na parte superior, fixado em uma placa de acrílico estão as entradas do sistema trifásico, as saídas dos três retificadores e, ao centro, os três sistemas trifásicos gerados.



Fig. 5.30 - Foto do protótipo implementado.

A Fig. 5.31 mostra o autotransformador ligado com a carga e drenando potência nominal (aproximadamente 6 kW).

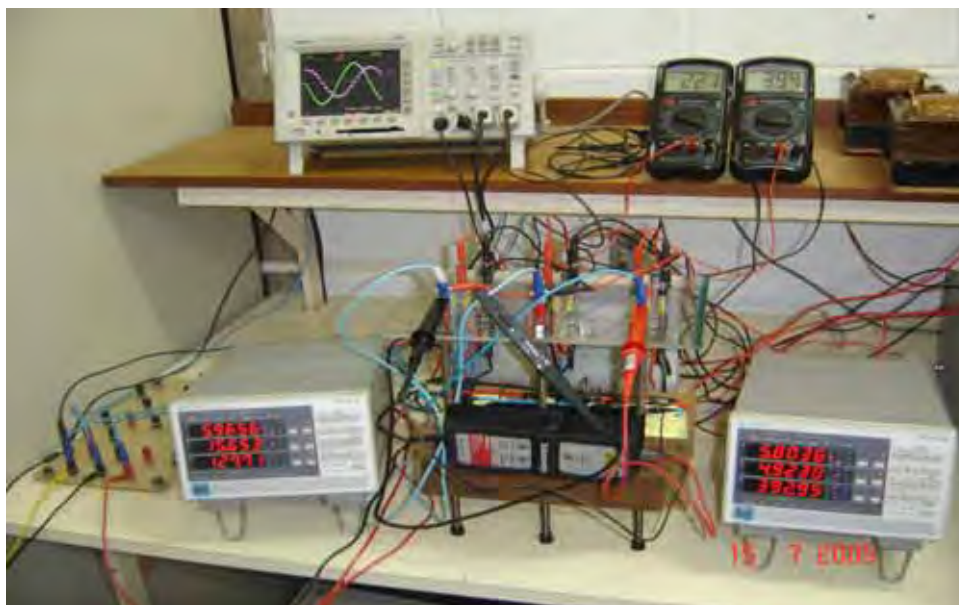


Fig. 5.31 - Foto do protótipo implementado e em funcionamento.

Na Fig. 5.31 existem dois wattímetros digitais trifásicos ligados na entrada e na saída do autotransformador. No wattímetro da esquerda aparece no display a potência trifásica drenada da rede, a corrente na fase A e a tensão da fase A. No wattímetro da direita o display indica a potência consumida pela carga a corrente na saída do retificador que está em fase com a rede e a tensão na saída deste retificador. No osciloscópio estão sendo mostradas as formas de onda da tensão V_{ca} e a corrente da fase B. Os dois multímetros estão indicando as tensões da rede de alimentação e a tensão na carga.

Para analisar o rendimento do autotransformador implementado foram realizadas dois procedimentos distintos. O primeiro teste de rendimento foi realizado com carga nominal ($R_{\text{carga}}=26,67\Omega$) e variando a tensão de entrada de 5% até 100% da tensão nominal (220 V/linha). O resultado obtido está ilustrado no gráfico da Fig. 5.32.

O segundo teste de rendimento foi realizado com tensão nominal ($V_{ab}=220$ V) e variando-se a carga de 300Ω até 25Ω . O resultado obtido está ilustrado no gráfico da Fig. 5.33.

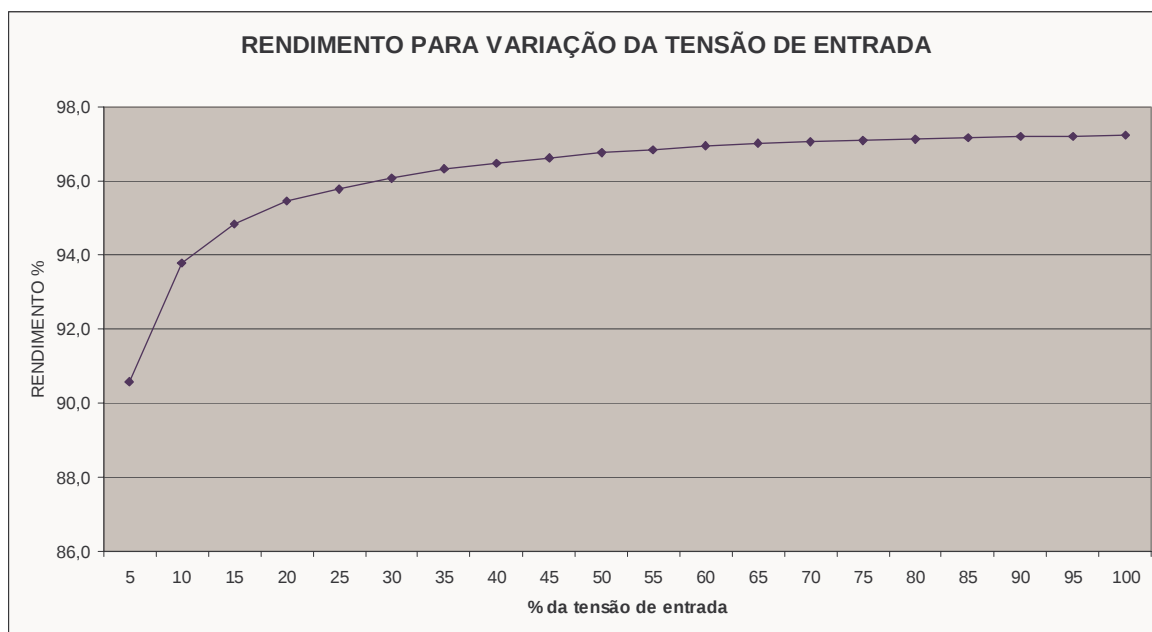


Fig. 5.32 – Gráfico do rendimento % para variação da tensão de entrada.

