

TESE

823

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

AUTOTRANSFORMADOR DEFASADOR
PARA CONVERSORES

ANTONIO JOSÉ DO COUTO PITTA

Itajubá, Agosto de 1995



**ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
EFEI**



**AUTOTRANSFORMADOR DEFASADOR
PARA CONVERSORES**

Dissertação apresentada à Escola Federal
de Engenharia de Itajubá como parte dos
requisitos para obtenção do grau de Mestre
em Engenharia Elétrica

Autor: Antonio José do Couto Pitta

Orientador: Prof. Dr. José Policarpo Gonçalves de Abreu

Itajubá, agosto de 1995

CLASS. 691.314.5(043.9)
CUTT. P688a
TOMO 893



ALTO TRAFICOMANIO DE SABIDO
Y LA CONVERSIÓN

El presente documento es una reproducción de un libro de la biblioteca de la Biblioteca Nacional de Medicina de México, D.F. y no debe ser considerado como una obra original.

Autores: Antonio José de Castro y José
Ortega y Gasset. Trad. Dr. José Joaquín González de Abrisola

Impreso en México en 1955

AUXÍLIOS

A UNIS, que tornou possível a realização deste trabalho.

Ao Prof. José Belchior Damasceno de Almeida, que prestou o apoio técnico e científico durante o desenvolvimento e a realização deste trabalho, que muito me ajudou para o objetivo maior da vida.

Ao Prof. Valério de Silva Pereira, pelo auxílio técnico e financeiro durante o trabalho.

Ao Prof. Edgar Figueira Assunção, pelo auxílio técnico durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Carlos Tadeu Lima de Almeida, pelo auxílio técnico e financeiro durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Carlos Roberto de Almeida, pelo auxílio técnico durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores Angélica José Inês de Almeida, Rosângela Maria de Almeida, Edson Roberto de Almeida, que muito me ajudaram durante o desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos e colegas de trabalho, especialmente os do Departamento de Física, que muito me ajudaram durante o desenvolvimento deste trabalho.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho:

- aos meus pais Davi e Bernardete, que compartilharam e possibilitaram que este sonho se tornasse realidade.
- à Magda, pelo incentivo, apoio, otimismo e compreensão nestes tempos de tão pouca atenção.

AGRADECIMENTOS

A DEUS, que tornou possível superar todos os momentos difíceis.

Ao Prof. José Policarpo Gonçalves de Abreu, que prestou imprescindível orientação técnica sempre enriquecedora e importante para a conclusão desse trabalho, mas muito mais importante que isto, orientou para o objetivo maior: a vida.

Ao Prof. Valberto da Silva Ferreira, pelas consultas técnicas e incentivo à conclusão do trabalho

Ao Prof. Délvio Franco Bernardes pela valiosa ajuda prestada durante o desenvolvimento deste trabalho

Ao Prof. Antonio Tadeu Lyrio de Almeida, grande incentivador e responsável por despertar o interesse pela pesquisa acadêmica ainda na época de graduação.

Ao Prof. Germano Lambert, orientador acadêmico, pela indispensável atenção.

Aos professores Angelo José Junqueira Rezek, Ronaldo Rossi e Luis Eduardo Borges da Silva com quem sempre pudemos contar.

Em especial, ao amigo Ismael Mendonça Rezende pelo apoio, palavras de sabedoria e pelas diversas horas dispendidas na elaboração e confecção dos desenhos deste trabalho.

Aos amigos Luis Octávio, José Eugênio, Roberto, Nelson, José Batista e Evandro pelo companheirismo e solidariedade durante o período em que estivemos juntos.

Ao acadêmico Antonio Marmo pela grande ajuda prestada no desenvolvimento dos programas digitais.

A CAPES, órgão que tornou financeiramente possível a realização dessa dissertação.

A PPG da Unitau, órgão incentivador durante o trabalho de dissertação.

Aos funcionários da PPG da EFEI, do DRA e da BIM pela boa vontade demonstrada durante todo esse tempo.

A todos aqueles que embora não tenham sido citados, merecem o nosso reconhecimento.

SIMBOLOGIA

Como este trabalho está diretamente ligado a duas grandes áreas da Engenharia Elétrica, a saber: Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência, e no intuito de atender e satisfazer especialistas dessas duas áreas, optou-se por, em certos casos, usar os mesmos símbolos ou caracteres, já consagrados em cada uma delas, para grandezas distintas.

A - Fase A.

\overline{AB} = - Segmento AB

ADZ - Controlador de fasor ou "Phasor Controller"

$(a + 1). P_S$ = potência na saída do autotransformador

a - Relação de transformação de transformador

- Parte real de um número complexo

- Fase a

B - Fase B

b - Parte imaginária de um número complexo

- Fase b

C - Fase C

CONV - Conversor

CR% - Custo relativo em porcentagem

c - Fase c

DEF - Defasador

D - E - Conexão Delta Estendido

E - Tensão Induzida

- Entrada

f - Frequência

- G - Peso
- G_A - Peso do cobre no autotransformador
- G_T - Peso do cobre no transformador convencional
- H - Lado de maior tensão
- I - Corrente, valor eficaz
- I_d - Corrente na saída do conversor
- I_{av} - Corrente média pelo diodo
- I_{rms} - Corrente eficaz pelo diodo
- i - Corrente, valor instantâneo
- I_1 - Valor RMS da corrente primária
- I_2 - Valor RMS da corrente no secundário
- I_{0A} - Corrente de excitação do autotransformador
- I_{0T} - Corrente de excitação do transformador convencional
- I_{PccA} - Corrente de curto-circuito do autotransformador
- I_{LccT} - Corrente de curto-circuito do transformador convencional
- I_{AT} - Corrente na fase "A" de alimentação do autotransformador
- I_{BT} - Corrente na fase "B" de alimentação do autotransformador
- I_{CT} - Corrente na fase "C" de alimentação do autotransformador
- I_{AN} - Corrente no enrolamento principal do autotransformador, fase "A"
- I_{BN} - Corrente no enrolamento principal do autotransformador, fase "B"
- I_{CN} - Corrente no enrolamento principal do autotransformador, fase "C"
- $I_{A\Delta n}$ - Corrente na fase "A" de alimentação do Delta "n"
- $I_{B\Delta n}$ - Corrente na fase "B" de alimentação do Delta "n"

- $I_{C\Delta n}$ - Corrente na fase "C" de alimentação do Delta "n"
- I_{pDEF} - Corrente na fase a do primário do transformador defasador T
- K - Relação de potências
- Fator multiplicativo de Tensão
- Constante
- k_n - Relação do número de espiras (pu)
- L - Lado de menor tensão
- N - Número de espiras
- Valor nominal
- Polo negativo do conversor
- n - Número de secções de uma bobina particionada
- Neutro do secundário do transformador alimentador do conversor
- P - Potência ativa
- Circuito primário
- P_1 - Potência primária
- P_2 - Potência secundária
- P_{tr} - Potência total do transformador
- P_S - Potência na saída do transformador
- P_{0A} - Potência de excitação do autotransformador
- P_{0T} - Potência de excitação do transformador convencional
- p - Polo positivo do conversor
- Número de pulsos
- Q - Potência reativa
- Quantidade

- Q_A - quantidade de material do núcleo para o autotransformador
- Q_T - quantidade de material do núcleo para o transformador convencional de potência equivalente
- q - Número inteiro variável de 1 a ∞
- R - Resistência
- Relação de espiras entre enrolamentos subsequentes de uma bobina particionada
- S - Potência aparente
- Circuito secundário
- \dot{S} - Potência aparente complexa
- T - Transformador
- Tiristor
- "Tap"
- U - Módulo de tensão
- \dot{U} - Fasor tensão
- \bar{U} - Módulo de tensão em por unidade
- $\dot{\bar{U}}$ - Fasor tensão em por unidade
- U_{Lcc} - Tensão de curto, lado L
- U_{Pcc} - Tensão de curto, lado P
- $U_{d\alpha}$ - Valor médio da tensão de saída do conversor
- U_{d0} - Valor médio da tensão do lado de corrente contínua para $\alpha = 0^\circ$
- U_2 - Valor eficaz da tensão entre fase no lado da alimentação
- U_{AC} - Tensão anodo catodo no semiconductor considerado
- U_{Pn} - Tensão polo positivo neutro do conversor
- U_{Nn} - Tensão polo negativo neutro do conversor

- U_{PN} - Tensão de saída polo positivo negativo do conversor
 X - Reatância
 x_1, x_2, x_3 - Lado de menor Tensão
 Y - Conexão estrela
 $YY; Y\Delta$ - Transformadores estrela estrela, estrela delta
 Z - Impedância
 \bar{Z} - Impedância em por unidade
 \bar{Z}_{PS} - Impedância em valores pu do autotransformador
 \bar{Z}_{LH} - Impedância em valores pu do transformador convencional
 α - Relação de transformação de autotransformador
 - Ângulo de disparo
 - Ângulo de fase
 Δ - Conexão delta
 Φ - Fluxo Magnético
 $\eta\%$ - Rendimento em porcentagem
 $\eta\%_A$ - Rendimento percentual do autotransformador
 μ - Ângulo de comutação
 φ - Argumento de impedância
 - Ângulo de fase
 $\sum P$ - Somatório das perdas
 θ - Ângulo de fase
 $\hat{}$ - Ângulo

RESUMO

O objetivo deste trabalho é utilizar um novo tipo de autotransformador, idealizado e implementado por J.P.G. Abreu, denominado pelo autor pelo acrônimo "ADZ", para a alimentação de conversores estáticos, tendo como principal meta mostrar a viabilidade técnica de nova configuração do conjunto transformador-conversor, atentando-se, sem dúvida, para o problema afeto ao surgimento de componentes harmônicos. Espera-se, então, através da análise:

- Mostrar que o ADZ constitui-se numa nova e eficaz opção na alimentação de conversores estáticos;
- Estudar aspectos tais como: novas configurações transformador-conversor, problemas de harmônicos nesse tipo de transformadores, interação entre o sistema de suprimento e o conjunto transformador-conversor sob condições normais de funcionamento
- Concluir que, com esta nova configuração do sistema Transformador-Conversor, o número de unidades de reserva poderá ser menor.

São calculadas as relações de espiras do autotransformador que possibilitam as defasagens necessárias para operação, é efetuado o balanço das forças magnetomotrizes para os diversos casos, é feita a construção dos diagramas fasoriais dos sistemas, são traçadas as formas de onda para o conversor proposto e são analisados também aspectos construtivos do sistema transformador-conversor.

Por fim, é mostrada a nova concepção do ADZ existente, para torna-lo mais adequado ao tipo de operação citada.

ABSTRACT

This work presents a new kind of autotransformer, idealized and implemented by J.P.G. Abreu nominated "ADZ", used to feed static converters. The main goal of this analysis is show the feasibility of the transformer-converter lay-out and solve problems caused by harmonics.

From the theoretical analysis it was waiting:

- To show the practicability of utilization of ADZ as static converter feeder;
- To study the new transformer-converter lay-outs features, problems caused by

harmonics in this kind of transformer and interaction between AC power supply and transformer-converter in steady state;

- To conclude that this new configuration decrease the number of spare units.

The the calculation of the turn ratio necessary to achieve the needed phase shift, the voltage and current wave forms are drawn and some building aspects of the proposed converter are also analised.

At the end, the new ADZ conception is showed to improve this operation.

SUMÁRIO

Dedicatória	ii
Agradecimentos	iii
Simbologia	iv
Resumo	ix
Abstract	x
Sumário	xi
CAPÍTULO 1	
Introdução	2
CAPÍTULO 2	
Topologia dos Sistemas Conversores	6
2.1 Considerações Iniciais	6
2.2 Circuitos Conversores Básicos	7*
2.3 Configurações Usuais e suas Formas de Onda	8
2.3.1 Retificador Trifásico Ligado em Estrela	8
2.3.2 Conexão Dupla Estrela ou Hexafásica	14
2.3.3 Retificador Trifásico Ligado em Ponte com Formação "Graetz"	19
2.3.4 Retificador Trifásico Ligado em Dupla Estrela com Transformador de Interfase	23
2.4 Topologias "Alternativas"	27
2.4.1 Conversor Trifásico Utilizando Dois GTO's	28
2.4.2 Conversor Onda Completa de Oito Semicondutores em Ponte	28
2.4.3 Conversor Onda Completa de Sete Semicondutores em Ponte	29
CAPÍTULO 3	
Sistemas Multiconversores	
3.1 Considerações Iniciais	31
3.2.1 Transformador Delta-Estendido	31
3.2.2 Balanço das Forças Magnetomotrizes	34
3.2.3 Análise Harmônica da Corrente de Entrada do Conversor	38
3.3 Sistema de 24 Pulsos Utilizando Transformador Delta/Zigue-Zague	41
3.3.1 Balanço das Forças Magneto Motrizes	45
CAPÍTULO 4	
O Autotransformador ADZ	
4.1 Considerações Iniciais	48
4.2 Autotransformadores	48
4.2.1 Considerações Iniciais	48
4.2.2 Princípio de Funcionamento	49
4.2.4 Comparações Técnicas	52
4.3 O ADZ	57
4.3.1 Concepção Básica do ADZ	57

CAPÍTULO 5

Aplicação do ADZ em Instalações Multiconversora

5.1	Considerações Iniciais	70
5.2.	O ADZ em um Multiconversor de 24 pulsos	71
5.2.1	Cálculo dos Valores de K_n para Obtenção da Defasagem -15°	72
5.2.2	Balço das Forças Magnetomotrizes para o conversor de 24 Pulsos com o ADZ	74
5.2.3	Formas de Onda do Sistema Multiconversor	75
5.3	Sistema Multiconversor ADZ - Delta / Estrela Hexafásica	76
5.3.1	Balço das Forças Magnetomotrizes para o Conversor ADZ/Delta-Hexafásico de 24 Pulsos	76
5.3.2	Cálculo dos Valores de K_n para Obtenção da Defasagem $-7,5^\circ$	78
5.3.3	Cálculo dos Valores de K_n para Obtenção da Defasagem $-22,5^\circ$	81
5.3.4	Obtenção das Defasagens $7,5^\circ$ e $22,5^\circ$	83
5.3.5	Determinação da Potência do Transformador	85
5.3.6	Análise Harmônica da Corrente de Entrada do Conversor	90
5.3.7	Obtenção de Outras Defasagens	92
5.4	Sistema Multiconversor de 48 Pulsos	93

CAPÍTULO 6

Conclusões	96
------------------	----

APÊNDICE 1

Análise Generalizada da Defasagem de Sinais "AGDS"

A1.1	Os Componentes Harmônicos	99
A1.2	Aplicação da Série Trigonométrica de Fourier	99
A1.3	Maneiras de Reduzir os Efeitos Maléficos da "Poluição" em Sistemas Conversores	103
A1.3.1	Configurações Típicas de Conversores	104
A1.3.2	Maneiras de Obter Defasamentos Angulares em Transformadores ..	108

APÊNDICE 2

Classificação dos Semicondutores de Potência

A2.1	A Classificação dos Semicondutores de Potência	117
A2.2	Diferenças Básicas entre os Semicondutores de Potência	117
A2.3	Evolução Cronológica dos Semicondutores	118

APÊNDICE 3

Conversores Monofásicos

A3.1	Conversores Monofásicos e suas Formas de Onda.....	120
A3.1.1	Retificador Monofásico de Meia Onda	120
A3.1.2	Retificador Monofásico de Onda.....	121
A3.1.3	Retificador Monofásico de Onda Completa (ponte).....	123
A3.1.4	Conexão Ponte Monofásica com Cinco Semicondutores	124
A3.1.5	Conversor de Meia Onda Utilizando Quatro Semicondutores.....	125

APÊNDICE 4

Conexão Zigue-Zague

A4.1	Considerações Importantes sobre a Conexão Zigue-Zague.....	127
------	--	-----

APÊNDICE 5

Programa de Simulação Digital

A5.1	Programa de Simulação Digital	130
------	-------------------------------------	-----

APÊNDICE 6

A6.1	Determinação da Potência do Transformador Estrela / Delta Estendido.....	132
------	---	-----

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	135
---------------------------------	-----



EFEI

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Histórico

Em sua tese de doutorado [1], no inverno de 1991, J.P.G. Abreu apresenta o ADZ, equipamento este que possibilita atuação simultânea no módulo e no ângulo de fase da tensão de um sistema, e que, entre outras aplicações, já delineadas na própria tese, poderia ser utilizado na alimentação de conversores estáticos. Por outro lado em [11], G. E. April e G. Olivier apresentam novas topologias de conversores, bem como de conexões de transformadores para alimentação dos mesmos. A partir de então, o Prof. Olivier tem se dedicado, inclusive colaborando e incentivando estudos, no sentido de um maior aprofundamento da questão.

Em sua visita à EFEI, na primavera de 1992, o Prof. G. Olivier avança a hipótese de se utilizar o ADZ em sistemas multiconversores com topologia diferente daquela inicialmente utilizada por J.P.G. Abreu. Dada a grande importância dos Conversores Estáticos nos dias de hoje, propõem-se a orientar uma dissertação de mestrado, onde fosse estudada a viabilidade da aplicação do ADZ para esta topologia de multiconversor. Contudo, uma orientação cotidiana conjunta não foi possível pela distância envolvida. Ainda assim, o trabalho é levado a efeito sob a orientação do Prof. J.P.G. Abreu, contando com a valiosa colaboração nos momentos derradeiros, ainda que informal, do Prof. V. F. Silva. Fica, todavia, registrado neste breve histórico, o indispensável reconhecimento à colaboração inicial do Prof. G. Olivier.

A Dissertação

A apresentação formal do trabalho desenvolvido, é feita nesta Dissertação de Mestrado, na forma de seis capítulos e de seis apêndices. Descreve-se a seguir, em linhas gerais, o conteúdo de cada capítulo, excetuando-se, naturalmente, este primeiro.

No CAPÍTULO 2, recapitula-se algumas topologias convencionais, ainda que por vezes sejam mencionados componentes *up to date*, tais como GTO's, entre outros. Ademais, algumas configurações, que surgem como possíveis alternativas para os sistemas multiconversores, são também mostradas, listando, inclusive, suas equações básicas e suas possíveis vantagens.

No CAPÍTULO 3 apresenta-se sistemas conversores, cuja alimentação é feita através de transformadores especiais, tais como: Estrela / Delta Estendido e Delta / Zigue-Zague. São feitos cálculos para a determinação de grandezas necessárias à análise da operação dos mesmos, como: obtenção da forma de onda da corrente do sistema alimentador e de seu conteúdo harmônico e da forma de onda da tensão na carga, itens também indispensáveis à comparações com o sistema proposto nesta dissertação.

No CAPÍTULO 4, embora possa parecer extremamente basilar, opta-se por uma introdução aos princípios operativos de um autotransformador, por ser o ADZ, em essência, um. Mostra-se comparações técnico-econômicas entre um autotransformador e um transformador convencional, através de curvas de potência e de custo relativo como funções da relação de transformação. Em seguida apresenta-se a concepção básica do ADZ, sua equação fundamental e o lugar geométrico das diversas tensões de saída, com as já mencionadas variações em módulo e em ângulo de fase.

No CAPÍTULO 5 mostra-se a aplicação do ADZ em sistemas multiconversores. Inicialmente, em substituição a um transformador Delta / Zigue-Zague em uma configuração tradicional. Faz-se, então, a comparação entre as formas de onda obtidas num e noutro caso. *A posteriori*, em uma configuração, que contém transformadores Delta / Estrela Hexafásica, *tratando-se da contribuição essencial deste trabalho*. Nesse sentido é de fundamental importância calcular as relações básicas do ADZ, necessárias ao cálculo do balanço de forças magnetomotrizes, que resulta na obtenção das defasagens adequadas a este sistema multiconversor de vinte e quatro pulsos. Adicionalmente, apresenta-se também os cálculos para um sistema de quarenta e oito pulsos.

No CAPÍTULO 6, destinado às conclusões finais, mostra-se, com base em tabela comparativa, a viabilidade e a adequação do ADZ a um sistema multiconversor, neste caso, acompanhado de transformadores Delta / Estrela Hexafásica.

Vale salientar, *que como subproduto deste trabalho* foi desenvolvido um programa, em linguagem Pascal, para a obtenção computacional das diversas formas de onda de correntes e de tensões, e cuja operacionalidade foi comprovada através da comparação com outro programa apresentado em [6], tendo este como linguagem o Fortran.

A nosso ver, constituem-se também em contribuições alguns dos textos apresentados sob a forma de apêndice, tais como: Análise Generalizada de Defasagem de Sinais - Apêndice 1 e evolução cronológica dos semicondutores apresentada no Apêndice 2 - Classificação dos Semicondutores de Potência.

CAPÍTULO 2

TOPOLOGIA DOS SISTEMAS CONVERSORES



EFEI

CAPÍTULO 2

TOPOLOGIA DOS SISTEMAS CONVERSORES

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Com o grande desenvolvimento de tipos de conversores eletrônicos de potência (ver capítulo 2), algumas configurações convencionais anteriormente utilizadas em um aspecto de magnitude das grandezas envolvidas na aplicação passaram a apresentar limitações tanto para aplicações industriais, quanto para aplicações de grandes potências. Configurações conseguidas por um arranjo de etapas e módulos, por um processo de criação devido à aplicação específica, possibilitam mais possibilidades de arranjos de um maior número de etapas, com o controle mais sofisticado de cada etapa, tipos mais compactos, etc. (ver capítulo 2), surgem também com possibilidades interessantes quando a potência a ser convertida é verificada tendo em vista a eficiência em sua totalidade.

Para não se esquecer é necessário que se faça uma revisão quando for feita referência ao funcionamento e desempenho das configurações "tradicionais" e algumas alternativas. Para isso, serão exibidos alguns exemplos de resultados obtidos em uma simulação feita sobre o sistema. Como exemplo, vamos considerar a configuração de um conversor para aplicação em um sistema de transmissão de energia transformadora convencional. Por vezes, em algumas situações, a escolha de um novo tipo de conversor de potência de saída e pelo sistema de potência (quando os conversores eletrônicos são utilizados em conjunto com transformadores convencionais) que é o caso dos conversores híbridos.