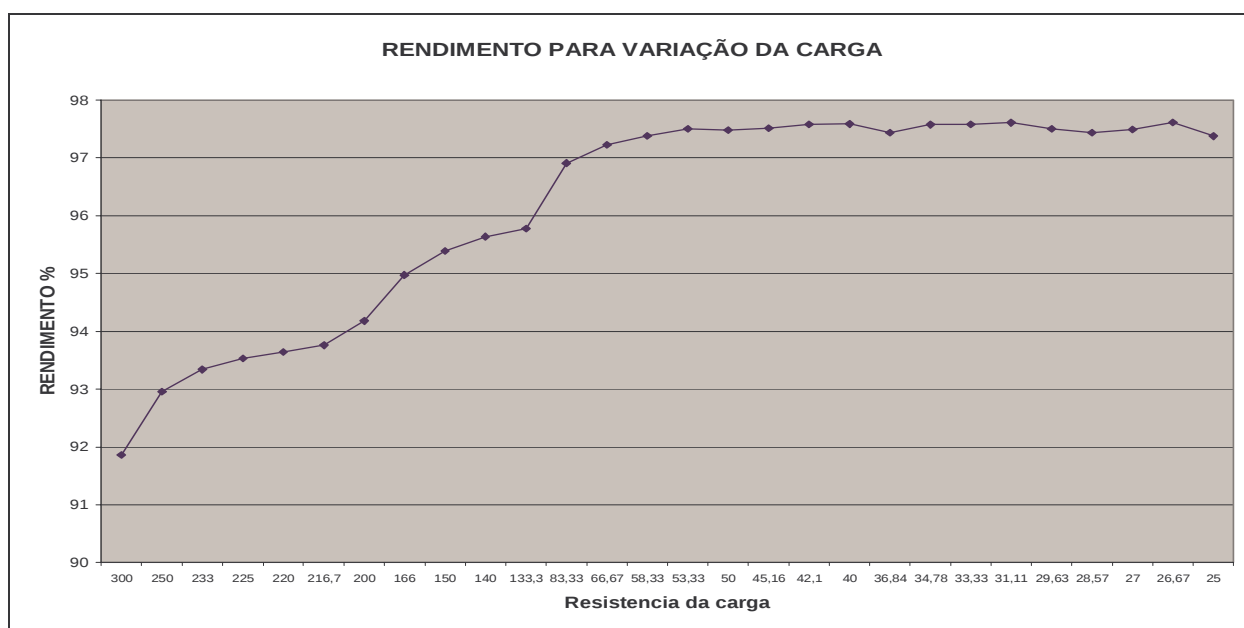


Fig. 5.33 – Gráfico do rendimento % para variação da carga.

Em ambos os testes de rendimento, percebe-se que o rendimento aumenta com o aumento da potência. Este fato ocorre devido à existência de uma parcela de energia, que é constante, necessária para magnetizar este autotransformador. À medida que a potência cresce o percentual desta energia no montante de potência drenada da rede passa a ser pequeno, fazendo então, com que o rendimento aumente, com o aumento de potência.

A Fig. 5.34 mostra as formas de onda das tensões 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° .

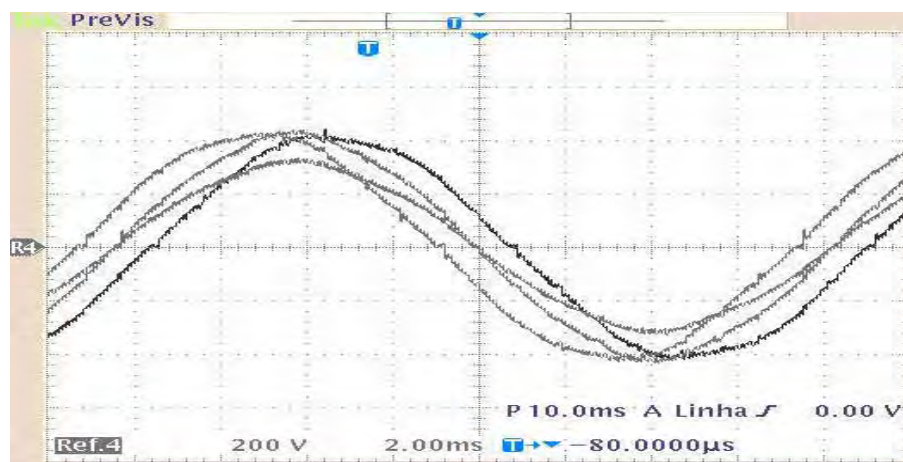


Fig. 5.34 - Sistemas de tensão obtidos.
Escala: 200V/div, 2ms/div.

A Fig. 5.35 mostra a tensão de fase e as correntes de fase da rede de alimentação.

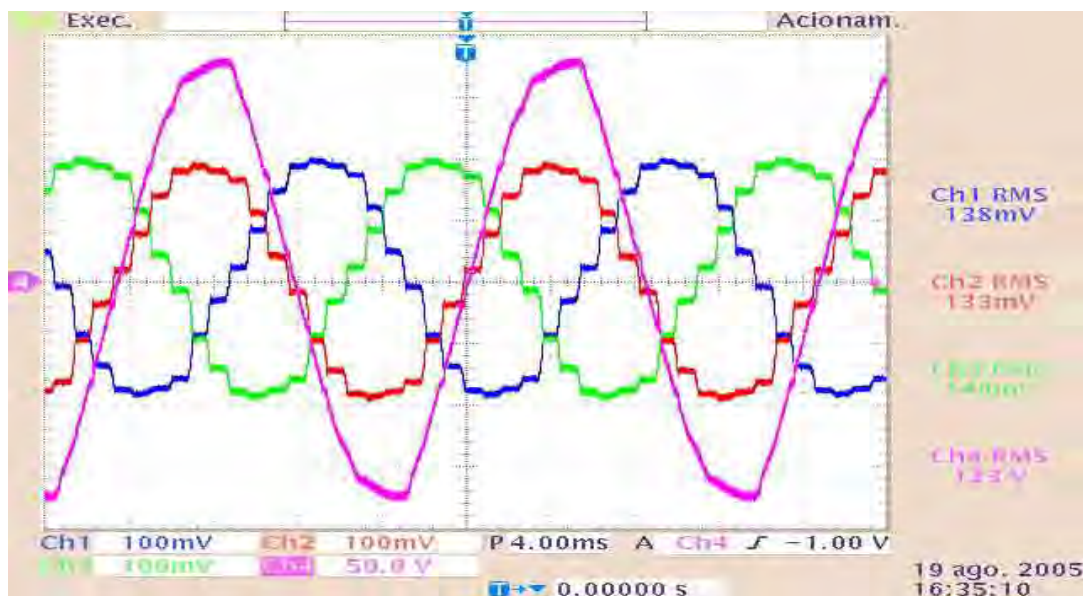


Fig. 5.35 - Correntes na rede de alimentação.
Escala: 100V/div, 10A/div, 4ms/div.

A Fig. 5.36 mostra as formas de onda da tensão e da corrente em uma fase da rede de alimentação e a Fig. 5.37 mostra as formas de onda das tensões, superpostas, nas saídas dos retificadores.