Desde então, pretende-se fazer referência às configurações mais utilizadas de circuitos eletrônicos bem como fazer a mesma tipo de estudo para algumas configurações de circuitos de potência, porém possíveis situações alternativas.

Deve-se lembrar ainda que o objetivo principal deste trabalho não é a descrição detalhada do funcionamento das estruturas, mas sim analisar o funcionamento global do sistema formado pelos transformadores eletrônicos e convencionais, portanto, apenas os aspectos mais importantes serão abordados.

CAPÍTULO 2

TOPOLOGIA DOS SISTEMAS CONVERSORES

2.1-CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Com o grande desenvolvimento na área de componentes eletrônicos de potência (apêndice 2), algumas configurações consideradas anteriormente inviáveis, no que diz respeito às magnitudes das grandezas envolvidas na operação, tornam-se atualmente opções interessantes tanto para aplicações industriais, quanto para transmissão de grandes blocos de energia. Configurações consagradas por um excelente desempenho funcional, porém não utilizadas na prática devido à aspectos financeiros (geralmente tais configurações necessitam de um maior número de semicondutores, circuitos de controle mais sofisticados e precisos, ligações mais complexas, proteção mais sensível, etc), surgem também como possibilidades interessantes quando o binômio custo x benefício é verificado tendo como base o sistema em sua totalidade.

Nessa linha de raciocínio é necessário que se faça uma revisão quanto aos itens relativos ao funcionamento e desempenho das configurações "tradicionais" e algumas "alternativas". Para tanto, neste trabalho algumas comparações de resultados obtidos através de simulação serão feitas. Outro aspecto relevante na escolha pelo tipo de sistema conversor mais apropriado para determinada aplicação é quanto aos transformadores alimentadores. Por vezes, como será visto, eles são responsáveis pelo defasamento dos fasores de tensão de saída e pelo aumento do potencial (quando os conversores estiverem em série) ou pela divisão da corrente (que é o caso dos conversores em paralelo)

Sendo assim, pretende-se agora, analisar as configurações mais utilizadas de circuitos retificadores bem como fazer o mesmo tipo de estudo para algumas configurações até então não tão usuais, porém, possíveis soluções alternativas.

Deve-se lembrar ainda que o objetivo principal deste trabalho não é a descrição detalhada do funcionamento dos conversores, mas sim analisar o funcionamento global do sistema formado pelos transformadores alimentadores e conversores, portanto, apenas os aspectos mais importantes serão fundamentados.

2.2- OS CIRCUITOS CONVERSORES BÁSICOS

De uma forma geral, o conversor é um dispositivo que permite o intercâmbio de potência entre a rede de tensão alternada e o lado contínuo. Os circuitos que convertem sinais alternados em contínuos são conhecidos como retificadores e aqueles que convertem sinais contínuos em alternados são denominados inversores.

Na revisão das características básicas dos circuitos retificadores que é feita neste capítulo, são adotadas algumas considerações, com o intuito de simplificar cálculos e o traçado de formas de ondas; porém os resultados obtidos são bastante aceitáveis e coincidem com os existentes na literatura da área.

Tais considerações são, portanto:

- corrente retificada isenta de ondulação;
- a comutação de corrente de um ramo do conversor para outro foi admitida como sendo instantânea desprezando-se os efeitos das indutâncias no lado de corrente alternada;
- as formas de onda das correntes de alimentação não são senoidais pois são formadas por uma composição das correntes que passam pelos semicondutores do conversor;
- o valor do ângulo de disparo α , considerando-se a comutação como sendo instantânea, não altera as formas de onda de corrente nas fases do alimentador. O valor médio da tensão, $U_{d\alpha}$, será:

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cdot \cos \alpha \quad (2.1)$$

onde:

U_{d0} = Valor médio da tensão do lado de corrente contínua para $\alpha=0^\circ$;

α = Ângulo de disparo.

Através da equação (2.1) pode-se verificar que o valor médio da tensão de saída é função do ângulo de disparo do semicondutor. Vale enfatizar, portanto, que com o aumento do valor desse ângulo há uma natural redução no valor médio da tensão de saída e vice-versa.

Cabe ainda lembrar que, para os conversores com comutação pela rede, quem impõe a frequência de funcionamento é a própria rede.

Quanto à componente unidirecional que é obtida através dos retificadores, observa-se que a mesma apresenta ondulação. Os efeitos indesejáveis da mesma são estudados com maiores detalhes no apêndice 1.

Os conversores com comutação pela rede são atualmente elementos comuns nos sistemas elétricos e comumente são empregados para:

- controle de velocidade de motores de corrente contínua;
- processos eletroquímicos e eletromagnéticos;
- conversores de entrada e saída de linhas de transmissão em corrente contínua;
- acionamento de ferramentas portáteis;
- fontes de potência, etc.

Os conversores são divididos basicamente em dois grupos mais importantes que serão vistos neste trabalho, onde cada um caracteriza-se por diferenças na tensão média, no "ripple" e no rendimento. Vale lembrar que a tensão de saída é caracterizada pelo número de pulsos, ou seja, por exemplo, em um retificador de doze pulsos a frequência do "ripple" é doze vezes maior que a frequência da onda fundamental.

2.3 - CONFIGURAÇÕES USUAIS E SUAS FORMAS DE ONDA

2.3.1 - Retificador Trifásico Ligado em Estrela

A figura 2.1 mostra o circuito estrela, onde os três semicondutores podem estar ligados diretamente às três fases da rede ou então através de um transformador. O barramento positivo é formado pela conexão dos 3 catodos e a carga é ligada então entre ele e o neutro. Neste conversor, cada semicondutor conduz por 120° e as formas de onda correspondentes são mostradas a seguir.

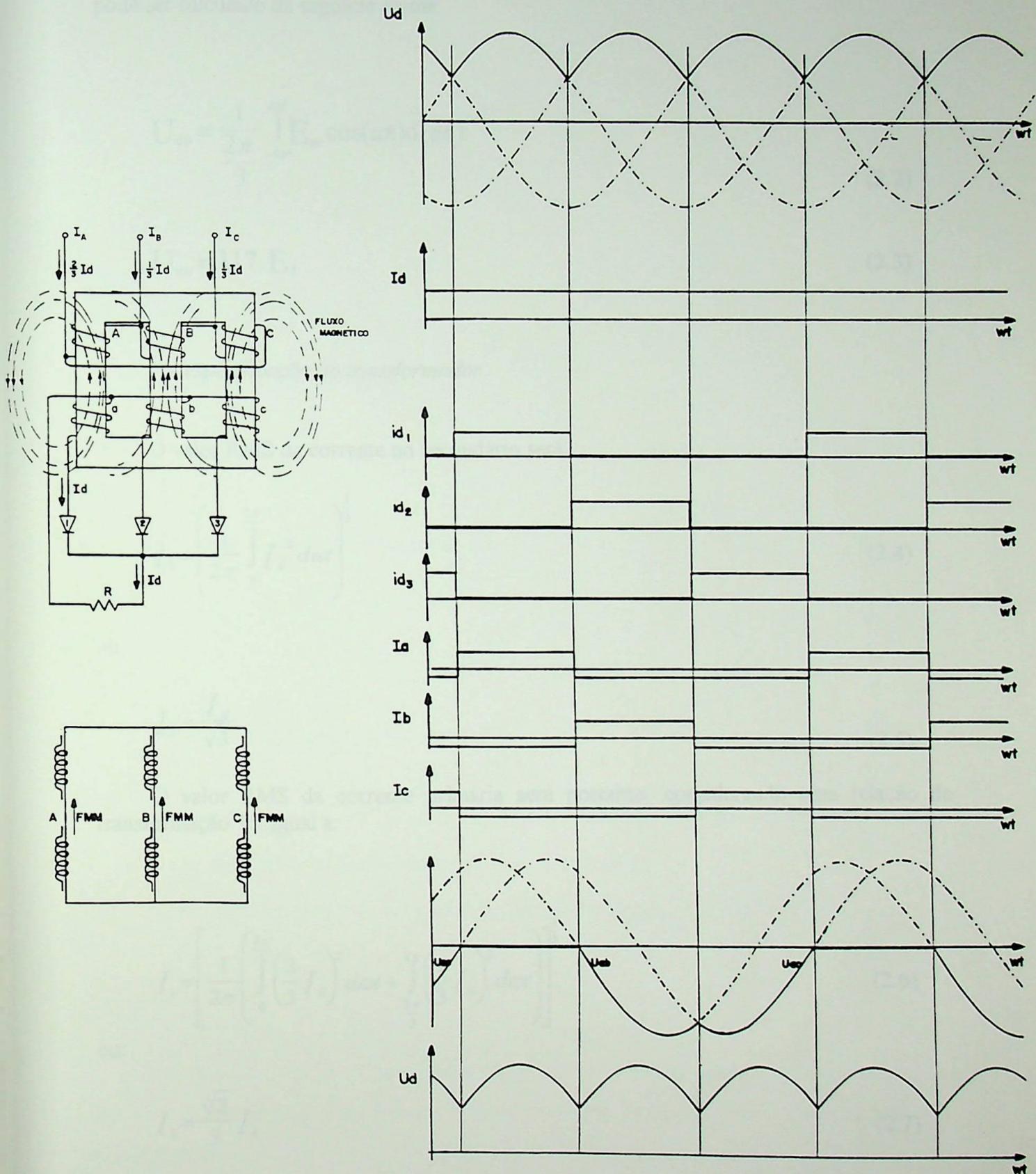


figura 2.1 - Retificador Trifásico em Estrela

- *Cálculo da Tensão de Saída*

- A tensão de saída é a parte superior da forma de onda mostrada na figura 2.1 e pode ser calculado da seguinte forma:

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-60^\circ}^{60^\circ} E_m \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (2.2)$$

$$U_{d0} = 1.17 \cdot E_2 \quad (2.3)$$

- *A especificação do transformador*

O valor RMS da corrente no secundário será:

$$I_2 = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 d\omega t \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.4)$$

ou

$$I_2 = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (2.5)$$

O valor RMS da corrente primária será portanto, considerando uma relação de transformação 1:1 igual a:

$$I_1 = \left[\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi} \left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{2\pi} \left(\frac{1}{3} I_d \right)^2 d\omega t \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.6)$$

ou:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \quad (2.7)$$

Portanto, as potências primária e secundária serão:

$$P_1 = 3 E_1 I_1 = 1.21 P_{d0} \quad (2.8)$$

$$P_2 = E_2 I_2 = 1.48 P_{d0} \quad (2.9)$$

A potência total do transformador será:

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 1.34 P_{d0} \quad (2.10)$$

- especificação do diodo:

A corrente média pelo diodo será:

$$I_{av} = \frac{1}{3} I_d \quad (2.11)$$

A corrente eficaz pelo diodo será:

$$I_{rms} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \quad (2.12)$$

- Balanço das forças magnetomotrizes:

Durante o intervalo de ωt_0 a ωt_1 somente o diodo D_1 irá conduzir. Admitindo-se que $L \rightarrow \infty$, a corrente será de forma retangular com amplitude I_d .

Observando a figura 2.2, no primário, pela lei de Kirchoff para as correntes vem:

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad (2.13)$$

Nos ramos magnéticos das fases A e B, no correspondente circuito magnético fechado, a somatória das forças magnetomotrizes será, supondo uma relação de transformação 1 : 1:

$$I_A - I_d - I_B = 0 \quad (2.14)$$

No circuito magnético fechado correspondente as fases C e B, tem-se então:

$$I_B - I_C = 0 \quad (2.15)$$

Resolvendo o sistema de equações formado por (2.13) e (2.15), as correntes do primário em função de I_d serão:

$$I_A = \frac{2}{3} I_d \quad (2.16)$$

e

$$I_B = I_C = -\frac{1}{3} I_d \quad (2.17)$$

Portanto, em cada ramo magnético existe uma força magnetomotriz unidirecional.

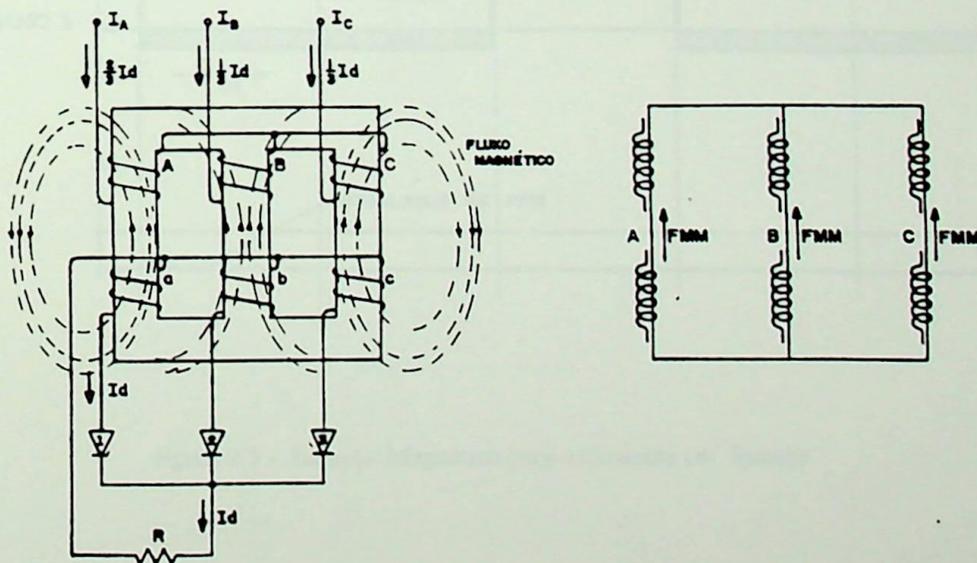


figura 2.2 - Circuito Magnético para o Transformador Conectado em Estrela

Associado com o desbalanço magnético, existe uma influência na característica de magnetização do transformador que torna-se assimétrica, trazendo como consequência uma corrente em vazio ainda mais deformada.

Tendo em vista esse fato, verifica-se que existirá uma distorção no secundário tanto mais pronunciada quanto maior for o desbalanço das FMMs.

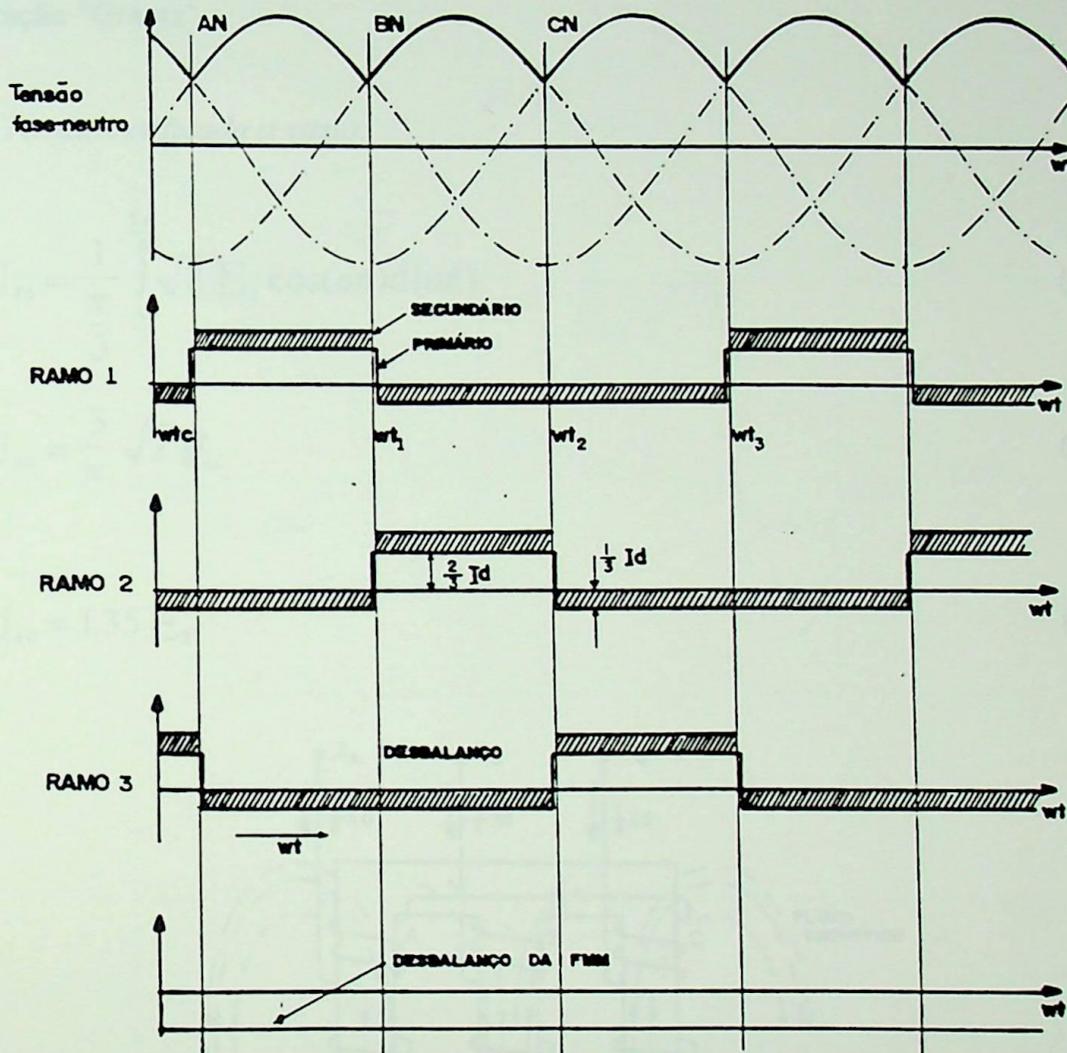


figura 2.3 - Balanço Magnético para a Conexão em Estrela

2.3.2 - Conexão Dupla Estrela ou Hexafásica

Nesta conexão, que é mostrada na figura 2.4, o ponto neutro das duas estrelas é diretamente interligado formando uma conexão hexafásica. Dessa maneira a carga fica acoplada entre o terminal positivo dos semicondutores e o ponto neutro. Cada semicondutor deverá conduzir por um intervalo de 60° . As formas de onda referentes a esta configuração são semelhantes àquelas que serão mostradas para as pontes com configuração "Graetz".

- Tensão retificada a vazio:

$$U_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} E_2 \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (2.18)$$

$$U_{d0} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} E_2 \quad (2.19)$$

ou

$$U_{d0} = 1.35 E_2 \quad (2.20)$$

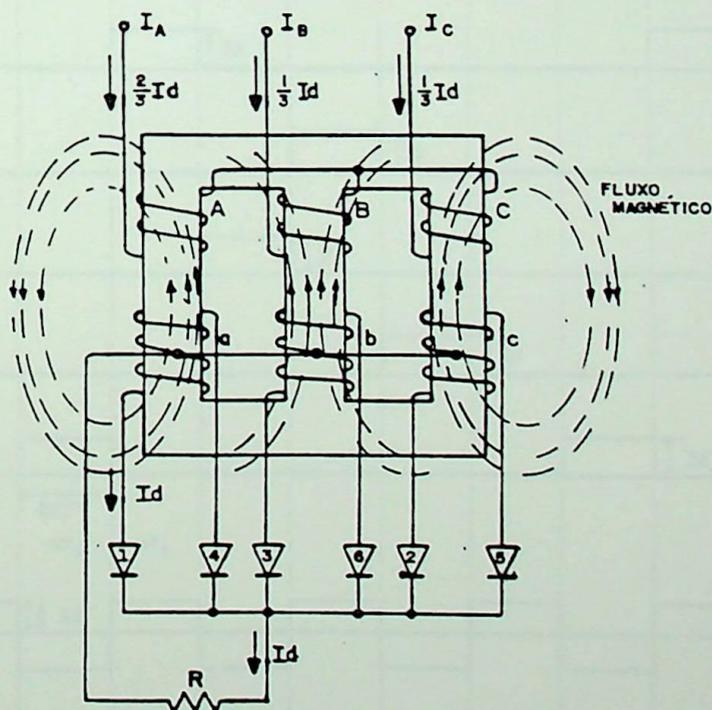


figura 2.4 - conexão hexafásica ou dupla estrela secundária

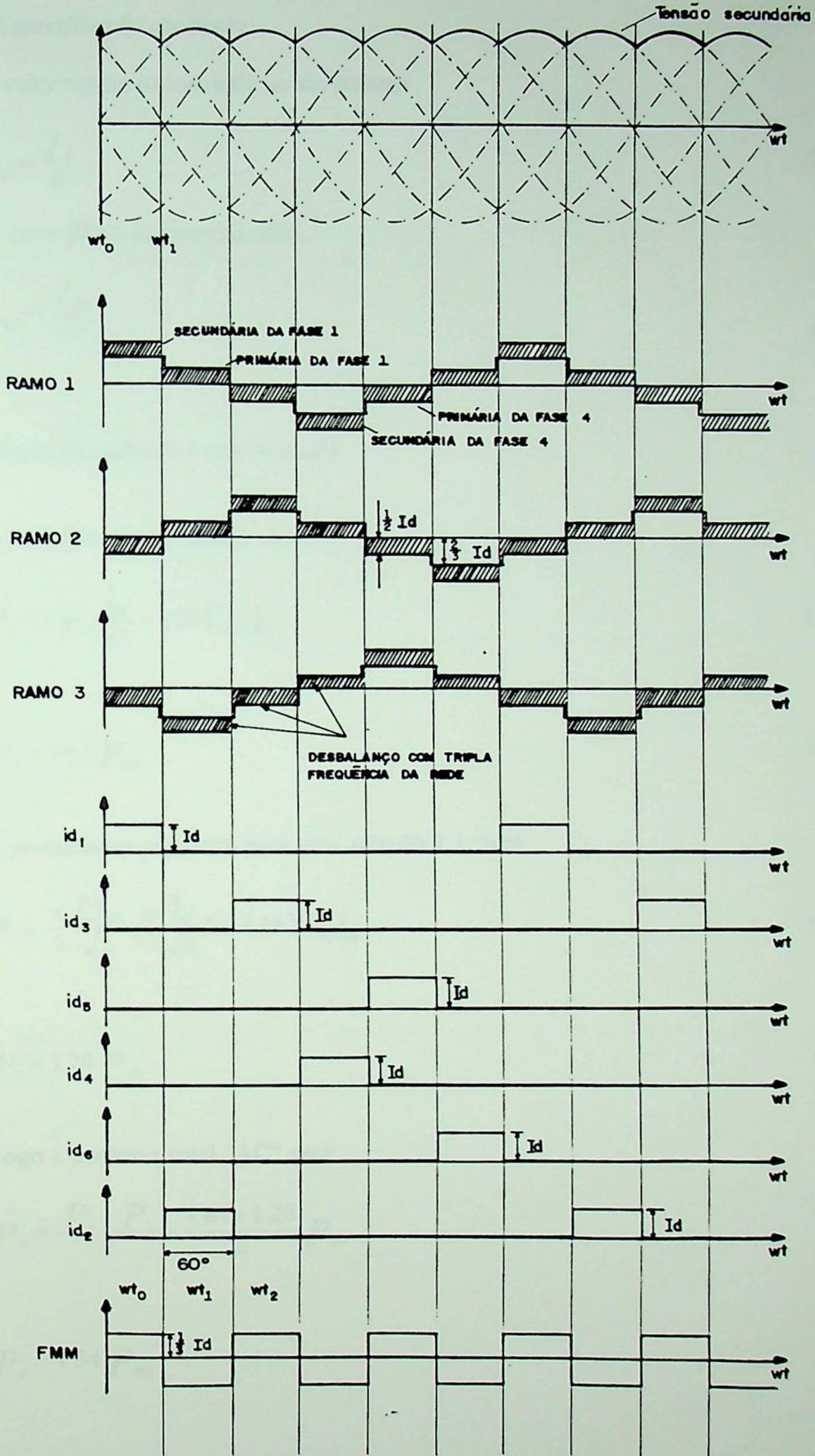


figura 2.5 - formas de onda para o conversor estrela hexafásico

- *Especificação do diodo:*

O valor médio da corrente no diodo será:

$$I_{av} = \frac{I_d}{6} \quad (2.21)$$

O valor RMS da corrente será:

$$I_{rms} = \frac{I_d}{\sqrt{6}} \quad (2.22)$$

- *Especificação do transformador:*

A potência do secundário será:

$$P_2 = 6E_2 \frac{I_d}{\sqrt{6}} = 1.81 U_{d0} I_d \quad (2.23)$$

ou

$$P_2 = 1.81 P_{d0} \quad (2.24)$$

A potência no primário, para uma relação 1:1, será:

$$P_1 = \frac{\pi}{3} \frac{U_{d0}}{\sqrt{2}} \sqrt{2} \frac{I_d}{\sqrt{6}} 3 = 1.28 U_{d0} I_d \quad (2.25)$$

ou

$$P_1 = 1.28 P_{d0} \quad (2.26)$$

Logo a potência total "AC" será:

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1.81 + 1.28}{2} P_{d0} \quad (2.27)$$

ou

$$P_{tr} = 1.54 P_{d0} \quad (2.28)$$

- Balanço das Forças magnetomotrizes e construção das formas de onda para o conversor Estrela / Estrela Hexafásica de seis pulsos

Com o primário conectado em estrela, a distribuição de corrente é feita como mostra a figura 2.5. Nesse tipo de conexão o transformador irá apresentar um novo fenômeno denominado “desbalanço AC”.

Ao considerar-se que cada diodo conduz durante 60° , as amplitudes das correntes serão as representadas também através da figura 2.5.

$$I_A = \frac{2}{3} I_d \quad (2.29)$$

$$I_B - I_C = -\frac{1}{3} I_d \quad (2.30)$$

- Balanço das Forças magnetomotrizes e construção das formas de onda para o conversor Delta / Estrela - Hexafásico de seis pulsos

Se o primário for conectado em triângulo as distribuições de correntes são mostradas na figura 2.6.

Neste caso, para o diodo D1 conduzindo:

$$I_A = \frac{2}{3} I_d \quad (2.31)$$

$$I_B = -\frac{1}{3} I_d \quad (2.32)$$

$$I_C = -\frac{1}{3} I_d \quad (2.33)$$

Quando o diodo D6 conduz as correntes nos enrolamentos primários passam a ser:

$$I_A = \frac{1}{3} I_d \quad (2.34)$$

$$I_B = \frac{1}{3} I_d \quad (2.35)$$

$$I_C = -\frac{2}{3} I_d \quad (2.36)$$

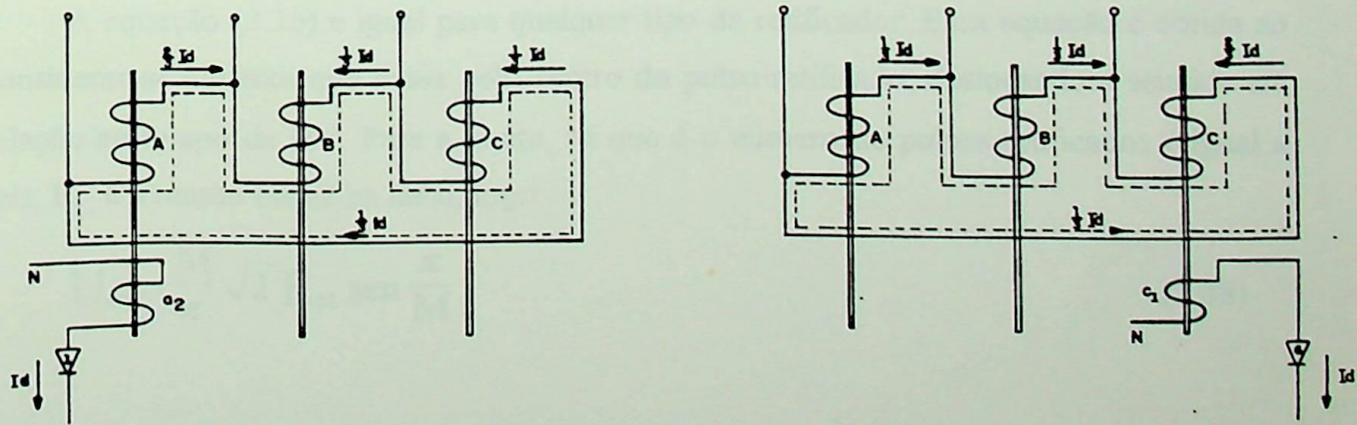
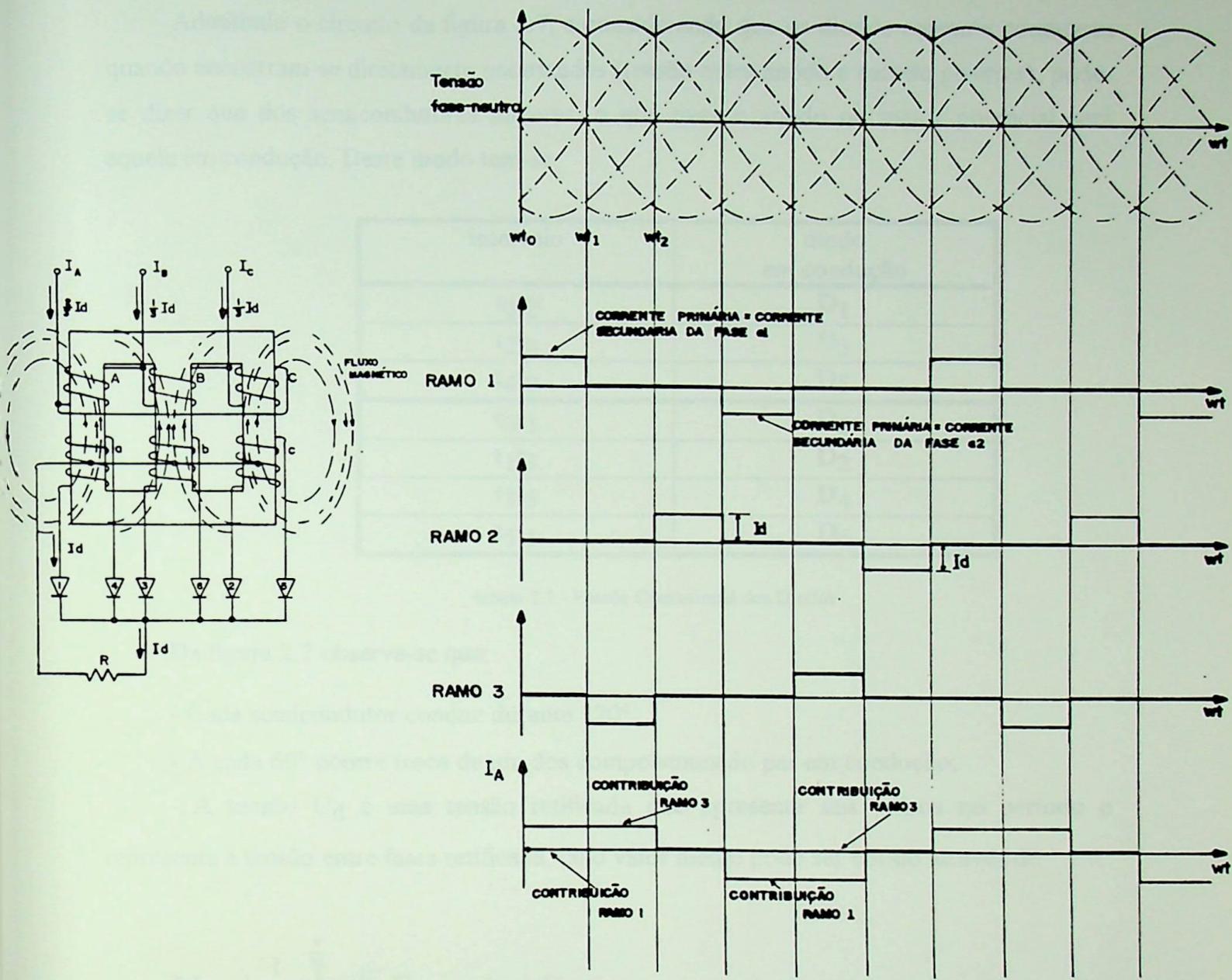


figura 2.6 - Conversor Delta/ Estrela - Hexafásico de 6 pulsos

2.3.3 - Retificador Trifásico Ligado em Ponte com Formação "Graetz"

Admitindo o circuito da figura 2.7, e considerando que os diodos somente conduzem quando encontram-se diretamente polarizados (tensão entre anodo e catodo positiva), pode-se dizer que dos semicondutores ímpares, o que tiver o anodo no maior potencial será aquele em condução. Deste modo tem-se:

intervalo	diodo em condução
t_0t_2	D_1
t_2t_4	D_3
t_4t_0	D_5
t_0t_1	D_6
t_1t_3	D_2
t_3t_5	D_4
t_5t_1	D_6

tabela 2.1 - Estado Operacional dos Diodos

Da figura 2.7 observa-se que:

- Cada semicondutor conduz durante 120° ;
- A cada 60° ocorre troca de um dos componentes do par em condução;
- A tensão U_d é uma tensão retificada que apresenta seis pulsos no período e representa a tensão entre fases retificada, cujo valor médio pode ser obtido através de:

$$U_{d0} = \frac{1}{\frac{2\pi}{M}} \int_{-\frac{\pi}{M}}^{\frac{\pi}{M}} \sqrt{2} E_{2L} \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (2.37)$$

A equação (2.36) é igual para qualquer tipo de retificador. Essa equação é obtida ao considerar-se um eixo que passa pelo centro do pulso retificado, deslocando a senóide em relação ao tempo de 90° . Para a ponte, M que é o número de pulsos retificados é igual a seis, E_L é a tensão eficaz na linha, logo:

$$U_{d0} = \frac{M}{\pi} \sqrt{2} E_{2L} \operatorname{sen} \frac{\pi}{M} \quad (2.38)$$

Essa equação é resultado da (2.37) e é à partir dela que pode-se obter o U_{do} da ponte. Como E_{2L} é igual a $\sqrt{3}$ vezes a tensão da fase:

$$E_{2L} = \sqrt{3} E_2 \quad (2.39)$$

e

$$U_{do} = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} \sqrt{3} E_2 \operatorname{sen} \frac{\pi}{6} \quad (2.40)$$

ou

$$U_{do} = 2.34 E_2 \quad (2.41)$$

A especificação do diodo, considerando-se as formas de onda idealizadas de correntes que terão um tempo de duração de 120° e amplitude I_d . Desse modo o valor médio será:

$$I_{av} = \frac{I_d}{3} \quad (2.42)$$

E o valor RMS será:

$$I_{rms} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} \quad (2.43)$$

Para especificação do transformador tem-se que a corrente no primário será a diferença das correntes refletidas do secundário correspondente. Exemplo: a corrente da fase "a" do primário será a diferença das correntes dos diodos D_1 e D_4 , pois estas correntes fluem na fase "a" do secundário. Desse modo a corrente i_a terá o formato mostrado na figura 2.7. O valor eficaz da corrente i_a será obtido considerando-se relação de transformação 1:1.

$$I_A = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d \quad (2.44)$$

como a relação é 1:1, a corrente eficaz secundária será:

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d \quad (2.45)$$

A potência em VA do transformador será:

$$P_{tr} = 3 E_2 I_2 \quad (2.46)$$

Substituindo os valores de E_2 e I_2 na equação acima:

$$P_{tr} = 3 \frac{U_{d0}}{2.34} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_d \quad (2.47)$$

Logo:

$$P_{tr} = 1.047 U_{d0} I_d = 1.047 P_{d0} \quad (2.48)$$

- Balanço das Forças Magnetomotrizes

Este tipo de conexão também compensa o desbalanço de FMM. A análise da distribuição de corrente pode ser feita como nos itens anteriores.

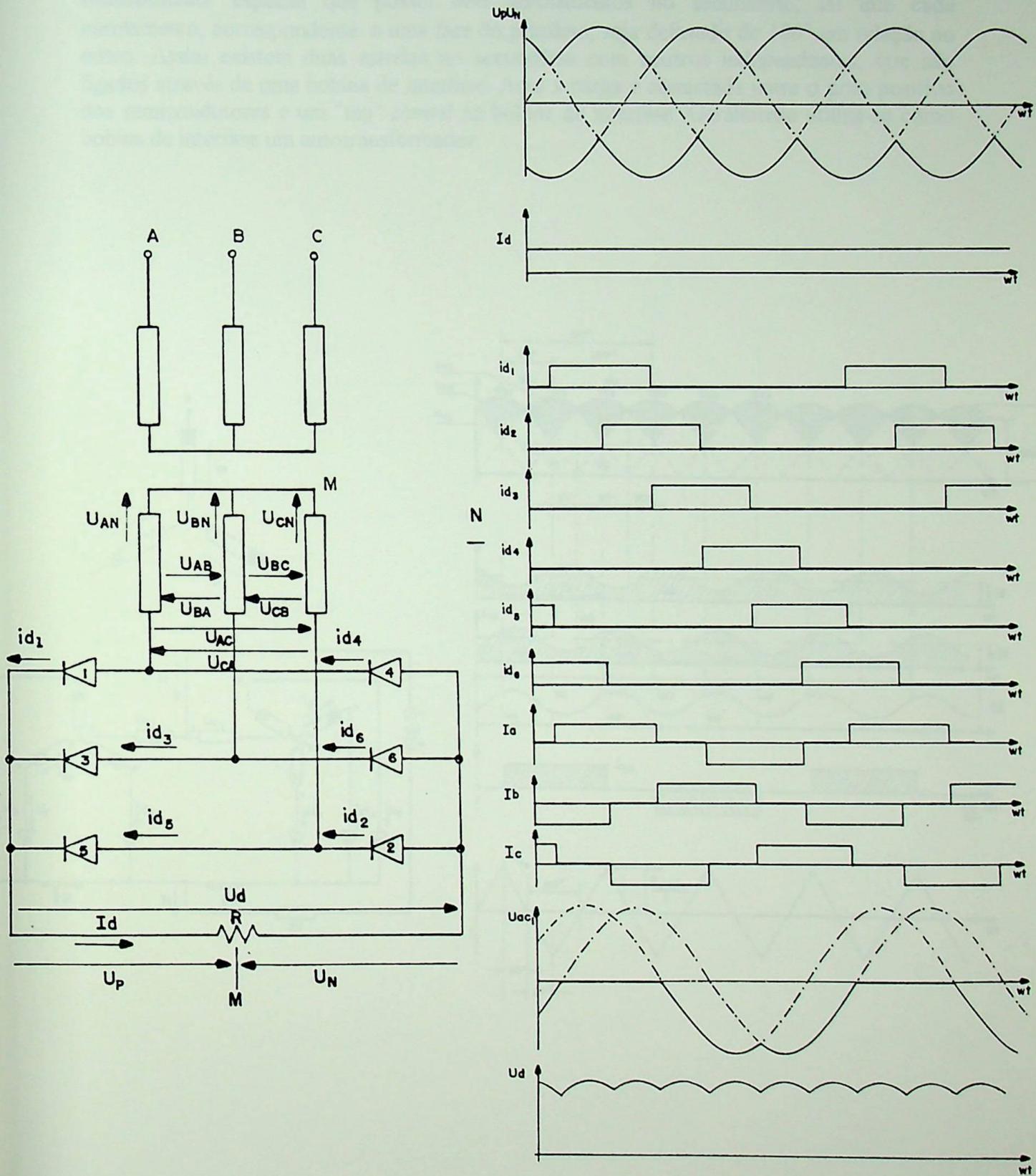


figura 2.7 - Retificador Trifásico Ligado em Ponte com Formação "Graetz"

A influência da reatância do reator de interfase está ilustrada na figura 2.9. Seja por exemplo, o intervalo ab da figura 2.8.b, no qual a tensão e_{2y} é maior que a e_{2a} . Essa d.d.p. entre as tensões dará origem momentaneamente a uma corrente de circulação i (figura 2.9), que produzirá quedas de tensões nas reatâncias de equalização.

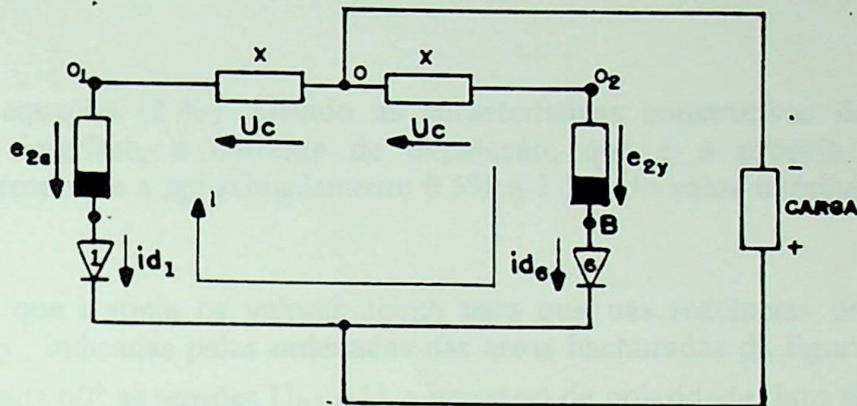


figura 2.9 - Efeito do Reator de Interfase

Essas quedas de tensão são tais que U_{c1} se soma a e_{2a} e U_{c2} se subtrai de e_{2y} , de tal modo que as tensões aplicadas nos anodos dos diodos D1 e D6 serão iguais quando referenciadas ao ponto médio "O"

Matematicamente tem-se que:

$$e_{2y} - e_{2a} = 2xi \quad (2.49)$$

mas:

$$V_A - V_0 = e_{2a} + U_{c1} = e_{2a} + xi \quad (2.50)$$

e

$$V_B' - V_0 = e_{2y} + U_{c2} = e_{2y} - xi \quad (2.51)$$

Se:

$$V_A - V_0 = V_B' - V_0 \quad (2.52)$$

$$e_{2a} + xi = e_{2y} - xi \quad (2.53)$$

ou

$$\frac{e_{2y} - e_{2a}}{2x} = i \quad (2.54)$$

que é a própria equação (2.49). Devido as características construtivas do núcleo do transformador de interfase, a corrente de circulação, que é a própria corrente de magnetização, corresponde a aproximadamente 0.5% a 1.5% do valor nominal da corrente de carga I_d .

É suficiente que i atinja os valores acima para que nas reatâncias originem-se as tensões U_{c1} e U_{c2} , indicadas pelas ordenadas das áreas hachuradas da figura 2.8.b, onde percebe-se que a cada 60° as tensões U_{c1} e U_{c2} invertem de polaridade. Isto significa que a tensão aplicada na reatância $U_c (=U_{01} - U_{02})$ terá seu sentido invertido a cada 60° , conforme mostra a figura 2.8.g.

A curva da tensão retificada é aquela que corresponde a E'_{2max} , com uma pulsação de 60° , ou seja com frequência três vezes maior que a da rede (figura 2.8.b).

A duração das correntes de anôdo é de 120° , com amplitudes iguais a $\frac{I_d}{2}$.

Na curva da corrente retificada I_d (figura 2.8.e) não entrarão as correntes alternadas que possuem defasamentos de 180° de um grupo para outro.

A curva da corrente primária da fase "a" está mostrada na figura 2.8.f. Tal curva é construída de acordo com as correntes i_{2a} e i_{2x} que circulam pelos enrolamentos 0_{1a} a 0_{2x} , colocados no mesmo ramo do núcleo.