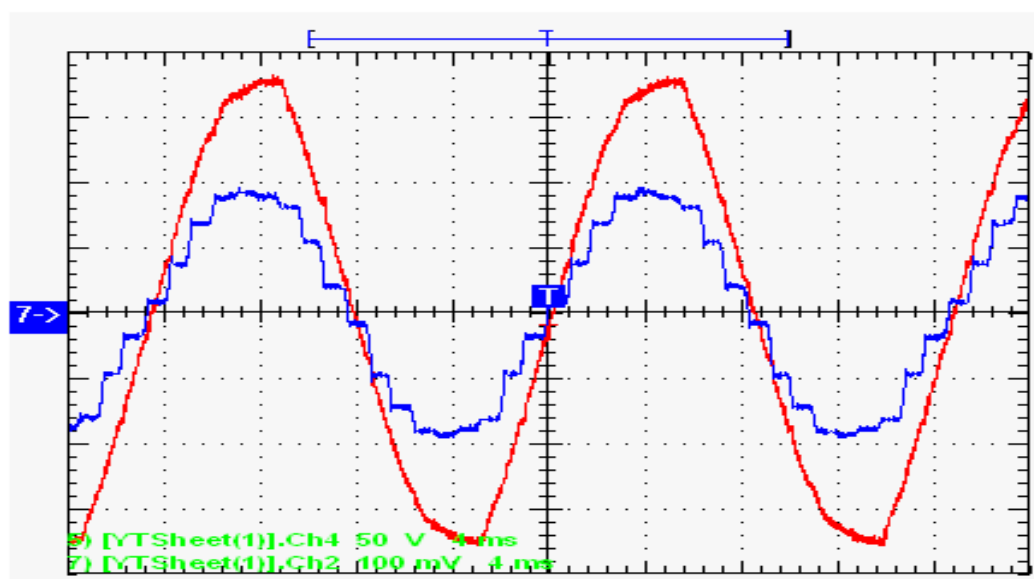


Fig. 5.36 – Detalhe da tensão e corrente de entrada para uma fase.
Escala: 50V/div, 10A/div, 4ms/div.

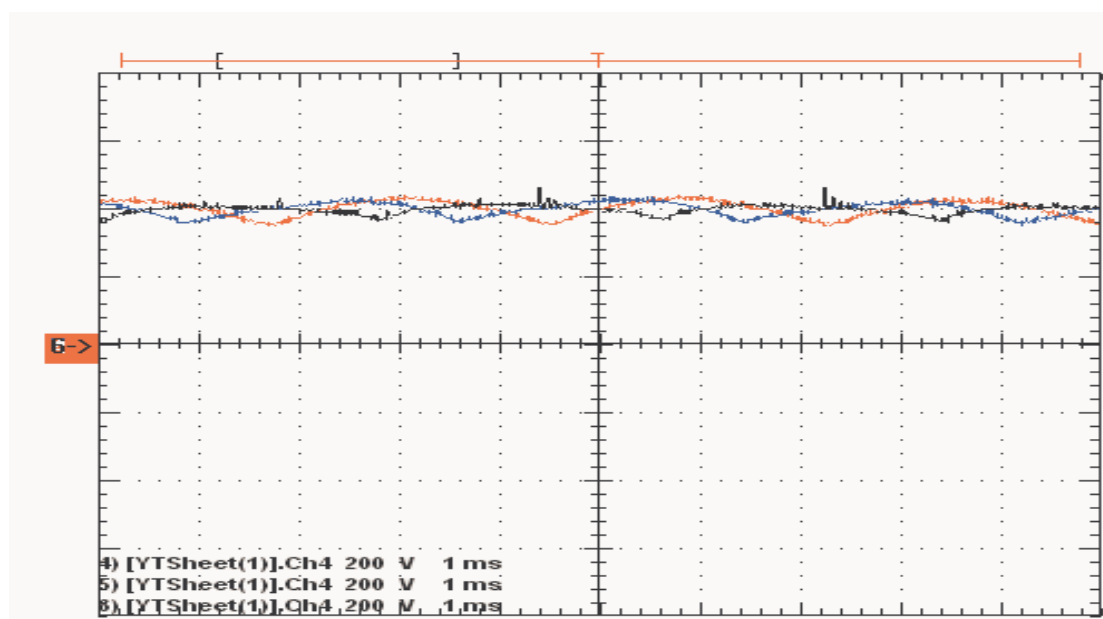


Fig. 5.37 - Tensões de saída dos retificadores.
Escala: 200V/div, 1ms/div.

A Fig. 5.38 mostra a forma de onda da tensão aplicada na carga.

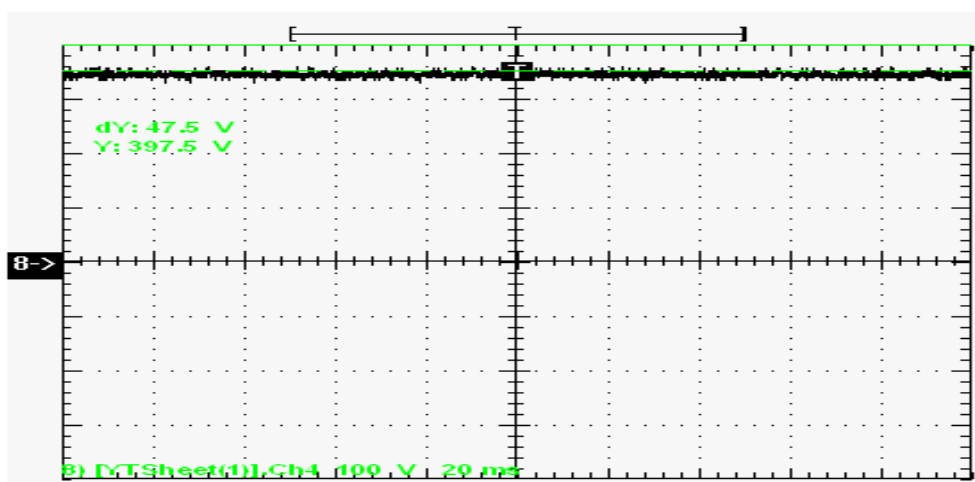


Fig. 5.38 - Tensão de saída.
Escala: 100V/div, 20ms/div.

A Fig. 5.39 mostra a análise harmônica da forma de onda da tensão de fase da rede de alimentação. 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° e 7°) que aparecem no espectro da corrente. Mesmo assim, os harmônicos mais significativos são os de ordens $k.18 \pm 1$ (para $k=1,2,3...$).

A Fig. 5.40 mostra o espectro harmônico da corrente de fase da rede, fazendo uma comparação com os valores máximos de corrente admitidos pela norma IEC 61000-3-2.

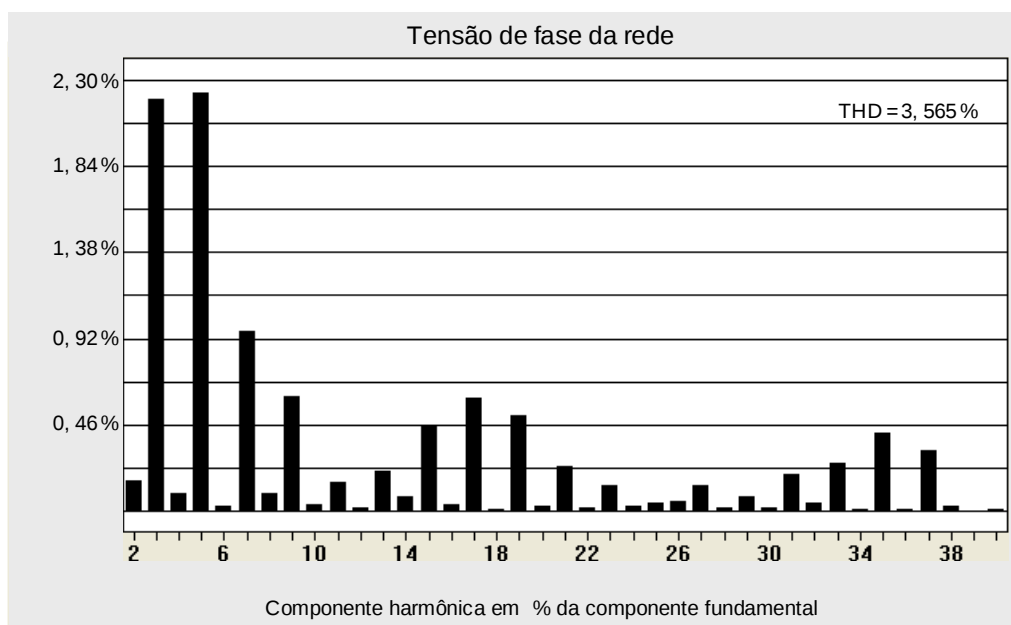


Fig. 5.39 - Espectro harmônico da tensão de entrada.

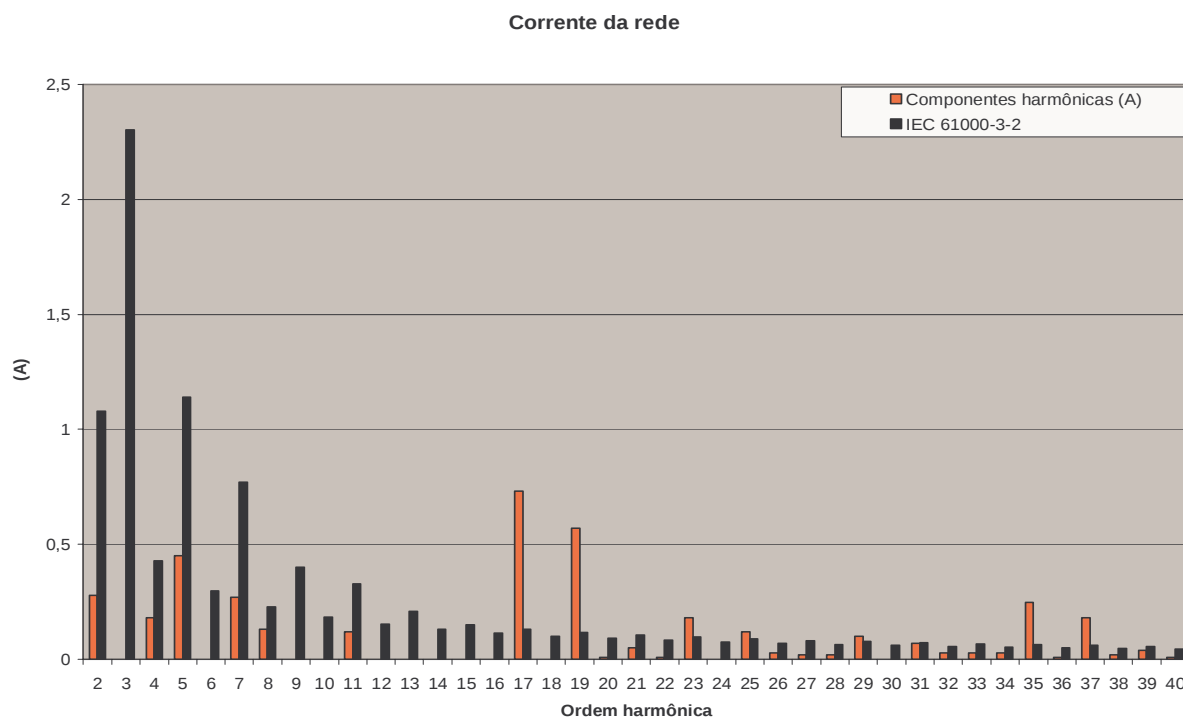


Fig. 5.40 - Espectro harmônico da corrente de entrada.

A Fig. 5.40 mostra que o protótipo de 6 kW implementado não atende a norma IEC 61000-3-2 nas ordens harmônicas 17, 19, 23, 25, 29, 35 e 37 para as 40 primeiras ordens. Este protótipo apresenta corrente eficaz de, aproximadamente, 15 ampères. Se a potência do protótipo solicitasse uma corrente eficaz superior a 16 A então a norma a ser aplicada passará a ser a IEC 61000-3-4 e o protótipo, certamente, atenderá os limites impostos por esta norma.

• Protótipo de 1 kW

Um protótipo de baixa potência (1 kW) foi implementado com o uso de três autotransformadores monofásicos utilizando-se as mesmas conexões apresentadas no item anterior, para operação da estrutura com 18 pulsos. Esta estrutura é constituída de três autotransformadores monofásicos que provocam o defasamento angular de forma idêntica ao autotransformador trifásico anteriormente analisado, projetado para uma potência nominal de 1 kW.

As formas de onda de tensão e corrente deste conversor são idênticas ao anteriormente apresentado, desta forma, serão apresentadas apenas algumas formas de ondas para comprovar este fato.

A Fig. 5.41 mostra a foto da estrutura implementada, considerando-se o arranjo de três autotransformadores monofásicos, configuração trifásica.