- *Tensão retificada a vazio:*

O circuito da figura 2.8.a opera como uma dupla estrela trifásica; logo $M=3$ e E_{2L} é tomada na fase. Dessa forma,

$$U_{d0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{M}}^{\frac{\pi}{M}} \sqrt{2} E_2 \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (2.55)$$

$$U_{d0} = \frac{\sqrt{2} E_2 \operatorname{sen} \frac{\pi}{M}}{\frac{\pi}{M}} = \frac{\sqrt{2} E_2 \operatorname{sen} \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} \quad (2.56)$$

ou

$$U_{d0} = 1.17 E_2 \quad (2.57)$$

- *Especificação do diodo:*

Devido a corrente de circulação, cada um dos diodos das duas estrelas conduzirá uma corrente cuja amplitude será igual a metade de I_d com duração de $120^\circ + \mu$. Logo o valor médio ideal da corrente no diodo será:

$$I_{av} = \frac{I_d}{6} \quad (2.58)$$

O valor RMS da corrente será:

$$I_{rms} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} \quad (2.59)$$

- *Especificação do transformador:*

A corrente primária está mostrada na figura 2.8.f. Para esse formato de onda, a corrente eficaz será dada por:

$$I_A = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{I_d}{2} \quad (2.60)$$

A corrente eficaz no secundário será:

$$I_2 = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} \quad (2.61)]$$

Portanto a potência "AC" do secundário será:

$$P_2 = 2 E_2 3 I_2 = 6 \frac{U_{d0}}{1.17} \frac{I_d}{2\sqrt{3}} = 1.48 U_{d0} I_d \quad (2.62)$$

ou

$$P_2 = 1.48 P_{d0} \quad (2.63)$$

A potência no primário, para uma relação 1:1, será:

$$P_1 = 3 E_1 I_1 = 3 \frac{U_{d0}}{1.17} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{I_d}{2} = 1.047 V_{d0} I_d \quad (2.64)$$

ou

$$P_1 = 1.047 P_{d0} \quad (2.65)$$

Logo a potência total "AC" será:

$$P_{tr} = \frac{P_1 + P_2}{2} = \frac{1.48 + 1.047}{2} P_{d0} \quad (2.66)$$

ou

$$P_{tr} = 1.246 P_{d0} \quad (2.67)$$

2.4 - TOPOLOGIAS "ALTERNATIVAS"

Com a finalidade de melhorar as características operacionais dos sistemas conversores pode-se, basicamente, efetuar mudanças como a troca dos dispositivos semicondutores por outros com concepção construtiva mais moderna os quais são de uma maneira geral mais rápidos ou até mesmo, realizar alterações nas topologias dos circuitos.

Caso a opção feita seja pela substituição de diodos por tiristores ou por GTOs, torna-se possível a operação como inversor, a otimização do fator de potência, a melhoria no fator de deslocamento e a redução do conteúdo harmônico, entre outros.

Além disso, pode-se melhorar ainda mais os itens relacionados anteriormente, através de modificações nas topologias dos circuitos. Algumas modificações são sugeridas em [11]. Na mesma referência os autores apresentam simulações e resultados práticos com tais alterações.

2.4.1 - Conversor Trifásico Utilizando Dois GTOs

Um efeito semelhante ao obtido com a topologia representada através da figura 2.10 é obtido com algumas modificações no circuito, ou seja:

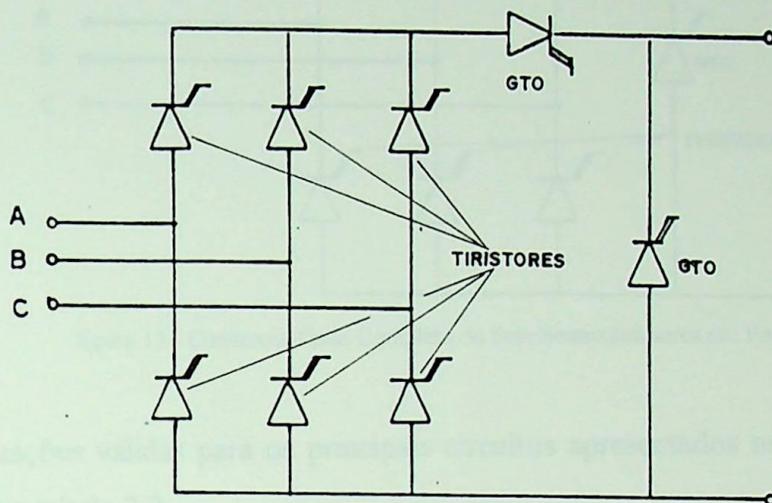


figura 2.10 - Conversor Trifásico Utilizando Dois GTOs

2.4.2 - Conversor Onda Completa de Oito Semicondutores em Ponte

A forma de onda de tensão obtida com esse tipo de conversor é resultado da soma das tensões de dois conversores de meia-onda. O esquema de ligações é representado na figura 2.11:

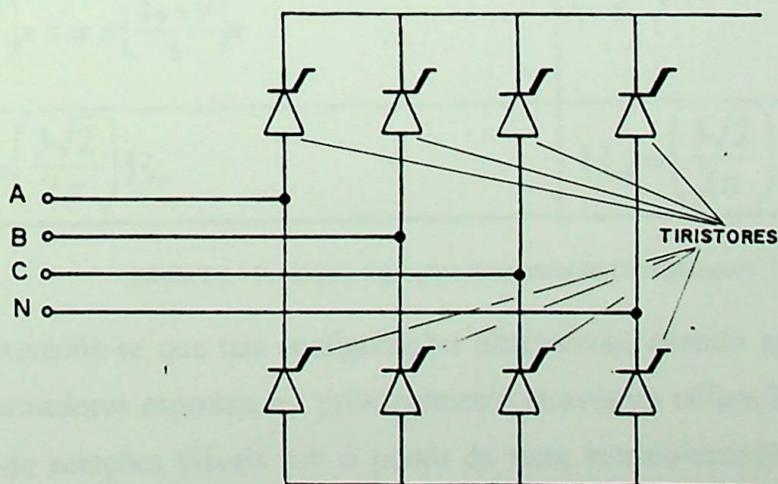


figura 2.11 - Conversor Onda Completa de Oito Semicondutores em Ponte

2.4.3 - Conversor de Onda Completa com Sete Semicondutores em Ponte

Uma derivação da ponte de "Graetz" é mostrada na figura 2.12:

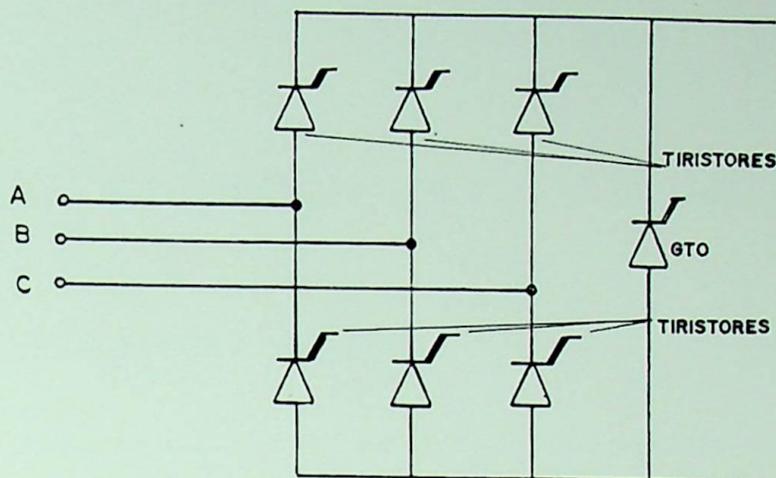


figura 12 - Conversor Onda Completa de Sete Semicondutores em Ponte

As equações válidas para os principais circuitos apresentados nesta seção são todas sintetizadas na tabela 2.2:

Conversor Onda Completa de Oito Semicondutores em Ponte	Conversor Onda Completa de Sete Semicondutores em Ponte
$U_d = \frac{2}{\sqrt{3}} U_{d0} \operatorname{sen} \left[(1-x) \frac{\pi}{3} \right] \cos \left(\alpha - \frac{x\pi}{3} \right)$ <p>com</p> $\left(\frac{2x+3}{6} \right) \pi \leq \alpha \leq \left(\frac{2x+9}{6} \right) \pi$	$U_d = 2 U_{d0} \operatorname{sen} \left[(1-x) \frac{\pi}{6} \right] \cos \left(\alpha - \frac{x\pi}{6} \right)$ <p>com</p> $\left(\frac{x+3}{6} \right) \pi \leq \alpha \leq \left(\frac{x+9}{6} \right) \pi$
$U_{d0} = \left(\frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \right) E_2$	$U_{d0} = \left(\frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \right) E_2$

tabela 2.2 - Principais Equações Referentes às Configurações "Alternativas"

Acredita-se que tais configurações alternativas, quando aplicadas em conjunto com transformadores especiais e, principalmente através da utilização do "ADZ" [1], possam tornar-se soluções viáveis sob o ponto de vista técnico-econômico tanto industrialmente quanto para aplicações em sistemas de transmissão de energia elétrica em corrente contínua.

CAPÍTULO 3

SISTEMAS MULTICONVERSORES

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para os sistemas multiconversores, em geral, não há necessidade da alteração dos níveis de tensão nos barramentos, mas somente a alteração dos ângulos de fase das tensões de alimentação. Para tanto é comum utilizar-se transformadores especiais capazes de promover esta função. Os transformadores que atendem a este requisito são chamados "especiais" pela sua capacidade de promover defasagens não-características e pelas conexões diferentes daquelas normalmente utilizadas para serviços normais. Nesse capítulo serão analisados sistemas conversores de 24 pulsos que utilizam transformadores especiais conectados como estrela/delta estendido e delta/zigue-zague.

3.2.1 - Transformador Delta Estendido

Em [12], Carlsson afirmava que a configuração delta estendido, denominada de agora em diante por D-E, poderia substituir com certas vantagens as conexões mais tradicionais.

A conexão delta estendido possibilita defasagens não convencionais, o que a torna aplicável a sistemas multiconversores. A título de exemplo, a defasagem 15° será calculada e para obter-se a defasagem -15° , uma simples inversão da seqüência de fases e uma alteração na seqüência de disparo dos semicondutores deve ser efetuada.

A figura 3.1 ilustra o esquema de ligações de um conversor básico de 6 pulsos utilizando transformadores Y / D-E, indicando as correntes nos diversos ramos.

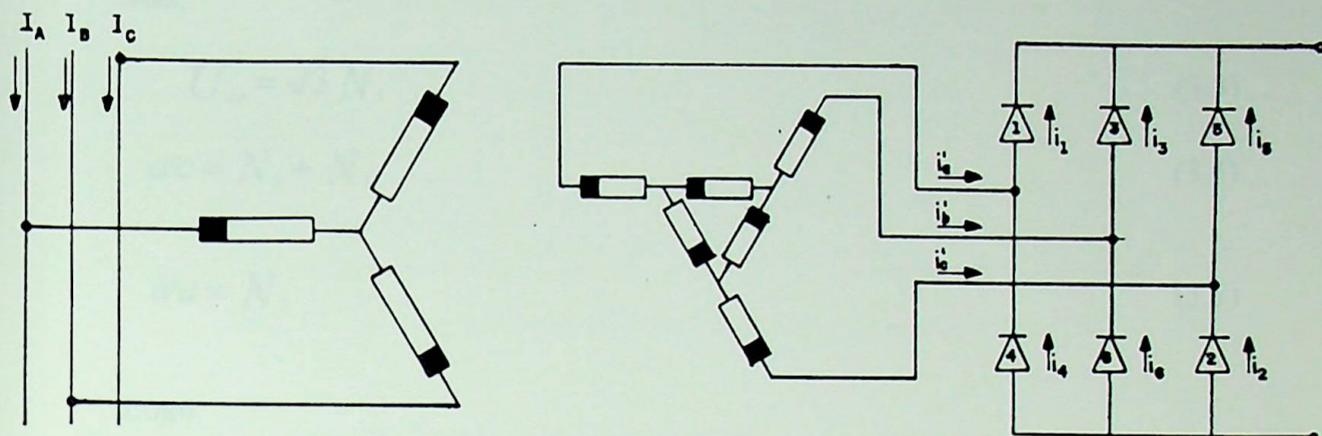


figura 3.1 - Conversor de 6 Pulsos com Utilização de Transformadores Y/D-E

O cálculo da relação do número de espiras para uma defasagem de 15° , é efetuado tomando por base a figura 3.2:

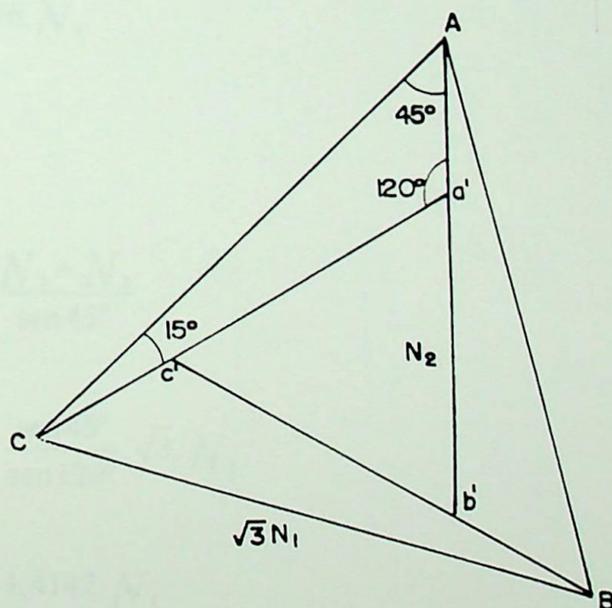


figura 3.2 - Diagrama Fasorial do Secundário do Transformador Delta Estendido

Para relação de transformação 1:1, deve-se ter, em pu:

$$\bar{U}_{ca} = \sqrt{3} N_1 \quad (3.1)$$

Aplicando a lei dos senos no triângulo $a'ca$, tem-se:

$$\frac{\overline{U}_{ca}}{\text{sen}120^\circ} = \frac{a'c}{\text{sen}45^\circ} = \frac{a'a}{\text{sen}15^\circ} \quad (3.2)$$

Mas,

$$U_{ca} = \sqrt{3} N_1 \quad (3.3)$$

$$a'c = N_2 + N_3 \quad (3.4)$$

$$a'a = N_3 \quad (3.5)$$

Logo:

$$\frac{\sqrt{3} N_1}{\text{sen}120^\circ} = \frac{N_3}{\text{sen}15^\circ} \quad (3.6)$$

$$N_3 = \frac{\text{sen}15^\circ}{\text{sen}120^\circ} \cdot \sqrt{3} N_1 \quad (3.7)$$

$$N_3 = 0,5176 \cdot N_1 \quad (3.8)$$

Também,

$$\frac{\sqrt{3} N_1}{\text{sen}120^\circ} = \frac{N_2 + N_3}{\text{sen}45^\circ} \quad (3.9)$$

$$N_2 + N_3 = \frac{\text{sen}45^\circ}{\text{sen}120^\circ} \cdot \sqrt{3} \cdot N_1 \quad (3.10)$$

$$N_2 + N_3 = 1,4142 \cdot N_1 \quad (3.11)$$

$$N_2 = 0,8966 \cdot N_1 \quad (3.12)$$

Da mesma forma, pode-se calcular as relações do número de espiras para outros defasamentos e construir a tabela 3.1 abaixo:

Defasamento desejado	K1	K2	K3
3.50°	N1	1.545670 N1	0.12209 N1
7.50°	N1	1.325657 N1	0.26105 N1
11.0°	N1	1.122780 N1	0.381618 N1
15.0°	N1	0.896600 N1	0.517600 N1
18.5°	N1	0.690631 N1	0.634609 N1
22.5°	N1	0.452152 N1	0.765370 N1
26.0°	N1	0.241644 N1	0.876742 N1

Tabela 3.1- Relações do Número de Espiras com os respectivos defasamentos obtidos

3.2.2 - Balanço das Forças Magnetomotrizes

Efetando o balanço das forças magnetomotrizes para a primeira coluna do núcleo do transformador da figura 3.3,

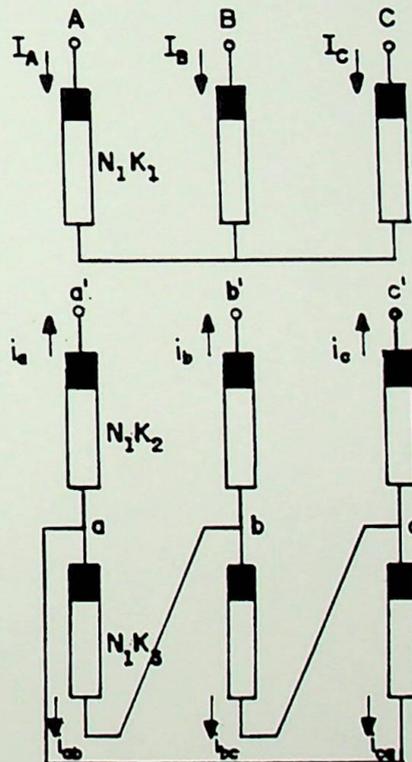


figura 3.3 - Representação do Transformador

tem-se:

$$N_1 I_A - N_2 i_a + N_3 i_{ab} = 0 \quad (3.13)$$

$$N_1 I_A = N_2 i_a - N_3 i_{ab} \quad (3.14)$$

Para o delta:

$$i_a + i_{ab} - i_{ca} = 0 \quad (3.15)$$

$$i_b + i_{bc} - i_{ab} = 0 \quad (3.16)$$

$$i_c + i_{ca} - i_{bc} = 0 \quad (3.17)$$

Então:

$$i_a = -i_{ab} + i_{ca} \quad (3.18)$$

$$i_b = -i_{bc} + i_{ab} \quad (3.19)$$

$$i_c = -i_{ca} + i_{bc} \quad (3.20)$$

Sabe-se que:

$$i_{ab} + i_{bc} + i_{ca} = 0 \quad (3.21)$$

Então:

$$i_{ab} = -i_{bc} - i_{ca} \quad (3.22)$$

Mas:

$$i_{ab} = i_b + i_{bc} \quad (3.23)$$

Somando:

$$2i_{ab} = -i_{bc} - i_{ca} + i_b + i_{bc} \quad (3.24)$$

$$2i_{ab} = -i_b - i_{ca} \quad (3.25)$$

e sendo

$$i_{ca} = i_a + i_{ab} \quad (3.26)$$

vem:

$$2i_{ab} = i_b - i_a - i_{ab} \quad (3.27)$$

$$3i_{ab} = i_b - i_a \quad (3.28)$$

$$i_{abB} = \frac{i_b - i_a}{3} \quad (3.29)$$

Então para a coluna 1:

$$N_1 I_a = N_2 i_a - N_3 \left(\frac{i_b - i_a}{3} \right) \quad (3.30)$$

De posse dessas equações e com auxílio da figura 4, onde está representado um sistema de 24 pulsos com a utilização de quatro transformadores Y/DE, efetuou-se o balanço das forças magnetomotrizes:

A corrente na fase "A" do sistema é:

$$I_A = i_{ay1} + i_{ay2} + i_{ay3} + i_{ay4} \quad (3.31)$$

Com a equação (3.30) e com os valores de "K" da tabela 3, para obtenção das defasagens $22.5^\circ, 7.5^\circ, -22.5^\circ$ e -7.5° , e tendo em vista a figura 3.4 :

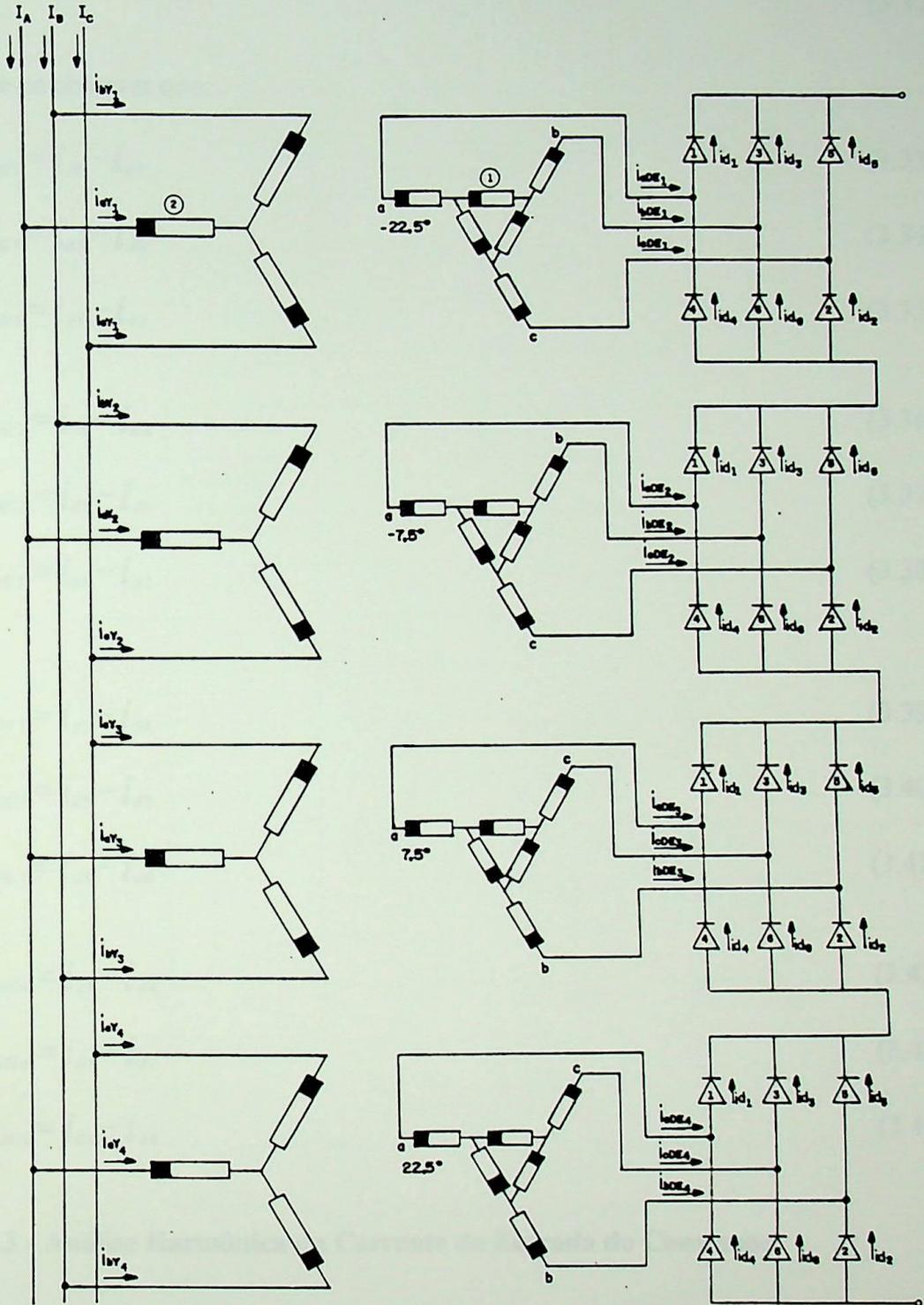


figura 3.4 - Balanço das FMM's no sistema Y / D-E de 24 pulsos

$$K_1 I_a = \left[K_2 i_{aDE1} - K_3 \left(\frac{i_{bDE1} - i_{cDE1}}{3} \right) \right] + \left[K_4 i_{aDE2} - K_5 \left(\frac{i_{bDE2} - i_{cDE2}}{3} \right) \right] + \left[K_6 i_{aDE3} - K_7 \left(\frac{i_{bDE3} - i_{cDE3}}{3} \right) \right] + \left[K_8 i_{aDE4} - K_9 \left(\frac{i_{bDE4} - i_{cDE4}}{3} \right) \right] \quad (3.32)$$

Deve-se observar que:

$$i_{aDE1} = i_{d1} - i_{d4} \quad (3.33)$$

$$i_{bDE1} = i_{d3} - i_{d6} \quad (3.34)$$

$$i_{cDE1} = i_{d5} - i_{d2} \quad (3.35)$$

e

$$i_{aDE2} = i_{d1} - i_{d4} \quad (3.36)$$

$$i_{bDE2} = i_{d3} - i_{d6} \quad (3.37)$$

$$i_{cDE2} = i_{d5} - i_{d2} \quad (3.38)$$

ainda:

$$i_{aDE3} = i_{d1} - i_{d4} \quad (3.39)$$

$$i_{bDE3} = i_{d5} - i_{d2} \quad (3.40)$$

$$i_{cDE3} = i_{d3} - i_{d6} \quad (3.41)$$

e

$$i_{aDE4} = i_{d1} - i_{d4} \quad (3.42)$$

$$i_{bDE4} = i_{d5} - i_{d2} \quad (3.43)$$

$$i_{cDE4} = i_{d3} - i_{d6} \quad (3.44)$$

3.2.3 - Análise Harmônica da Corrente de Entrada do Conversor

O programa de simulação desenvolvido permite a obtenção da corrente de entrada e com uma amostragem desse sinal (total de 2048 amostras) inserida em outro programa, também em linguagem Pascal, de Transformada Rápida de Fourier, tornou-se possível a verificação dos harmônicos presentes.