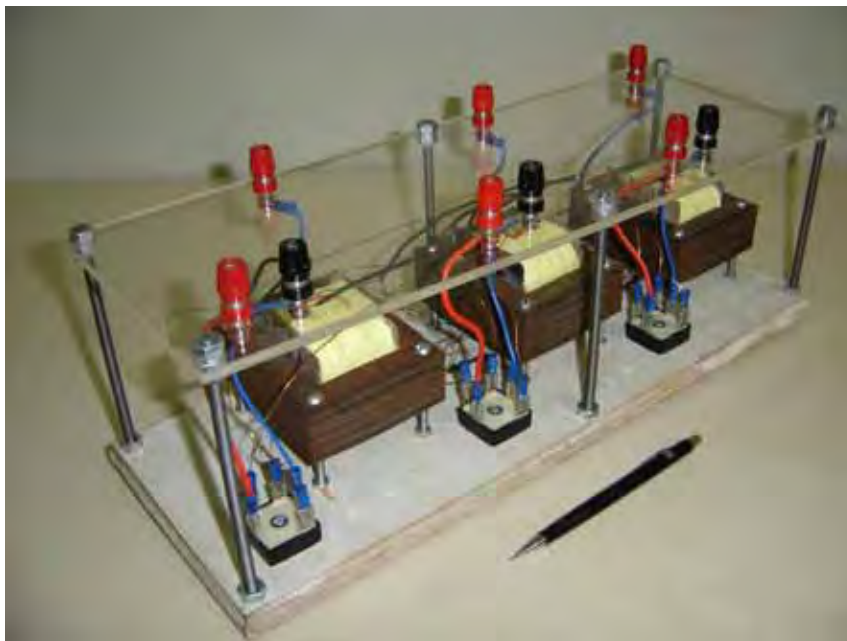
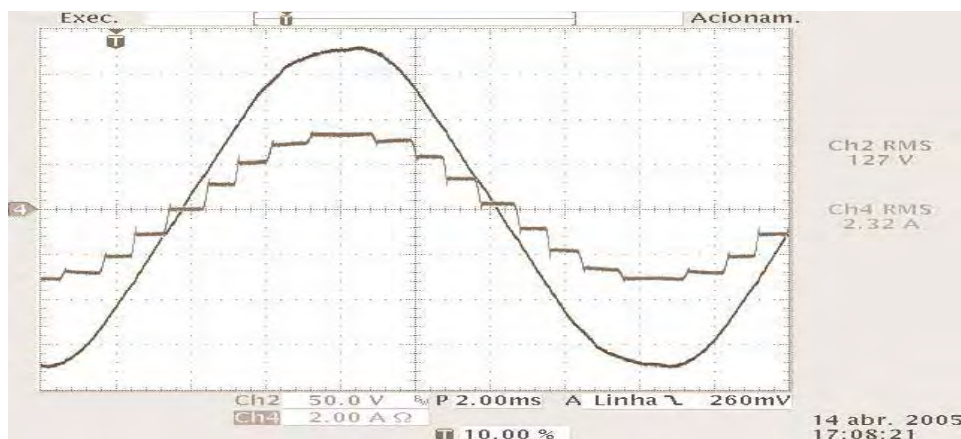


Fig. 5.41 – Foto do conversor de 18 pulsos com três autotransformadores monofásicos, arranjados em configuração trifásica.

A Fig. 5.42 mostra as formas de onda da tensão e da corrente na rede de alimentação, a Fig. 5.43 mostra a forma de onda das correntes de entrada e a Fig. 5.44 mostra as formas de ondas das tensões nas saídas dos retificadores, considerando-se independentes.



**Fig. 5.42 - Tensão e corrente de entrada para uma fase.
Escala: 50V/div, 2A/div, 2ms/div.**

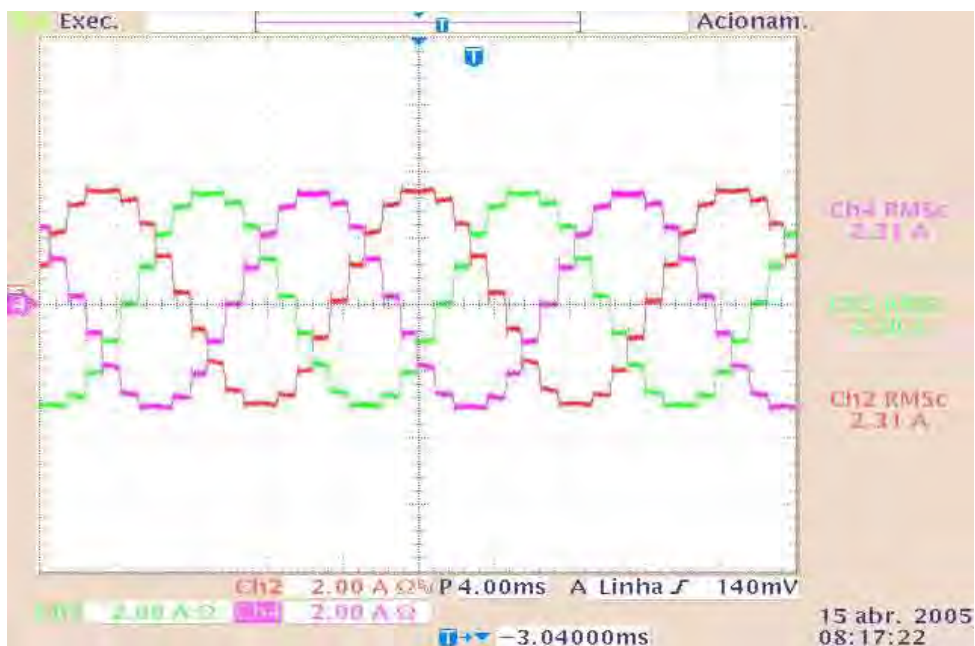


Fig. 5.43 – Correntes de entrada.
Escala: 2A/div, 4ms/div.

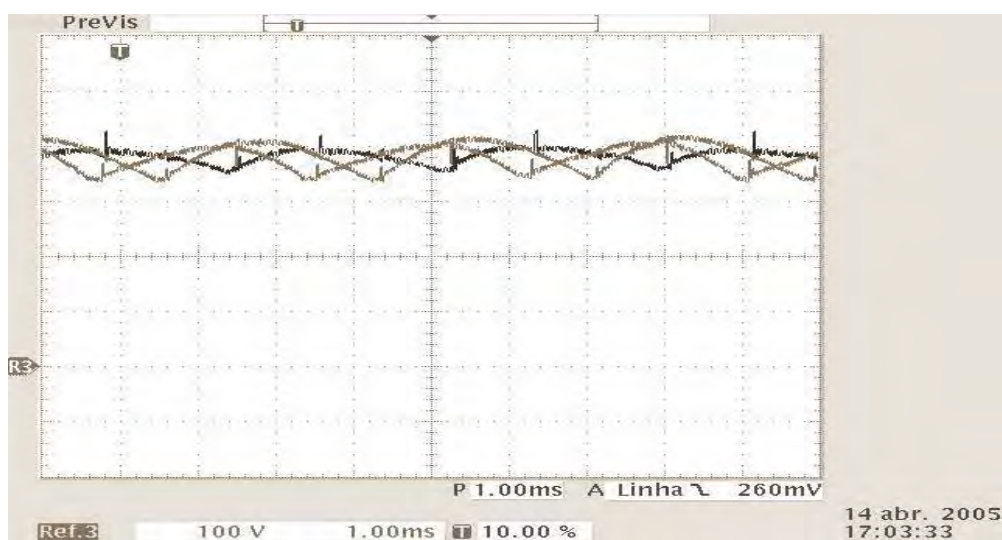


Fig. 5.44 – Tensões nas saídas dos retificadores.
Escala: 100V/div, 1ms/div.

A Fig. 5.45 mostra a análise harmônica da forma de onda da tensão de fase da rede. Observa-se que a forma de onda da tensão apresenta 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.

A Fig. 5.46 mostra o espectro harmônico da corrente de fase da rede, fazendo uma comparação com os valores máximos de corrente admitidos pela norma IEC 61000-3-2.

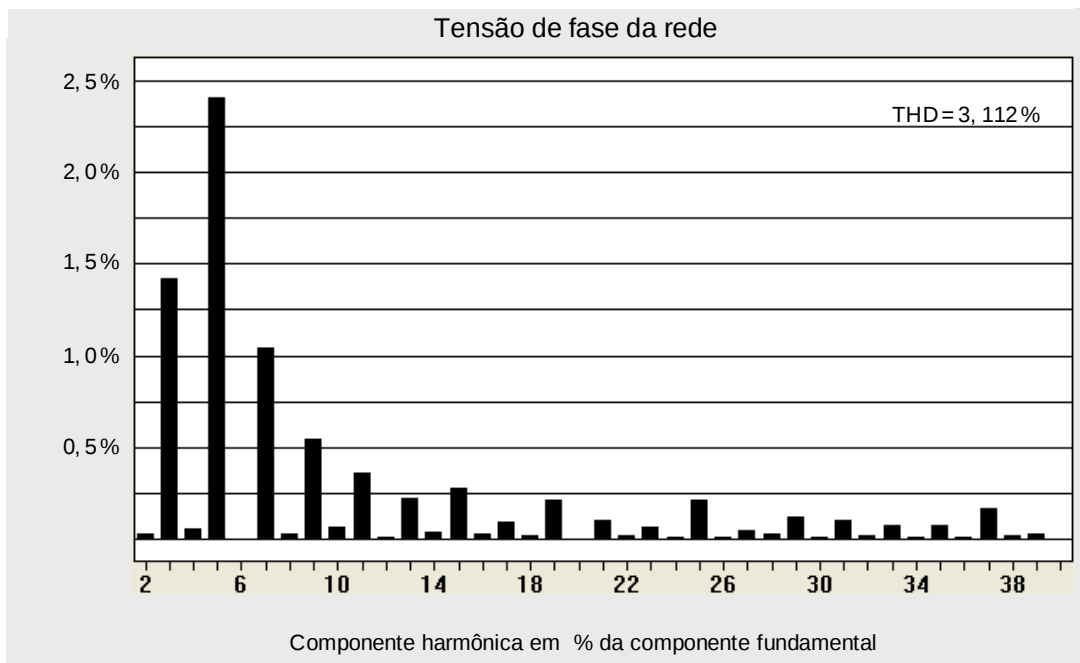


Fig. 5.45 – Espectro harmônico da tensão de entrada

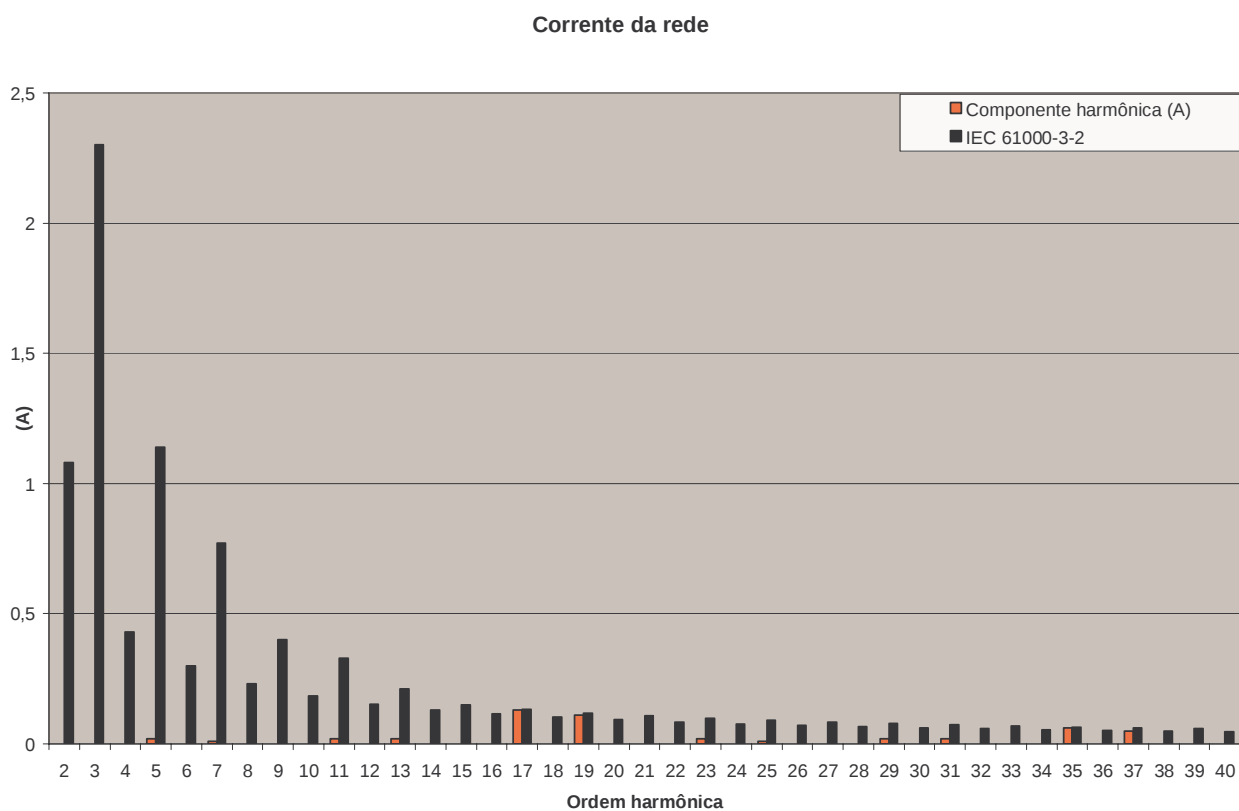


Fig. 5.46 – Espectro Harmônico da corrente de entrada

A Fig. 5.46 mostra que o protótipo de 1 kW implementado atende a norma IEC 61000-3-2 para as 40 primeiras ordens harmônicas.

O uso de três autotransformadores monofásicos ou o uso de somente um núcleo trifásico não altera, significativamente, os resultados dos retificadores.