A tabela 3.2 sintetiza os valores encontrados:

A tabela 3.2 sintetiza os valores encontrados:

ordem do harmônico	$\frac{I_h}{I_1}$ (%)	ordem do harmônico	$\frac{I_h}{I_1}$ (%)	ordem do harmônico	$\frac{I_h}{I_1}$ (%)
1	100	21	0.0281	41	0.0781
2	0.0103	22	0.0103	42	0.0692
3	0.0283	23	0.9427	43	0.0348
4	0.0121	24	0.0082	44	0.0619
5	0.0250	25	0	45	0
6	0.0660	26	0	46	0.1458
7	0.0360	27	0	47	0.3148
8	0.0082	28	0	48	0.2068
9	0.0376	29	0	49	0.0171
10	0.0082	30	0.0328	50	0.3501
11	0.0400	31	0.0314	51	0.3148
12	0.0121	32	0.0351	52	0.3905
13	0.0321	33	0.0167	53	0
14	0.0103	34	0.0426	54	0
15	0.0372	35	0.0314	55	0
16	0.0082	36	0.0867	56	0
17	0.0252	37	0	57	0
18	0.0103	38	0.0799	58	0
19	0.0613	39	0.0314	59	0
20	0.0121	40	0.0367	60	0

tabela 3.2 - Harmônicos Encontrados no Conversor Y/D-E

Através do programa desenvolvido, obtém-se as formas de onda mostradas nas figuras 3.5 e 3.6:

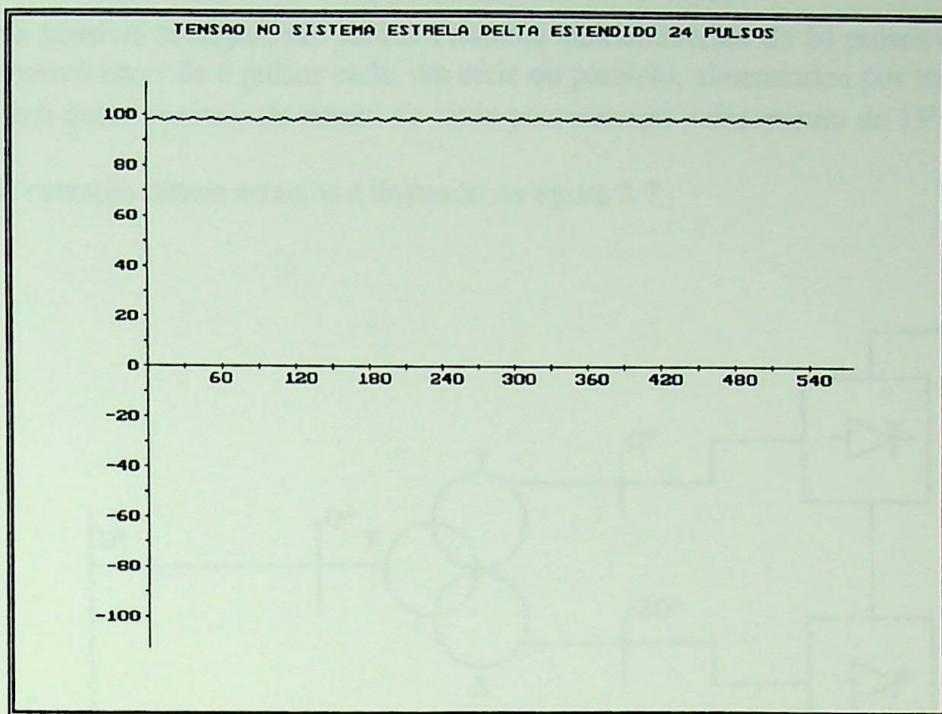


figura 3.5 - Forma de Onda da Tensão na Carga

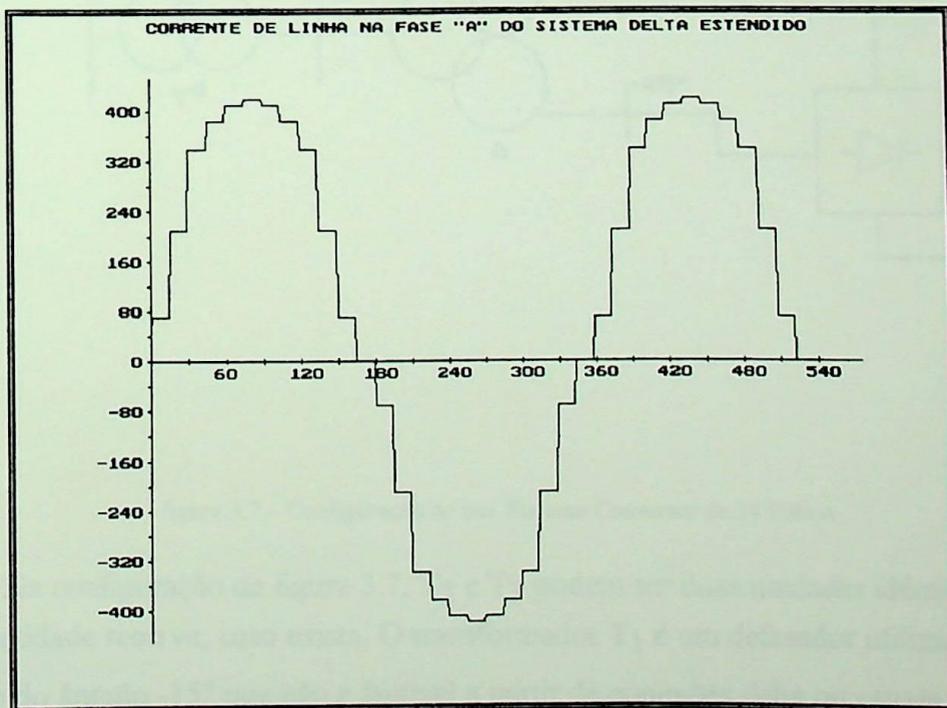


figura 3.6 - Forma de Onda da Corrente de Linha

3.3 - SISTEMA DE 24 PULSOS UTILIZANDO TRANSFORMADOR DELTA / ZIGUE-ZAGUE

Uma possível configuração para um sistema multiconversor de 24 pulsos é a associação de 4 conversores de 6 pulsos cada, em série ou paralelo, alimentados por transformadores nos quais os sinais de tensão de saída possam um defasamento de 15° [7, 15].

Um exemplo destes arranjos é ilustrado na figura 3.7

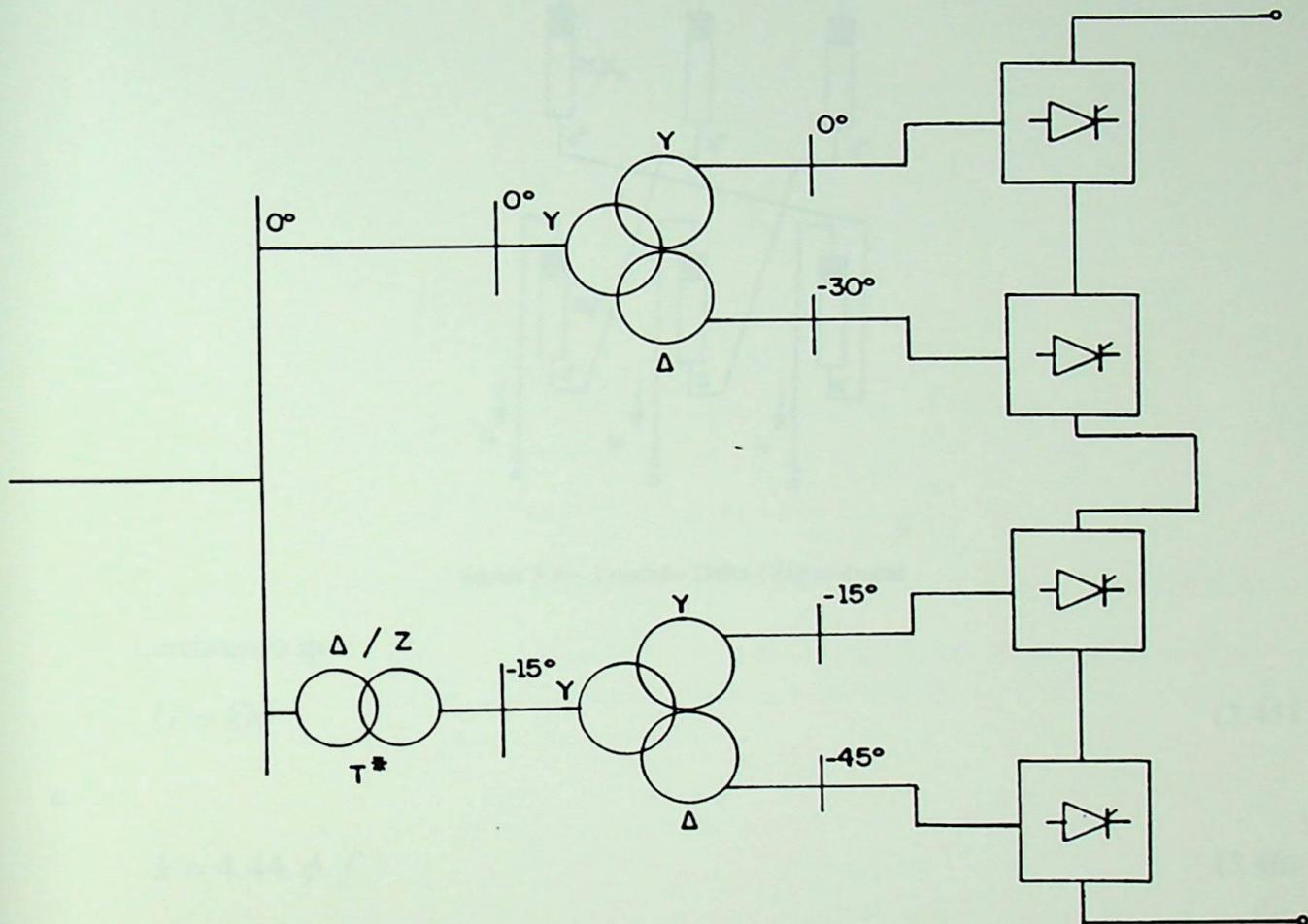


figura 3.7 - Configuração de um Sistema Conversor de 24 Pulsos

Na configuração da figura 3.7, T_2 e T_3 podem ser duas unidades idênticas, bem como a unidade reserva, caso exista. O transformador T_1 é um defasador utilizado para obtenção do ângulo -15° que não é factível a partir de conexões delta ou estrela convencionais. Para tanto é comum utilizar-se um transformador especial conectado como delta/zigue-zague onde as relações do número de espiras são calculadas com base na figura 3.8.

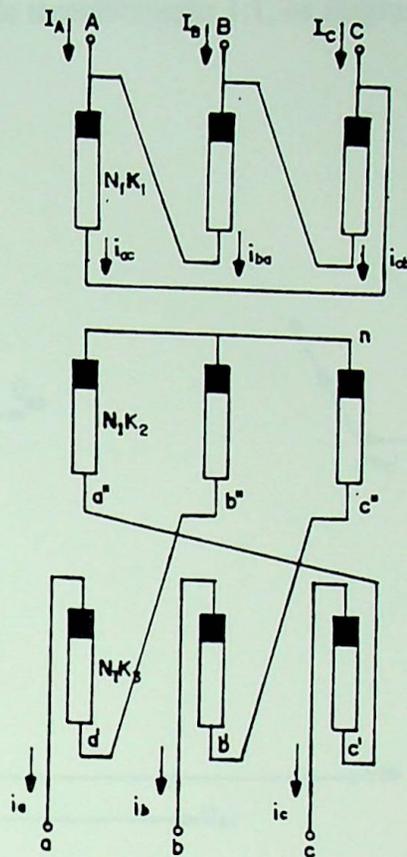


figura 3.8 - Conexão Delta / Zigue-Zague

Lembrando que:

$$U = kN \quad (3.45)$$

e

$$k = 4,44 \cdot \phi \cdot f \quad (3.46)$$

onde:

k - Fator multiplicador da tensão;

ϕ - Fluxo Magnético;

f - Frequência do sinal aplicado

Considerando:

$$N2 = N3 = \frac{1}{3} N1 \quad (3.47)$$

Para obter uma relação de transformação 1:1, os diagramas fasoriais de tensão são:

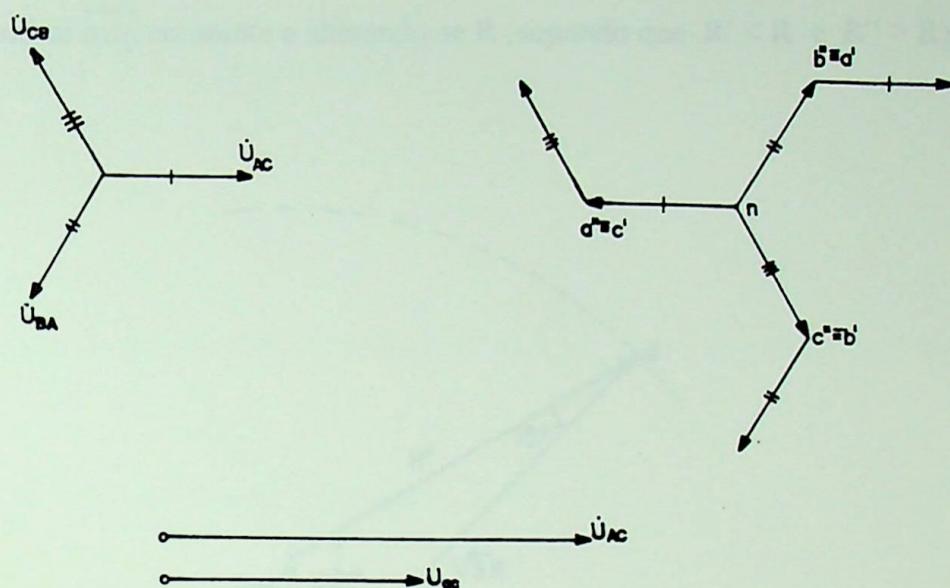


figura 3.9 - Diagramas Fasoriais

Verifica-se, portanto, que o defasamento entre o sinal de entrada e o de saída é nulo.

O que se deseja agora é que, mantida a relação de transformação, haja um defasamento entre os sinais U_{AC} e U_{ac} . Utilizando relações matemáticas, a partir da figura 3.10 para determinar os "taps" necessários, vem:

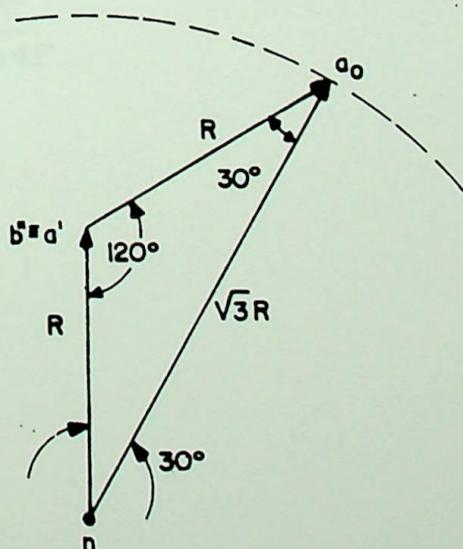


figura 3.10 - Diagrama de Fasores para Uma das Fases do Delta / Zigue-Zague

$$\overline{a'n} = R \quad (3.48)$$

$$\overline{a'a_0} = R \quad (3.49)$$

$$\overline{na_0} = \sqrt{3}R \quad (3.50)$$

Mantendo-se $\overline{na_0}$ constante e alterando-se R (supondo que $R' < R$ e $R'' > R$), tem-se:

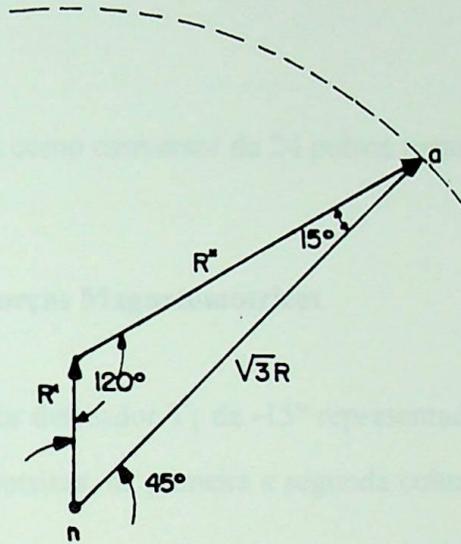


figura 3.11 - Diagrama de Fasores Após Alteração dos Valores de R

Aplicando a Lei dos Senos no triângulo $n a_1 a$:

$$\frac{R'}{\text{sen } 15^\circ} = \frac{\sqrt{3}R}{\text{sen } 120^\circ} = \frac{R''}{\text{sen } 45^\circ} \quad (3.51)$$

Logo:

$$R' = \text{sen } 15^\circ \frac{\sqrt{3}R}{\text{sen } 120^\circ} \quad (3.53)$$

$$R' = 0,5176R \quad (3.54)$$

e

$$R'' = \text{sen } 45^\circ \frac{\sqrt{3}R}{\text{sen } 120^\circ} \quad (3.55)$$

$$R'' = 1,4142R \quad (3.56)$$

Portanto, para

$$R' = \frac{0,5177}{3} \cdot R \quad (3.57)$$

e

$$R'' = \frac{1,4143}{3} \cdot R \quad (3.58)$$

Tem-se que a tensão de saída agora é:

$$\bar{U}_s = 1e^{-j15} \text{ pu} \quad (3.59)$$

A operação do sistema como conversor de 24 pulsos torna-se portanto, possível.