A secção da perna central é a mesma para ambos os tipos de núcleos, quando estes são projetados para a mesma potência, e pelas características construtivas de cada núcleo, o peso de um autotransformador trifásico é 97% do peso de três autotransformadores monofásicos. Sendo os dois constituídos do mesmo material, de mesma densidade, a razão entre os volumes dos núcleos segue a mesma proporção dos pesos.

Analisando o peso e o volume dos dois núcleos é mais vantajoso usar um núcleo trifásico do que três núcleos monofásicos. Porém, como esta diferença é relativamente pequena, o uso de três núcleos monofásicos pode tornar-se mais vantajoso, para algumas aplicações, quando é levado em conta que a queima de um núcleo trifásico exige a troca de todo o núcleo, enquanto, para o banco de três monofásicos, se houver a queima de um dos núcleos monofásicos, só há a necessidade de trocar o núcleo queimado.

5.11 CONCLUSÕES

Neste capítulo escolheu-se a conexão Delta-diferencial aberta para compor uma estrutura retificadora trifásica de 18 pulsos, para análise e implementação, principalmente por se tratar de uma conexão nova e ainda não implementada.

As formas de onda das correntes dos secundários foram equacionadas usando o método das discontinuidades e 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 harmônicas, 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 foram verificadas plenamente através dos resultados de simulação apresentados.

Um protótipo de 6 kW com autotransformador trifásico e um protótipo de 1 kW com três autotransformadores monofásicos foram projetados, implementados e ensaiados. Com os resultados obtidos pode-se concluir que o uso de um autotransformador trifásico ou o uso de três autotransformadores monofásicos independentes não influi no resultado do conversor, considerando-se os sistemas equilibrados e carga balanceada.

O protótipo de 6kW não atende a norma IEC 61000-3-2 enquanto o protótipo de 1 kW atende esta norma. As distorções harmônicas totais dos dois protótipos são bem parecidas, mas o protótipo de 6 kW não atende a norma por que sua corrente eficaz por fase é maior que a corrente do protótipo de 1 kW, pois a norma IEC 61000-3-2 regula a corrente máxima admissível em Ampères e não os valores percentuais em função da componente fundamental. Um acréscimo de potência no protótipo de 6 kW faz com que a norma a ser utilizada seja a IEC 61000-3-4, assim a estrutura passa a atender as exigências desta norma.

O aumento da potência do conversor causa uma distorção no conteúdo harmônico de baixa frequência da forma de onda da tensão e isto influenciou na THD de corrente dos conversores.

CONCLUSÕES GERAIS

Detalhadas análises matemáticas e amplas pesquisas bibliográficas apresentadas neste trabalho indicam a viabilidade das estruturas propostas para retificadores trifásicos com múltiplos pulsos, com reduzida distorção harmônica nas correntes drenadas da rede em corrente alternada.

No capítulo 1 foi apresentada uma análise sobre a necessidade da redução do conteúdo harmônico na corrente da rede. Apresentaram-se também as normas internacionais que regulam o nível do conteúdo harmônico de corrente. Foram apresentadas topologias básicas de seis pulsos usuais, assim como, outras com número de pulsos múltiplos de seis.

Neste trabalho, todos conversores analisados, são comparados à norma IEC-61000-3-2, pois esta norma é aplicada a equipamentos com corrente eficaz inferior a 16 Ampères por fase, o que é o caso de todas as topologias propostas.

O capítulo 2 apresenta um estudo detalhado sobre as conexões polígono e ziguezague de transformadores. Neste capítulo observa-se que tanto nas conexões ziguezague quanto nas conexões polígono, as defasagens dos sistemas podem ser de ângulos menores que 60° com o uso de transformador elevador e em ângulos menores que 120° com o uso de transformador abaixador.

Comparando os resultados de THD das conexões polígono com as conexões ziguezague conclui-se que a forma de conexão do secundário do transformador não influi na Distorção Harmônica Total dos conversores. A THD está diretamente ligada ao número de pulsos do conversor.

No capítulo 2 também foram exploradas as possíveis ligações das saídas dos retificadores do conversor. A ligação série das saídas reduz os esforços de tensão dos retificadores de seis pulsos, pois a tensão na carga é a soma das tensões instantâneas nas saídas dos retificadores. A ligação paralela das saídas reduz os esforços de corrente nos

retificadores de seis pulsos, pois a corrente da carga é dividida pelo número de retificadores, porém, os indutores de interfase trabalham em baixa frequência, o que os tornam volumosos. Para a conexão das saídas em paralelo, o subdimensionamento dos indutores de interfase afeta diretamente a THD, pois, agrava o problema de desbalanceamento entre as correntes dos secundários, causando o não cancelamento natural das harmônicas.

Todas as estruturas propostas neste capítulo ficam próximas, mas não atende à norma IEC 61000-3-2 para a potência proposta.

O foco do estudo no capítulo 3 foram os autotransformadores e suas conexões diferenciais. Um estudo dos autotransformadores mostrou, quantitativamente, a significativa redução do peso e do volume quando comparados com transformadores e confirmou a viabilidade da aplicação dos autotransformadores nas estruturas propostas. A utilização de autotransformadores resulta em uma grande economia de cobre, além disso, o autotransformador apresenta menor queda de tensão e maior rendimento em virtude da parcial compensação das correntes do enrolamento de saída. Porém, como a economia de cobre é tanto maior quanto menor é a diferença da tensão de entrada para a tensão de saída, as vantagens do uso do autotransformador diminuem e ficam quase desprezíveis quando a relação de transformação aumenta além de certo limite. Usualmente, quando a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída é maior que três, não se justifica o uso de autotransformadores. Outra desvantagem dos autotransformadores é o fato de não possuírem isolamento galvânica entre a entrada e a saída.

No Capítulo 3, um estudo qualitativo apresentou as principais conexões diferenciais de autotransformadores para conversores de 12 e de 18 pulsos. Todas as topologias apresentadas no capítulo 3 já foram antes apresentadas em tese de doutorado [36]. Entretanto foram re-analisados neste capítulo com a finalidade de generalização, desenvolvida no capítulo 4. Todas as conexões foram testadas por simulação para uma determinada situação de carga e os

principais parâmetros para projeto foram levantados. Um resumo com as principais características de todas as estruturas foi apresentado com a finalidade de facilitar a escolha da topologia a ser utilizada.

Como no capítulo 2, os retificadores propostos no capítulo 3 também ficam próximos, mas não atendem à norma IEC 61000-3-2 na potência simulada.

O capítulo 4 apresentou uma metodologia simples para obtenção de todos os conversores de 12 e de 18 pulsos que utilizam autotransformador com conexão Y-diferencial, delta-diferencial e uma metodologia geral que engloba ambas as conexões. 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 generalizada do autotransformador para quaisquer valores de tensão de entrada e de saída.