3.3.1 - Balanço das Forças Magnetomotrizes

Para o transformador defasador T_1 de -15° representado através da figura 3.7, o balanço de forças magnetomotrizes, na primeira e segunda coluna do núcleo resulta em:

$$i_{ac} - 0,4714 \cdot i_a + 0,1726 \cdot i_c = 0 \quad (3.60)$$

$$i_{ba} - 0,4714 \cdot i_b + 0,1726 \cdot i_a = 0 \quad (3.61)$$

Invertendo-se o sinal de i_{ba} , vem:

$$-i_{ba} + 0,4714 \cdot i_b - 0,1726 \cdot i_a = 0 \quad (3.62)$$

Somando-se as duas equações vem:

$$i_{ac} - i_{ba} - 0,6440 \cdot i_a + 0,4717 \cdot i_b + 0,1726 \cdot i_c = 0 \quad (3.63)$$

Das figuras 7 e 8 tem-se:

$$i_{ac} - i_{ba} = i_{adef} \quad (3.64)$$

Logo, substituindo-se (3.64) em (3.63) vem:

$$i_{a\text{def}} = 0,6440 \cdot i_a - 0,4717 \cdot i_b - 0,1726 \cdot i_c = 0 \quad (3.65)$$

Ainda da figura 3.8 tem-se:

$$i_a = i_{a\text{def}} + i_{a\text{conv1}} \quad (3.66)$$

De posse dessas equações e através das simulações apresentadas em [7] e reproduzidas aqui através da figura 3.12, conclui-se que os resultados são bastante similares àqueles apresentados no início deste capítulo além de serem semelhantes também aos que serão apresentados nos capítulos 5 e 6 deste trabalho:

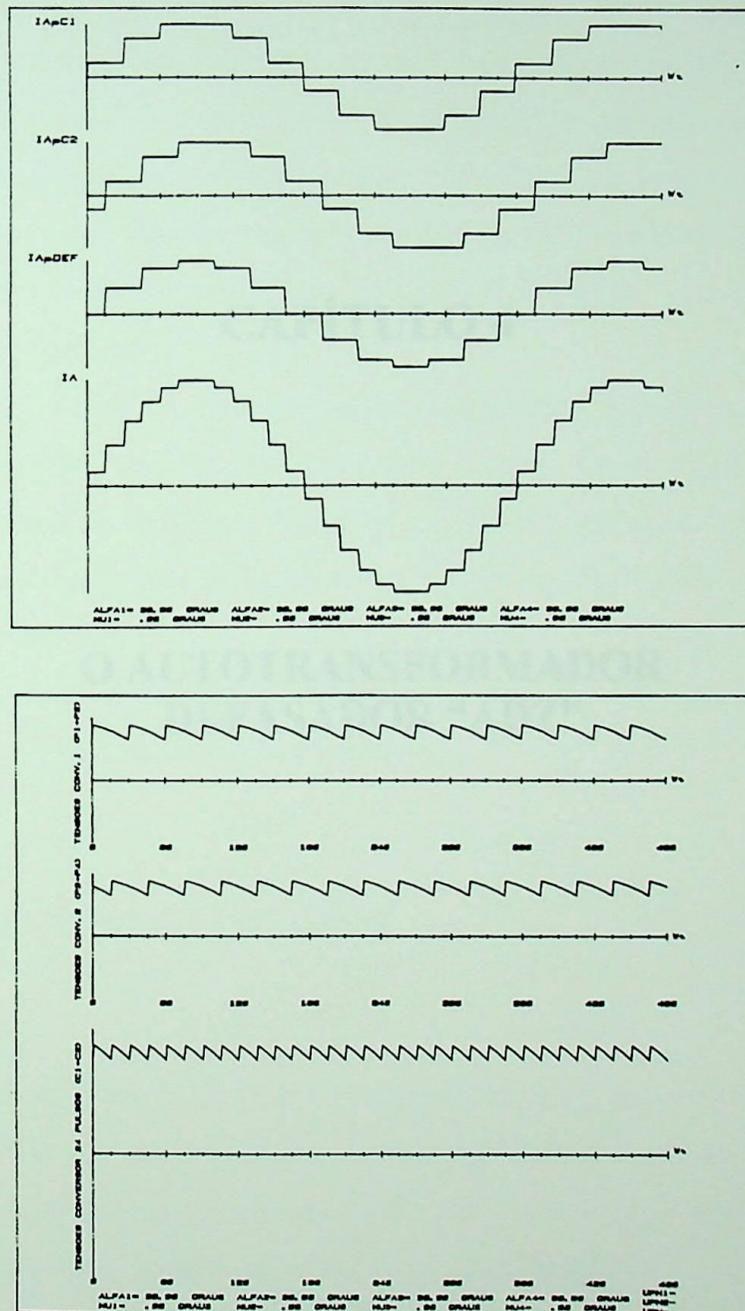


figura 3.12 - Formas de Onda de Tensões e Correntes para $\alpha=30^\circ$ [7]



EFEI

CAPÍTULO 4

O AUTOTRANSFORMADOR ADZ

4.1 - CONSIDERAÇÕES GERAIS

CAPÍTULO 4

O AUTOTRANSFORMADOR DEFASADOR “ADZ”

4.2 - AUTOTRANSFORMADORES

CAPÍTULO 4

O AUTOTRANSFORMADOR ADZ

4.1- CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Mostra-se neste capítulo que para um autotransformador de pequenas relações de transformação, as perdas de potência, queda de tensão e corrente de excitação serão menores quando comparadas com um transformador convencional. Além disso, deve-se também considerar que em termos de rendimento e de regulação, os resultados apresentados pelo autotransformador são mais satisfatórios que aqueles obtidos com o transformador convencional.

Ocorre então, a idéia da utilização de um equipamento que seja capaz de deslocar o fasor de tensão, possibilitando ou não a alteração do valor de seu módulo, o que vem de encontro à necessidade existente nos sistemas multiconversores de defasagens não características e, em geral, sem variações no módulo de tensão. O ADZ reúne, sem dúvida, todas essas características.

Dessa forma ficará evidenciada a viabilidade técnico-econômica da aplicação direta ou indireta do ADZ aos sistemas multiconversores.

4.2 - AUTOTRANSFORMADORES

O transformador que possui uma parte comum entre os enrolamentos primário e secundário ligados em série é chamado autotransformador. Estes, em relação aos transformadores convencionais, caracterizam-se pelas vantagens já mencionadas, as quais ficam mais evidenciadas quando a relação de transformação é inferior a 2, fato este comprovado em [1, 31].

Nos transformadores convencionais, a transferência de potência do circuito primário para o secundário ocorre totalmente por indução eletromagnética, porém no autotransformador, parte da potência é transferida diretamente, ou seja, eletricamente. Logo, a não isolamento entre os enrolamentos primário e secundário, além do valor mais elevado da corrente de curto-circuito, restringe a utilização dos autotransformadores e constitui-se dessa forma, em uma de suas principais desvantagens, principalmente para alimentação direta de conversores estáticos.

4.2.1 - Princípio de Funcionamento

Uma comparação entre o autotransformador e o transformador convencional torna possível a identificação de diferenças básicas que podem pesar na opção pela utilização de um ou outro tipo de equipamento. Dessa forma, é interessante destacar alguns aspectos mais significativos os quais serão apresentados a seguir e fundamentados nas figuras 4.1 e 4.2.

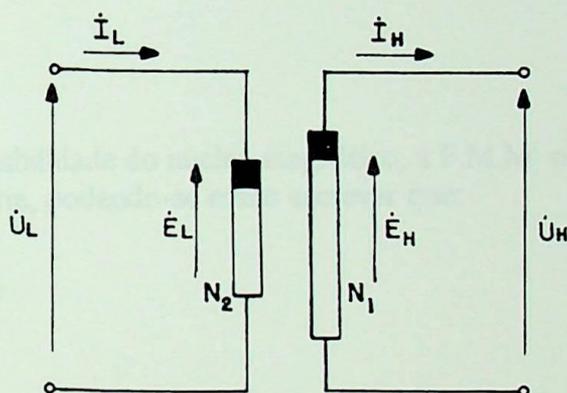


figura 4.1 - Representação Esquemática do Transformador Convencional

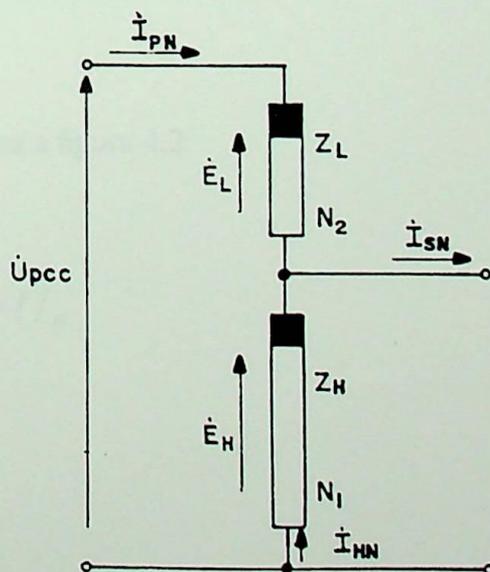


figura 4.2 - Representação Esquemática do Autotransformador

Tem-se através de relações básicas da teoria de transformadores, e utilizando a figura 4.1:

$$E_H = \frac{N_1}{N_2} E_L \quad (4.1)$$

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{E_H}{E_L} = a \quad (4.2)$$

Desprezando-se as quedas de tensão:

$$U_H = E_H \quad (4.3)$$

$$E_L = U_L \quad (4)$$

Então:

$$\frac{U_H}{U_L} = \frac{E_H}{E_L} = a \quad (4.5)$$

Devido a alta permeabilidade do núcleo magnético, a F.M.M. primária será totalmente compensada pela secundária, podendo-se então escrever que:

$$N_2 \cdot I_L = N_1 \cdot I_H \quad (4.6)$$

Então:

$$\frac{I_L}{I_H} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (4.7)$$

Partindo-se agora para a figura 4.2:

$$I_P = I_L \quad (4.8)$$

$$U_S = E_H \therefore U_S = U_H \quad (4.9)$$

$$U_P = E_L + E_H \quad (4.10)$$

$$I_S = I_L + I_H \quad (4.11)$$

Através de (4.10):

$$\frac{U_P}{U_L} = \frac{E_L + E_H}{U_L} = \frac{E_L + E_H}{E_L} = 1 + \frac{E_H}{E_L} \quad (4.12)$$

Portanto:

$$\frac{U_P}{U_L} = 1 + \frac{E_H}{E_L} \quad (4.13)$$

como $\frac{E_H}{E_L} = a$ e $\frac{U_P}{U_L} = 1 + a$, (4.14)

$$U_P = 1 + a \quad (4.15)$$

Ainda, através de (4.9), (4.10) e (4.2):

$$\frac{U_P}{U_S} = \frac{E_L + E_H}{E_H} = \frac{1 + \frac{E_H}{E_L}}{\frac{E_H}{E_L}} = \frac{1 + a}{a} \quad (4.16)$$

Então:

$$U_P = \left(\frac{a+1}{a} \right) U_S \quad (4.17)$$

As potências para o autotransformador e para o transformador convencional em função das grandezas de entrada são:

$$S_T = U_L \cdot I_L \quad (4.18)$$

$$S_A = U_P \cdot I_P \quad (4.19)$$

Por substituição, através de (4.8) e (4.15):

$$S_A = (a+1) \cdot U_L \cdot I_L \quad (4.20)$$

$$S_A = (a+1) \cdot S_T \quad (4.21)$$

4.2.2 - Comparações Técnicas

- Potências

A partir da equação (4.21), conclui-se que quanto maior o valor de a , maior será a potência do autotransformador em comparação com o transformador que lhe deu origem.

Isso pode ser melhor visualizado através de uma curva de relação de potências em função da relação de transformação:

Seja:

$$(a + 1) = k \quad (4.22)$$

Em (4.21), resulta:

$$S_A = k \cdot S_T \quad (4.23)$$

onde:

k = relação entre as potências do autotransformador e do transformador a ser convertido

S_a = potência do autotransformador

S_T = potência do transformador a ser convertido

a = relação de transformação do transformador a ser convertido

De (4.22) tem-se ainda:

$$\frac{a+1}{a} = \frac{k}{k-1} \quad (4.24)$$

fazendo-se

$$\alpha = \frac{a+1}{a} = \frac{k}{k-1} \quad (4.25)$$

Em (4.17) resulta:

$$U_p = \alpha U_s \quad (4.26)$$

onde:

α = relação de transformação do autotransformador

Atribuindo-se valores compatíveis a α , obtém-se valores respectivos de k , como mostrado na tabela 1 e na figura 4.3.

α	1.11	1.20	1.25	1.50	1.80	2.00	3.00	5.00	6.00	10.0
k	10.0	6.0	5.00	3.00	2.25	2.00	1.50	1.25	1.20	1.11

tabela 4.1 - S_a/S_t em função de U_p/U_s

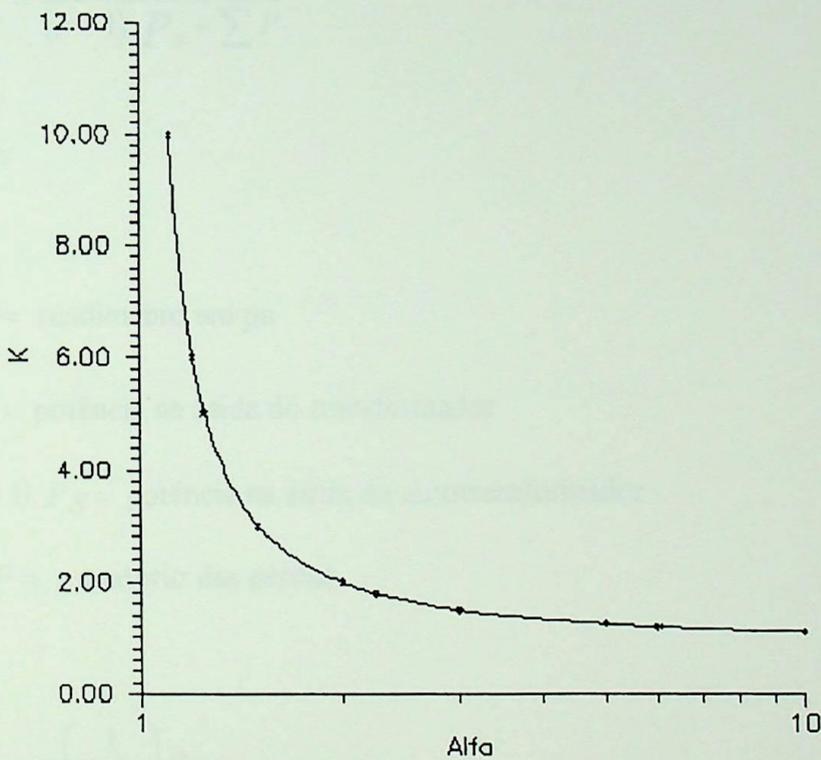


figura 4.3 - Relação de Potências por Relação de Tensões

A curva da figura 4.3 mostra claramente que, quanto menor a relação de transformação do autotransformador (α), maior será sua potência comparativamente àquela do transformador (k).

À partir de uma análise similar a que foi feita para a obtenção das equações (4.15) e (4.21), pode-se concluir que as considerações comparativas entre transformadores e autotransformadores são verdadeiras, chegando ainda aos seguintes resultados:

$$\bar{Z}_{PS} = \left(\frac{1}{1+a} \right) \bar{Z}_{LH} \quad (4.27)$$

onde:

\bar{Z}_{PS} = impedância em valores pu do autotransformador

\bar{Z}_{LH} = impedância em valores pu do transformador convencional

$$\eta_a = \frac{(a+1) \cdot P_s}{(a+1) \cdot P_s + \sum P} \quad (4.28)$$

onde:

η_a = rendimento em pu

P_s = potência na saída do transformador

$(a+1) \cdot P_s$ = potência na saída do autotransformador

$\sum P$ = somatório das perdas

$$P_{0A} = \left(\frac{1}{1+a} \right) P_{0T} \quad (4.29)$$

onde:

P_{0A} = potência de excitação do autotransformador

P_{0T} = potência de excitação do transformador convencional

$$I_{0A} = \left(\frac{1}{1+a} \right) I_{0T} \quad (4.30)$$

onde:

I_{0A} = corrente de excitação do autotransformador

I_{0T} = corrente de excitação do transformador convencional

$$I_{PccA} = (a + 1)I_{LccT} \quad (4.31)$$

onde:

I_{PccA} = corrente de curto-circuito do autotransformador

I_{LccT} = corrente de curto-circuito do transformador convencional

$$G_A = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) G_T \quad (4.32)$$

onde:

G_A = peso do cobre no autotransformador

G_T = peso do cobre no transformador convencional

α = relação de transformação do autotransformador

E em valores aproximados:

$$Q_A = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) Q_T \quad (4.33)$$

onde:

Q_A = quantidade de material do núcleo para o autotransformador

Q_T = quantidade de material do núcleo para o transformador convencional de potência equivalente

As equações (4.32) e (4.33) mostram que quanto menor a relação de transformação de um autotransformador (α) menor será seu custo comparativamente ao de um transformador de mesma potência.

O custo relativo percentual (CR%) das partes ativas, não levando em conta o custo fixo dos acessórios, pode ser tirado em função de (α) através de:

$$CR\% = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) 100 \quad (4.34)$$

Atribuído-se valores compatíveis para α , obtêm-se valores respectivos da potência do autotransformador em relação ao transformador convencional (k), bem como seu custo relativo em por cento.

α	1.11	1.20	1.25	1.50	1.80	2.00	3.00	5.00	6.00	10.0
CR%	9.91	16.7	20	33.3	44.4	50.0	66.7	80.0	83.3	90.0

Tabela 4.2 - custo relativo percentual em função da relação de transformação

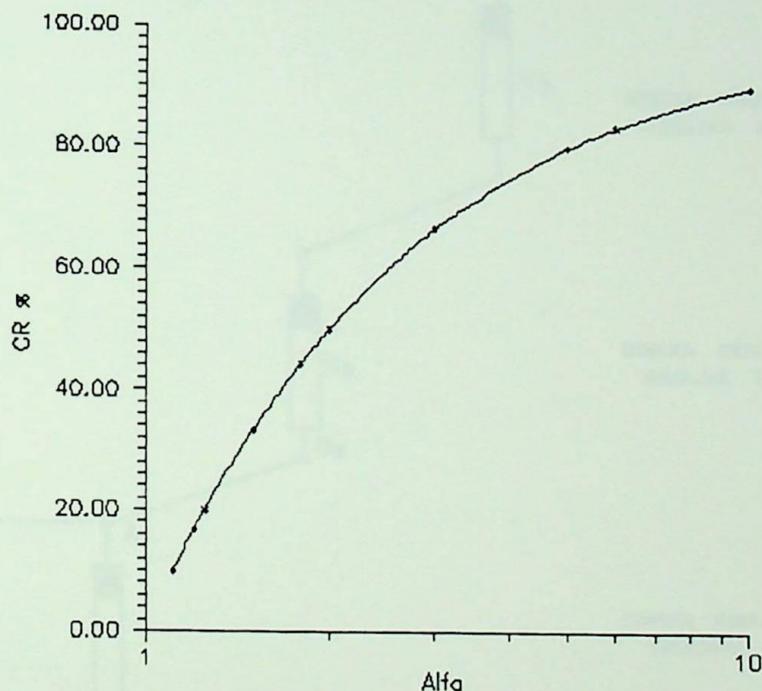


figura 4.4 - Custo Relativo das Partes Ativas x Relação de Transformação

Tendo em vista as comparações efetuadas em termos de equacionamento, constatou-se a veracidade das afirmações feitas no início do capítulo quanto às vantagens e desvantagens dos autotransformadores em relação aos transformadores convencionais.

4.3 - O ADZ

4.3.1 - Concepção Básica do ADZ

Observando a figura 4.2, que retrata um autotransformador comum, tem-se que a tensão do lado secundário está em fase com a tensão do lado primário, isto é, este tipo de configuração oferece simplesmente uma variação no módulo da tensão. A figura 4.5 mostra uma conexão especial de autotransformador, para poder-se obter também uma variação no ângulo de fase da tensão. Esta é a idéia básica do ADZ, desenvolvido por J.P.G.Abreu em [1].

O ADZ tem, por fase, uma bobina principal e duas auxiliares, como mostra ainda a figura 4.5:

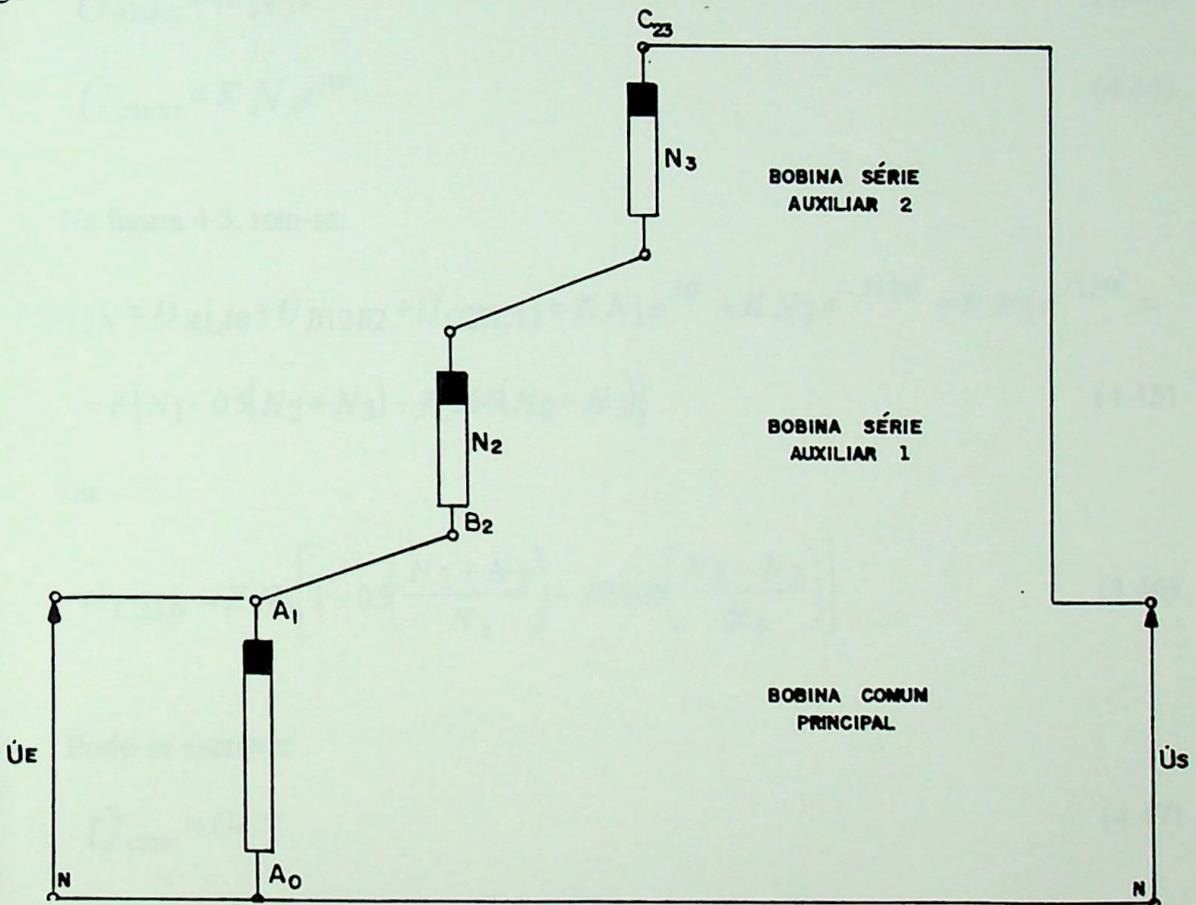


figura 4.5 - Concepção Básica do ADZ, por Fase

Aplicando-se às bobinas comuns um sistema trifásico de tensões, simétrico, e desprezando-se as quedas de tensão, tem-se:

$$\dot{U}_{A_1A_0} = K N_1 e^{j0^\circ} \quad (4.35)$$

$$\dot{U}_{B_1B_0} = K N_1 e^{-j120^\circ} \quad (4.36)$$

$$\dot{U}_{C_1C_0} = K N_1 e^{j120^\circ} \quad (4.37)$$

As tensões induzidas nas bobinas auxiliares 1 e 2 são simultaneamente:

$$\dot{U}_{A12A2} = K N_2 e^{j0^\circ} \quad (4.39)$$

$$\dot{U}_{B12B2} = K N_2 e^{-j120^\circ} \quad (4.40)$$

$$\dot{U}_{C12C2} = K N_2 e^{j120^\circ} \quad (4.41)$$

e

$$\dot{U}_{A23A13} = K N_3 e^{j0^\circ} \quad (4.42)$$

$$\dot{U}_{B23B13} = K N_3 e^{-j120^\circ} \quad (4.43)$$

$$\dot{U}_{C23C13} = K N_3 e^{j120^\circ} \quad (4.44)$$

Na figura 4.5, tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{C23N} &= \dot{U}_{A1A0} + \dot{U}_{B12B2} + \dot{U}_{C23C13} = K N_1 e^{j0^\circ} + K N_2 e^{-j120^\circ} + K N_3 e^{j120^\circ} = \\ &= K [N_1 - 0.5(N_2 + N_3) - j0.866(N_2 - N_3)] \end{aligned} \quad (4.45)$$

ou:

$$\dot{U}_{C23N} = K N_1 \left[1 - 0.5 \left(\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right) - j0.866 \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right) \right] \quad (4.46)$$