Ainda no capítulo 4, um exemplo de projeto mostra os passos para a obtenção uma nova estrutura, com tensão de saída especificada. Para validar o método, o conversor é submetido a testes de simulação e os principais resultados são apresentados. Observa-se o baixo conteúdo harmônico da corrente de entrada e, conseqüentemente, o elevado fator de potência para a estrutura.

No capítulo 5 foi escolhida uma topologia inédita, para análise e implementação. A topologia escolhida foi a delta-diferencial aberta de 18 pulsos principalmente por se tratar de uma conexão inédita e por apresentar uma significativa redução nas tensões geradas nos secundários dos autotransformadores.

Ainda no capítulo 5, as formas de ondas das correntes dos secundários foram equacionadas usando-se o método das descontinuidades. Além disso, com todas as correntes dos secundários devidamente equacionadas na forma de soma de senos, torna-se simples a obtenção das correntes que circulam nos demais elementos do autotransformador.

Finalmente no capítulo 5, um protótipo de 6 kW com autotransformador trifásico e um

protótipo de 1 kW com três autotransformadores monofásicos, em banco trifásico, foram projetados, implementados e ensaiados. Com os resultados obtidos pode-se concluir que o uso de um autotransformador trifásico ou o uso de três autotransformadores monofásicos independentes não influi no desempenho do conversor, considerando-se sistemas equilibrados e cargas balanceadas.

O atendimento à norma IEC 61000-3-2 está diretamente ligado à potência de saída do retificador, já que esta norma limita os níveis máximos da corrente eficaz por fase das componentes harmônicas da corrente de entrada do conversor. Desta forma, o protótipo de 1 kW atende à norma IEC 61000-3-2, mas o protótipo de 6 kW, não atende a esta mesma norma. Com o aumento da potência, a norma passará a ser a IEC 61000-3-4, que estabelece os limites em função da corrente de curto-circuito da instalação, e as estruturas, certamente, atenderão os estes limites exigidos por esta norma.

Neste projeto, todos os valores eficazes calculados e todas as formas de onda obtidas experimentalmente foram verificados através dos resultados de simulação apresentados.

De modo geral, para as estruturas propostas, a THD não é o fator mais importante para a análise do conversor, o que mais importa é a ordem da primeira harmônica significativa.

Como proposta para continuidade fica:

- Aumentar a potência de saída do retificador de 18 pulsos implementado e usar outros níveis de tensões de entrada e saída.
- Utilizar um conversor CC-CC na saída, alimentado em corrente, para fazer o paralelismo das cargas, o isolamento elétrico do conversor e regular a tensão de saída.
- Estudar a resposta das topologias apresentadas para uma imposição de níveis de harmônicos de tensão e desequilíbrio de cargas.
- Implementar um retificador de 12 pulsos.

REFERENCIAS 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] BRASIL. ANEEL. Procedimentos de Redes. Módulo 22. Disponível em: <www.aneel.gov.br>. Acesso em: out. 2002.
- [04] 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.
- [05] DIXON, L. High Power Factor Preregulators for Off-line Power Supplies. In: UNITRODE SEMINAR. Topic 6. 1988. p. 6.11-6.16.
- [06] 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.
- [07] 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.
- [08] 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.
- [09] MEHL, Ewaldo 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.
- [10] 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.
- [11] ISMAIL, H. E.; ERICKSON, R. Single-switch 3 ϕ PWM low harmonic rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 2, p. 338-346, Mar. 1996.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] KOLAR, J. W.; ZACH, F. C. A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n 4, p. 456-467, Aug. 1997.

- [16] SPIAZZI, G.; LEE, F. C. Implementation of Single-Phase Boost Power-Factor-Correction Circuits in Three-Phase Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 3, p. 365-370, Jun. 1997.
- [17] GAUGER, D. et al. A Three-Phase Off-Line Switching Power Supply With Unity Power Factor and Low. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC'86. *Proceedings*. 1986. p. 115-121.
- [18] 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.
- [19] 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 .
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] SCHAEFER, J. *Rectifier circuits: theory and design*. Norwalk. John Wiley and sons, 1965.
- [23] PELLY, B. R. *Thyristor phase controlled converters and cycloconverters*. New York. Wiley Intersciency, 1971.

- [24] DEWAN, S. B. SLEMON, G. R. STRAUGHEN, A. *Power Semiconductor Drivers*. New York. John Wiley and sons, 1984.
- [25] BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. Florianópolis. Editora da UFSC, 1986.
- [26] PAICE, D. A. *Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power*. New York. IEEE Press, 1996.
- [27] 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.
- [28] MARTIGNONI, A. *Transformadores*. Porto Alegre. Editora Globo, 1971.
- [29] 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.
- [30] 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 Frequência*. Florianópolis, 1998, Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina.
- [31] 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.
- [32] CHOI, S. et al. A New Active Interphase Reactor for 12-Pulse Rectifiers Provides Clean Power Utility Interface. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 6, p. 1304-1311, Nov./Dec. 1996.
- [33] CHOI, S., LEE, B. S., ENJETI, P. N. New 24-Pulse Diode Rectifier Systems for Utility Interface of High-Power AC Motor Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 2, p. 531-541, Mar. 1997.

- [34] 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.
- [35] 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.
- [36] SEIXAS, Falcondes José Mendes de. Conversor CA-CC de 12 kW com Elevado Fator de Potência Utilizando Autotransformador com Conexão Diferencial de Múltiplos Pulsos. 2001. 218 f. Tese (Doutorado) - Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [37] F. J. M Seixas, I Barbi, "A New 12 kW Three-Phase 18-Pulse High Power Factor AC-DC Converter with Regulated Output Voltage for Rectifier Units", *IEEE INTELEC'99*, pp. 14-2, 1999
- [38] F. J. M. Seixas, I. Barbi, "A New 18-Pulse AC-DC Converter with Regulated DC Output and High Power Factor for Three-Phase Applications", *COBEP'99*, pp. 582-587, 1999.
- [39] DEWAN, S. B., SLEMON, G. R., STRAUGHEN, A. *Fourier Analysis*, New York. John Wiley and Sons, 1984.
- [40] GONÇALVES, Vinícius Assad; SEIXAS, Falcondes Jose Mendes. GENERALIZATION OF THE Y-DIFFERENTIAL AUTOTRANSFORMER. *Elsevier: Electric Power System Research*. v. 72, n. 5, p.271-394, mar. 2006.
- [41] SEIXAS, Falcondes José Mendes; GONÇAVES, Vinícius Assad. Generalization of the delta-differential autotransformer for 12 and 18-pulse converters. In: *PESC*, 36, 2005, Recife. **Power Electronics Specialists Conference**. Recife: 2005, p. 460 - 466.