Pode-se escrever

$$\dot{U}_{C23N} = U e^{-j\alpha} \quad (4.47)$$

e comparando (4.47) com (4.46), resulta:

$$U = K N_1 \sqrt{a^2 + b^2} \quad (4.48)$$

e

$$\alpha = \arctg \left(\frac{b}{a} \right) \quad (4.49)$$

sendo ainda:

$$a = 1 - 0.5 \left(\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right) \quad (4.50)$$

e

$$b = -0.866 \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right) \quad (4.51)$$

como,

$$\dot{U}_{A1A0} = K N_1 e^{-J\alpha} \quad (4.52)$$

vem:

$$\frac{\dot{U}_{C23N}}{\dot{U}_{A1A0}} = \frac{U e^{-J\alpha}}{K N_1 e^{J\alpha}} = \frac{K N_1 \sqrt{a^2 + b^2}}{K N_1} e^{-J\alpha} \quad (4.53)$$

ou seja:

$$\dot{U}_{C23N} = \sqrt{a^2 + b^2} \dot{U}_{A1A0} e^{-J\alpha} \quad (4.54)$$

e com base ainda na figura 4.5, tem-se também:

$$\dot{U}_{A23N} = \sqrt{a^2 + b^2} \dot{U}_{B1B0} e^{-J\alpha} \quad (4.55)$$

$$\dot{U}_{B23N} = \sqrt{a^2 + b^2} \dot{U}_{C1C0} e^{-J\alpha} \quad (4.56)$$

Como: \dot{U}_{C23N} , \dot{U}_{A23N} e \dot{U}_{B23N} são tensões de saída, relacionadas com \dot{U}_{A1A0} , \dot{U}_{B1B0} e \dot{U}_{C1C0} respectivamente, pode-se escrever:

$$\dot{U}_s = \sqrt{a^2 + b^2} \dot{U}_E e^{-j\alpha} \quad (4.57)$$

onde:

\dot{U}_s = fasor tensão de saída

\dot{U}_E = fasor tensão de entrada

Tomando-se $K N_1$ como tensão de base, vem:

$$U_E = 1.0 \quad (4.58)$$

ou

$$\dot{U}_E = 1.0 e^{j0} \quad (4.59)$$

e sendo cada tensão de entrada usada como referencial para cada respectiva tensão de saída, vem:

$$\dot{U}_s = \sqrt{a^2 + b^2} e^{-j\alpha} \quad (4.60)$$

Fazendo-se:

$$\bar{U}_s = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (4.61)$$

logo:

$$\dot{U}_s = \bar{U}_s e^{-j\alpha} \quad (4.62)$$

onde:

\dot{U}_s = fasor tensão de saída em por unidade

Dessa forma, tendo em mãos as equações (4.57), (4.51), (4.50), e (4.49) observa-se que tanto o módulo quanto o ângulo do fasor tensão de saída dependem das relações

$$\frac{N_2}{N_1} \text{ e } \frac{N_3}{N_1}.$$

- A influência da polaridade das bobinas

Caso inverta-se a polaridade das bobinas, ou seja, ao invés de ligar-se A_{12} a B_{13} , B_{12} a C_{13} , C_{12} a A_{13} , ligar-se A_{12} a B_{23} , B_{12} a C_{23} e C_{12} a A_{23} , conforme mostra a figura 4.6, resulta:

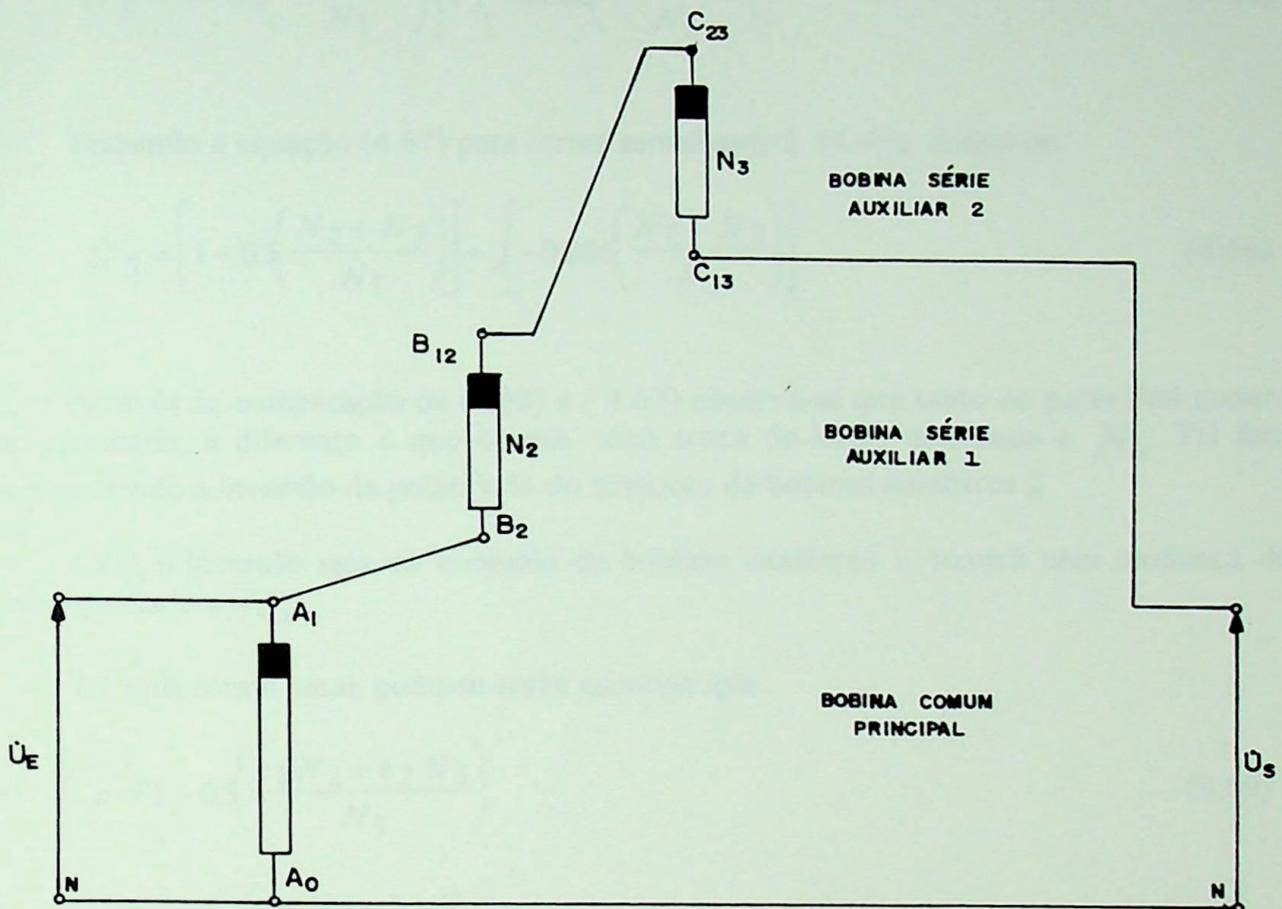


figura 4.6 - Conjunto de Bobinas Auxiliares 2 Invertido

Equacionando:

$$\dot{U}_{C_{13}N} = \dot{U}_{A_1A_0} + \dot{U}_{B_{12}B_2} - \dot{U}_{C_{23}C_{13}} \quad (4.63)$$

ou

$$\dot{U}_{C_{13}} = K N_1 e^{j0^\circ} + K N_2 e^{-j120^\circ} - K N_3 e^{j120^\circ} \quad (4.64)$$

ou

$$\bar{U}_S = 1e^{j0^\circ} + \frac{N_2}{N_1} e^{-j120^\circ} - \frac{N_3}{N_1} e^{j120^\circ} \quad (4.65)$$

ou

$$\dot{U}_S = 1 - 0.5 \frac{N_2}{N_1} + j0.866 \frac{N_2}{N_1} + 0.5 \frac{N_3}{N_1} - j0.866 \frac{N_3}{N_1} = 1 - 0.5 \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right) - j0.866 \left(\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right) \quad (4.66)$$

ou

$$\dot{U}_S = \left[1 - 0.5 \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right) \right] + j \left[-0.866 \left(\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right) \right] \quad (4.67)$$

Trazendo a equação (4.67) para forma semelhante à (4.46), obtém-se:

$$\dot{U}_S = \left[1 - 0.5 \left(\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right) \right] + j \left[-0.866 \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right) \right] \quad (4.68)$$

Através da comparação de (4.68) e (4.67) observa-se que tanto na parte real quanto na imaginária, a diferença é que ocorre uma troca de sinais associada a N_3 . Tal fato ocorre devido a inversão da polaridade do conjunto de bobinas auxiliares 2.

Caso a inversão seja no conjunto de bobinas auxiliares 1, haverá uma mudança de sinal associado a N_2 .

De uma forma geral, pode-se então escrever que:

$$a = 1 - 0.5 \left(\frac{k_1 N_2 + k_2 N_3}{N_1} \right) \quad (4.69)$$

$$b = -0.866 \left(\frac{k_1 N_2 - k_2 N_3}{N_1} \right) \quad (4.70)$$

onde:

	bobinas auxiliares 1		bobinas auxiliares 2	
	polaridade +	polaridade -	polaridade +	polaridade -
k_1	+1	-1	-1	-1
k_2	-1	-1	+1	-1

Tabela 4.3- Tabela para obtenção de k_1 e k_2

Aplicando-se as tensões \dot{U}_{RV} , \dot{U}_{SV} e \dot{U}_{TV} , de uma rede trifásica simétrica de alimentação, às bobinas comuns, tem-se:

$$\dot{U}_{A1A0} = \dot{U}_{RN} \quad (4.71)$$

$$\dot{U}_{B1B0} = \dot{U}_{SN} \quad (4.72)$$

$$\dot{U}_{C1C0} = \dot{U}_{TN} \quad (4.73)$$

e sendo:

$$\dot{U}_{RN} = Ue^{j90^\circ} \quad (4.74)$$

$$\dot{U}_{SN} = Ue^{-j30^\circ} \quad (4.75)$$

$$\dot{U}_{TN} = Ue^{j150^\circ} \quad (4.76)$$

A figura 4.7 mostra o fasor de tensão de saída para a conexão da figura 4.5 e a figura 4.8 mostra o mesmo fasor quando a polaridade das bobinas auxiliares for invertida, que é o caso da figura 4.6. Em ambos considera-se que $U_{A1A0} = U_E = U$

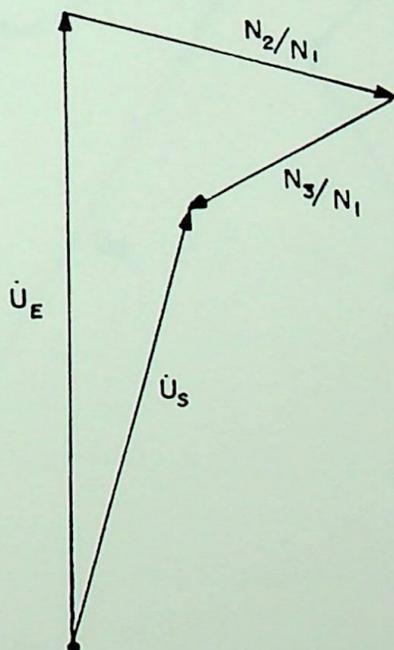


figura 4.7 - Fasor Tensão de Saida para a Conexão da Figura 4.4

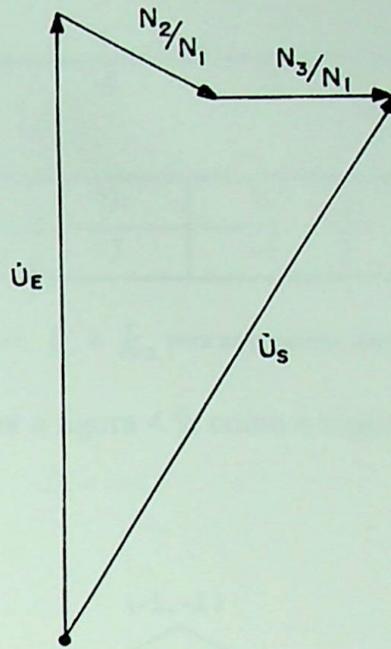


figura 4.8 - Fator Tensão de Saída para Bobinas Auxiliares Invertidas

Supondo agora que um dos conjuntos de bobinas auxiliares possa não estar conectado, como caso geral vem:

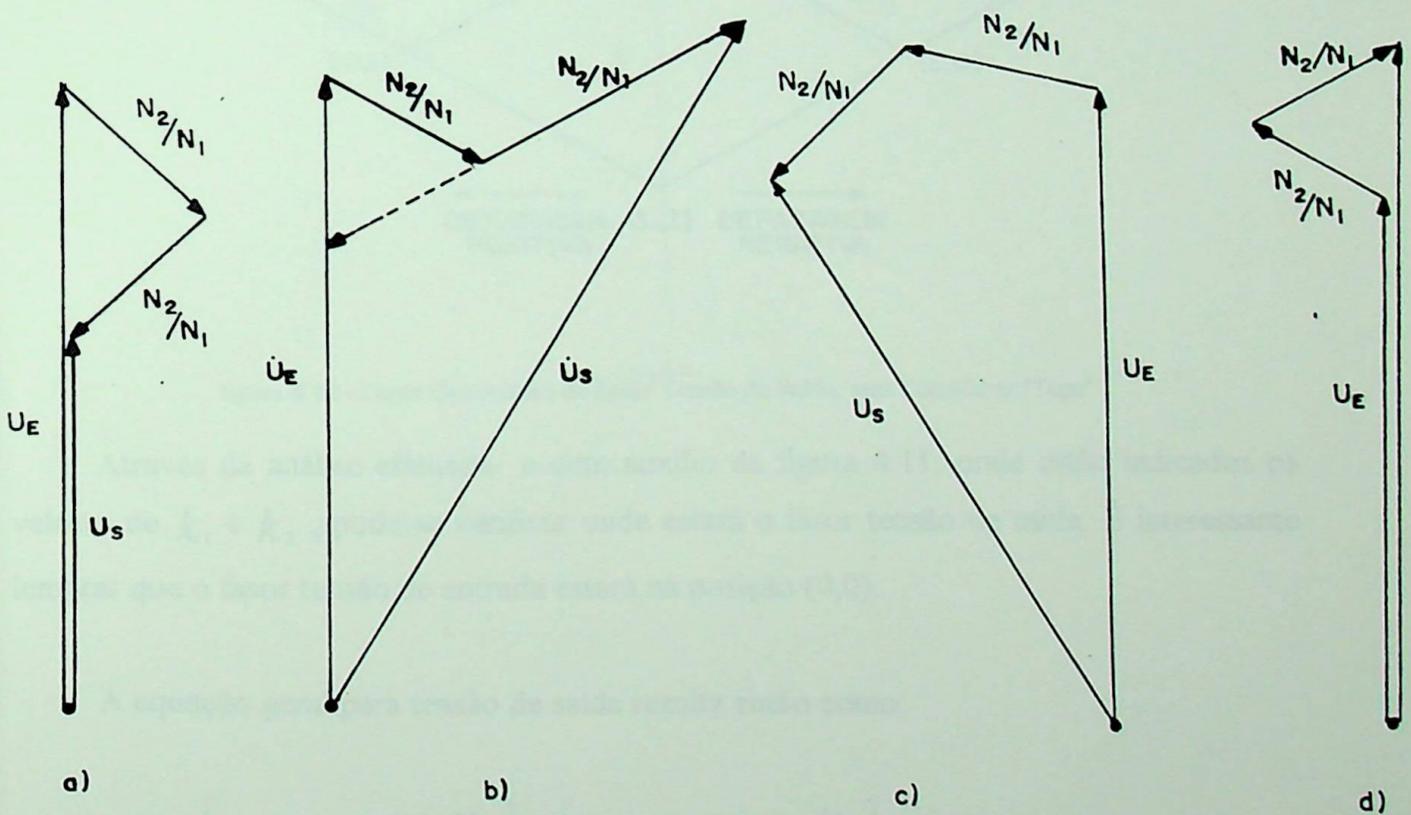


figura 4.9 - Fator tensão de saída para $N_2 = N_3$ e diversas possibilidades de ligação

Ainda com relação à figura 4.9 tem-se :

posição ⇒ fator ↓	2	3	4	5	6	7	8	9
k_1	-1	-1	0	+1	+1	+1	0	-1
k_2	0	-1	-1	-1	0	+1	+1	+1

Tabela 4.5 - Valores de k_1 e k_2 para as posições mostradas na figura 8

Sendo assim, pode-se refazer a figura 4.9, como a seguir:

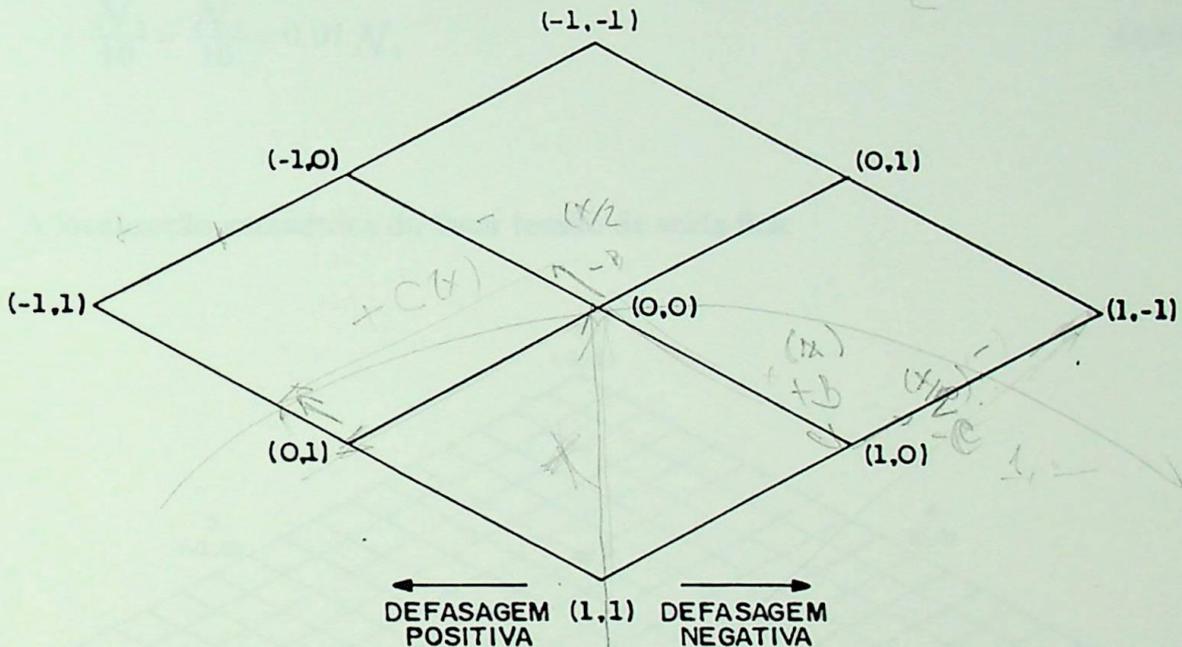


figura 4.10 - Lugar Geométrico do Fator Tensão de Saída, sem Considerar "Taps"

Através da análise efetuada e com auxílio da figura 4.11, onde estão indicados os valores de k_1 e k_2 , pode-se verificar onde estará o fator tensão de saída. É interessante lembrar que o fator tensão de entrada estará na posição (0,0).

A equação geral para tensão de saída resulta então como:

$$\dot{U}_S = \left[1 - 0.5(k_1 + k_2) \frac{N_1}{N_2} \right] + j \left[-0.866(k_1 - k_2) \frac{N_1}{N_2} \right] \quad (4.79)$$

Caso as bobinas auxiliares possuam "taps", o número de posições obteníveis para o fasor tensão de saída será maior. Esse fato torna-se mais claro através de um exemplo como o que será apresentado abaixo.

Supondo-se que:

$$-\frac{N_2}{N_1} = \frac{N_3}{N_1} = 0.1 \quad (4.80)$$

- cada bobina auxiliar é dividida em dez partes iguais, tal que :

$$-\frac{N_2}{10} = \frac{N_3}{10} = 0.01 N_1 \quad (4.81)$$

A localização geométrica do fasor tensão de saída fica:

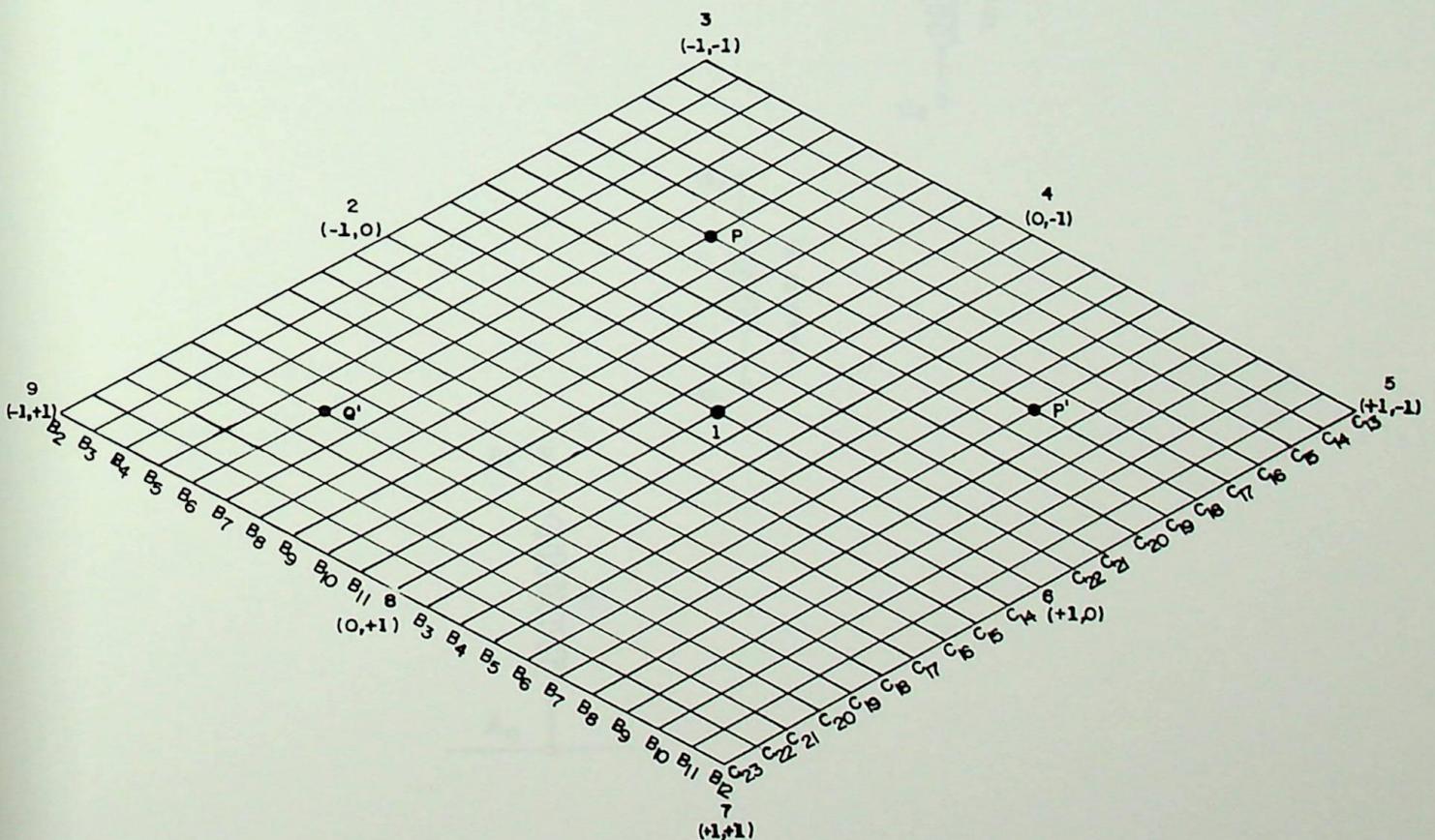


figura 4.11- Localização de \vec{U}_s , Considerando-se os "taps"

Verifica-se que são possíveis $(10+10+1)^2$, ou seja 441 valores diferentes para \dot{U}_s , no exemplo em questão.

Ainda em posse da figura 4.11, chega-se a conclusão que os coeficientes k_1 e k_2 podem ser tabelados, como segue:

	Linha 1,2	Região 1,2,3,4,1	Linha 1,4	Região 1,4,5,6,1	Linha 1,6	Região 1,6,7,8,1	Linha 1,8	Região 1,8,9,2,1
k_1	-1	-1	0	+1	+1	+1	0	+1
k_2	0	-1	-1	-1	0	+1	+1	+1

Tabela 4.6 - Valores dos Coeficientes k_1 e k_2 em Qualquer Ponto do Lugar Geométrico de \dot{U}_s

A figura 4.12 representa a configuração básica do ADZ, caso as bobinas auxiliares possuam os "taps" acima mencionados.

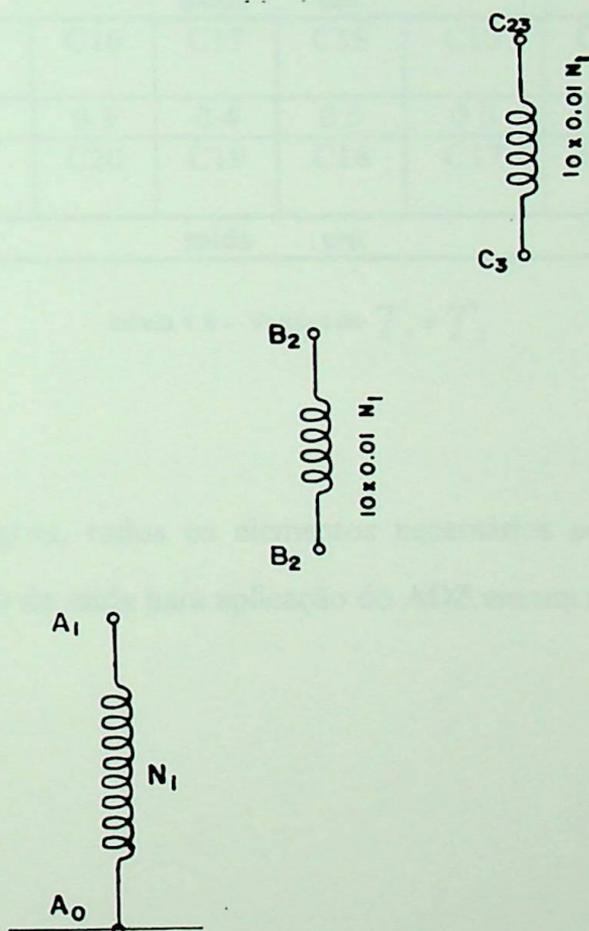


figura 4.12 - Configuração Básica do ADZ Considerando as Bbinas Auxiliares com "Taps"

Quando forem utilizados "taps" nas bobinas auxiliares, a equação (4.79) torna-se:

$$\dot{U}_S = \left[1 - 0.5(T_1 k_1 + T_2 k_2) \right] + j \left[-0.866(T_1 k_1 - T_2 k_2) \right] \quad (4.82)$$

que é a equação fundamental do ADZ.

Os valores de T_1 e T_2 , são obtidos com auxílio da figura 4.11 e das tabelas 4.7 e 4.8 abaixo:

		saída em								
Entrada em B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	B9	B10	B11	B12
T1	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
Entrada em B12	B11	B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2
		saída em								

tabela 4.7 - Valores de T_1 e T_2

		saída em								
Entrada em C13	C14	C15	C16	C17	C18	C19	C20	C21	C22	C23
T2	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
Entrada em C23	C22	C21	C20	C19	C18	C17	C16	C15	C14	C13
		saída em								

tabela 4.8 - Valores de T_1 e T_2

Estão presentes agora, todos os elementos necessários aos cálculos das posições desejadas do fasor tensão de saída para aplicação do ADZ em um multiconversor.



EFEI

CAPÍTULO 5

APLICAÇÃO DO ADZ EM MULTICONVERSORES ESTÁTICOS

CAPÍTULO 5

APLICAÇÃO DO ADZ EM MULTICONVERSORES ESTÁTICOS

5.1- CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Com relação à aplicação de transformadores com conexões especiais, fica evidenciado, como foi visto no capítulo anterior, que para pequenas relações de transformação os autotransformadores podem substituir os transformadores convencionais com vantagem. Surge daí a idéia dos professores Abreu e Olivier, da aplicação do ADZ em conjunto com transformadores Delta / Estrela Hexafásica.

O objetivo deste capítulo é, então, verificar a viabilidade do sistema conversor de 24 pulsos proposto, através da análise das formas de onda de tensão, de corrente e da determinação da potência do autotransformador. Para tanto, foi necessário efetuar-se os cálculos das relações de espiras que possibilitam as defasagens necessárias, realizar-se, também, o balanço das forças magnetomotrizes e a construção de diagramas fasoriais. Adicionalmente, são feitas considerações de natureza construtiva do sistema transformador-conversor.

Antes, contudo, de se analisar a colocação do ADZ na configuração mencionada, mostra-se a aplicação do mesmo em substituição a um transformador Delta / Zigue-Zague em um multiconversor de 24 pulsos, derivado da abordagem generalizada feita por Yacamini e Oliveira em [15], com o intuito de verificar a sua operação em topologia já bastante estudada [7, 3, 4].

5.2 - O ADZ EM UM MULTICONVERSOR DE 24 PULSOS

Propõe-se o uso do ADZ em substituição ao transformador que está promovendo a defasagem necessária, conforme o exemplo:

Seja a figura 5.1:

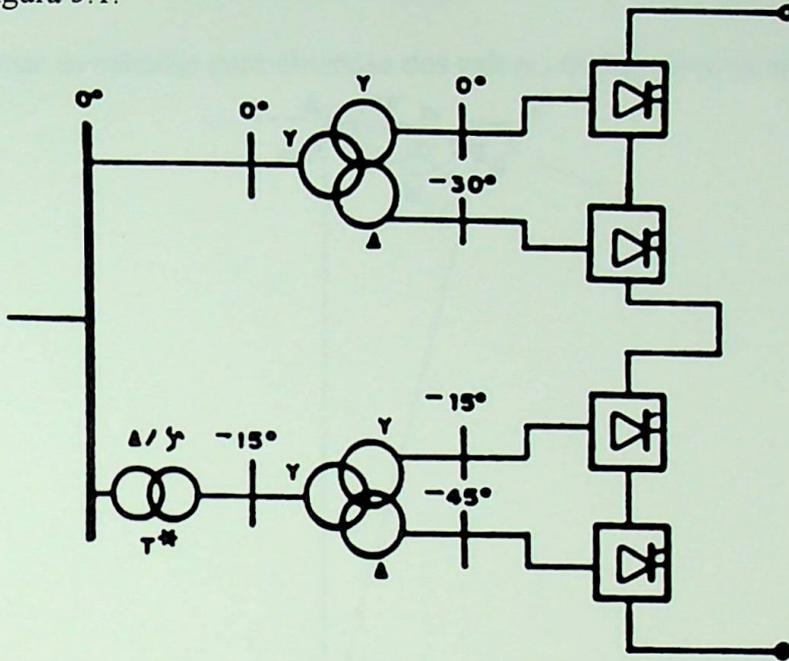


figura 5.1 - Sistema Com o Transformador a Ser Substituido

A figura 5.2 mostra onde efetuar a substituição:

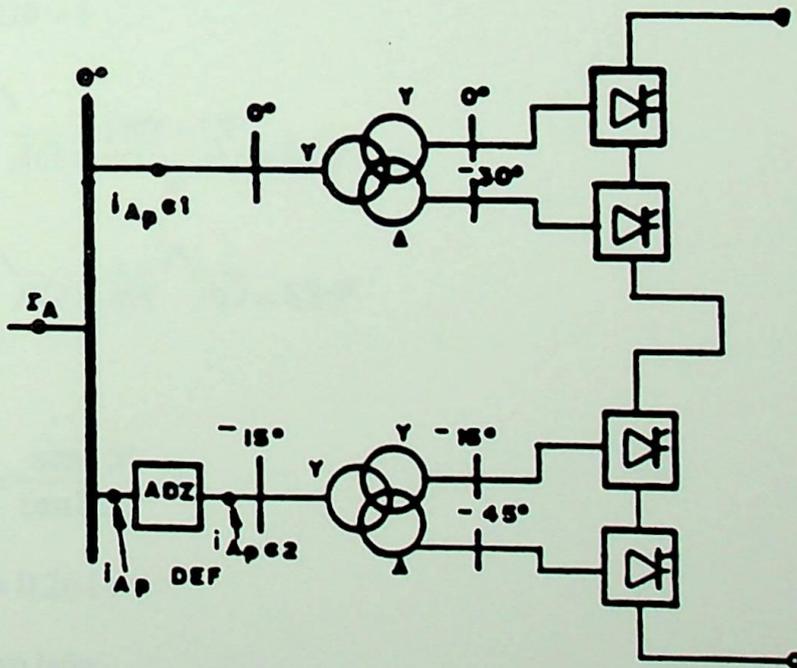


figura 5.2 - Multiconversor de 24 Pulsos Com Utilização do ADZ

Pela configuração mostrada deve-se ter:

$$\dot{U}_s 1 e^{-j15^\circ} \quad (5.1)$$

5.2.1 - Cálculo dos valores de K_N para obtenção da defasagem de -15°

Para efetuar os cálculos para obtenção dos valores de K_N , deve-se observar a figura

5.3:

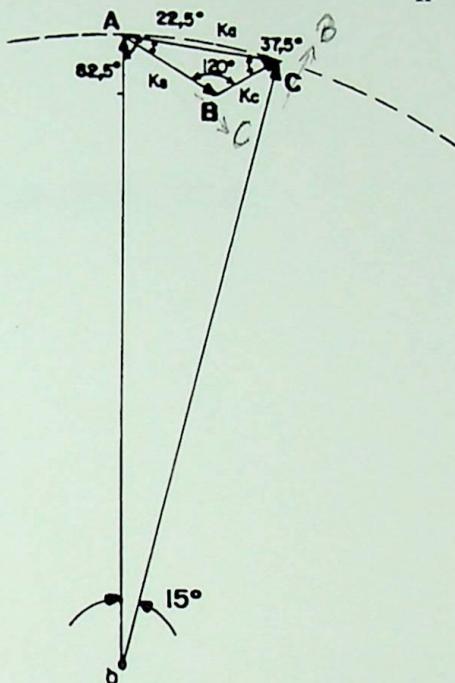


figura 5.3 - Diagrama de Fasores Para uma das Fases do ADZ - 15°

Da figura, por construção, tem-se:

$$\overline{OA} = \overline{OB} = 1 \quad (5.2)$$

$$\overline{BA} \hat{\angle} \overline{AO} = \frac{180^\circ - 15^\circ}{2} = 82,5^\circ \quad (5.3)$$

$$\overline{AB} \hat{\angle} \overline{BO} = \overline{BA} \hat{\angle} \overline{AO} = 82,5^\circ \quad (5.4)$$

Logo:

$$\overline{AB} = \frac{\text{sen } 15^\circ}{\text{sen } 82,5^\circ} \overline{OA} \quad (5.5)$$

$$\overline{AB} = 0,2611 \overline{OA} \quad (5.6)$$

Por outro lado:

$$\overline{CA} \hat{\angle} \overline{AO} = 60^\circ \quad (5.7)$$

então:

$$\widehat{BA} \widehat{AC} = 82.5^\circ - 60^\circ = 22.5^\circ \quad (5.8)$$

como:

$$\widehat{AC} \widehat{CB} = 120^\circ \quad (5.9)$$

tem-se:

$$\widehat{CB} \widehat{BA} = 180^\circ - 120^\circ - 22.5^\circ = 37.5^\circ \quad (5.10)$$

Por fim, vem:

$$\overline{CA} = \frac{\text{sen } 37.5^\circ}{\text{sen } 120^\circ} \overline{AB} \quad (5.11)$$

ou seja:

$$\overline{CA} = 0.1835 \overline{AB} \quad (5.12)$$

e

$$\overline{BC} = \frac{\text{sen } 22.5^\circ}{\text{sen } 120^\circ} \overline{AB} \quad (5.13)$$

ou seja:

$$\overline{BC} = 0.1154 \overline{AB} \quad (5.14)$$

Para utilizar-se "taps" nas bobinas auxiliares do ADZ, vale a equação (4.82):

$$\overline{U}_s = [1.0 - 0.05(T_1 k_1 + T_2 k_2)] + j[-0.0866(T_1 k_1 - T_2 k_2)]$$

Comprovação:

$$\overline{U}_s = 1 e^{j0^\circ} + 0.185 e^{-j120^\circ} - 0.1154 e^{j120^\circ} = 1 e^{-j15^\circ} \quad (5.15)$$

5.2.2 - Balanço das Forças Magnetomotrizes para o Conversor de Vinte e Quatro Pulsos com o ADZ

Efetuada o balanço das forças magnetomotrizes para o sistema representado na figura 5.2; como resultado, vem:

$$I_A = I_{ApDEF} + I_{ApC1} \quad (5.16)$$

$$I_A = I_{ApC1} + I_{ApC2} + k_2 I_{CpC2} - k_3 I_{BpC2} \quad (5.17)$$

$$I_A = I_{ApC1} + I_{ApC2} + 0.1835 I_{CpC2} - 0.1154 I_{BpC2} \quad (5.18)$$

onde:

I_{ApC1} = Corrente no primário na fase "A" do conversor 1 (12 pulsos)

I_{ApC2} = Corrente no primário na fase "A" do conversor 2 (12 pulsos)

I_{BpC2} = Corrente no primário na fase "B" do conversor 2 (12 pulsos)

I_{CpC2} = Corrente no primário na fase "C" do conversor 2 (12 pulsos)

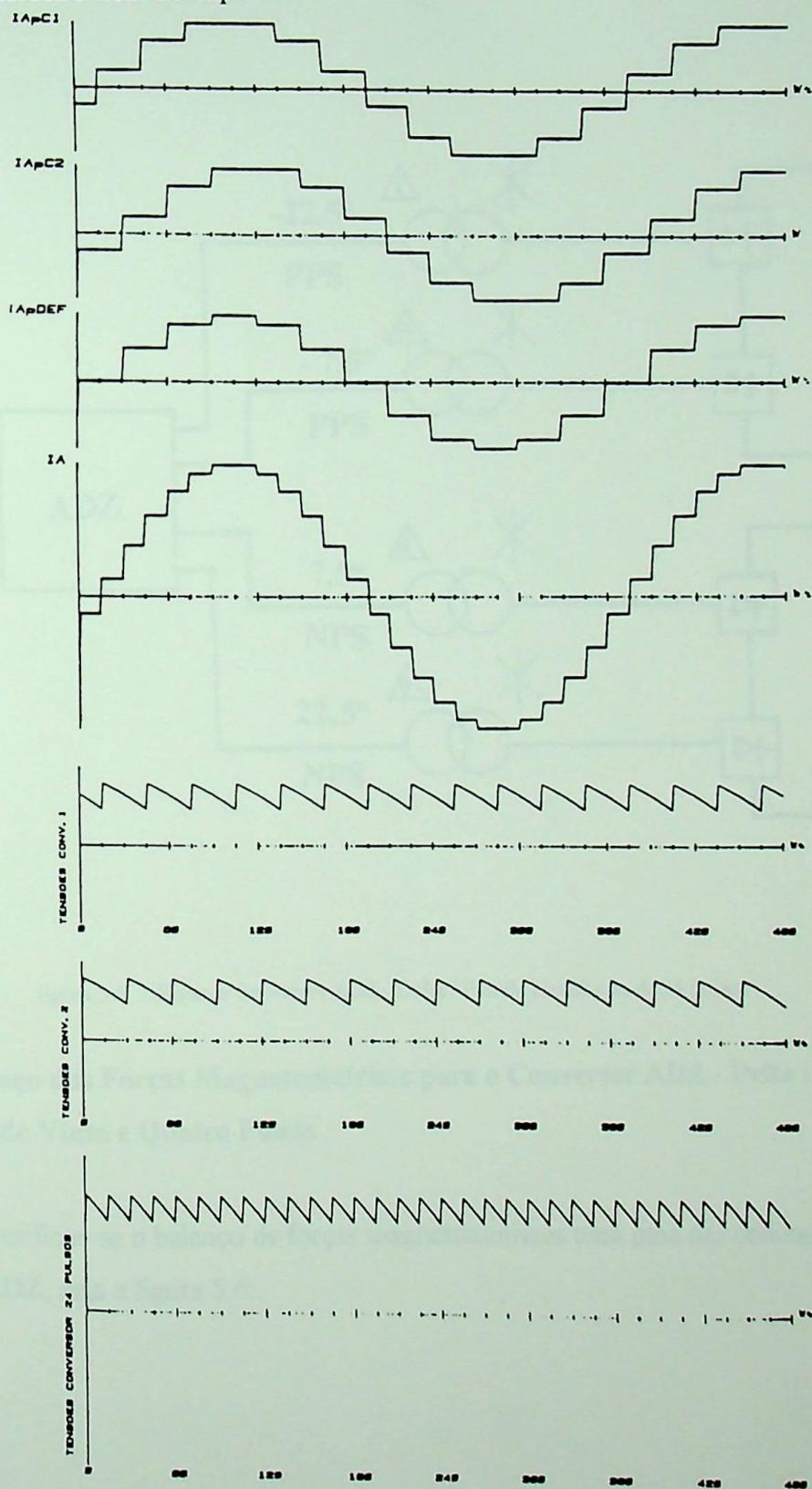
I_{ApDEF} = Corrente no primário na fase "A" do ADZ

I_A = Corrente no primário na fase "A" do sistema multiconversor

k_n = relação do número de espiras (pu)

5.2.3 - Formas de Onda do Sistema Multiconversor

São apresentadas na figura 5.4, as formas de onda referentes a este conversor, as quais foram obtidas em [3]. Observa-se a compatibilidade com relação às formas de onda mostradas no terceiro item do capítulo 3.



figuraa 5.4 - Formas de Onda para o Multiconversor com ADZ

5.3 - SISTEMA MULTICONVERSOR ADZ - DELTA / ESTRELA HEXAFÁSICA:

A configuração básica do sistema 24 pulsos proposto é mostrada na figura 5.5, onde a alimentação dos sinais de entrada de cada delta, com a adequada defasagem é promovida pelo ADZ:

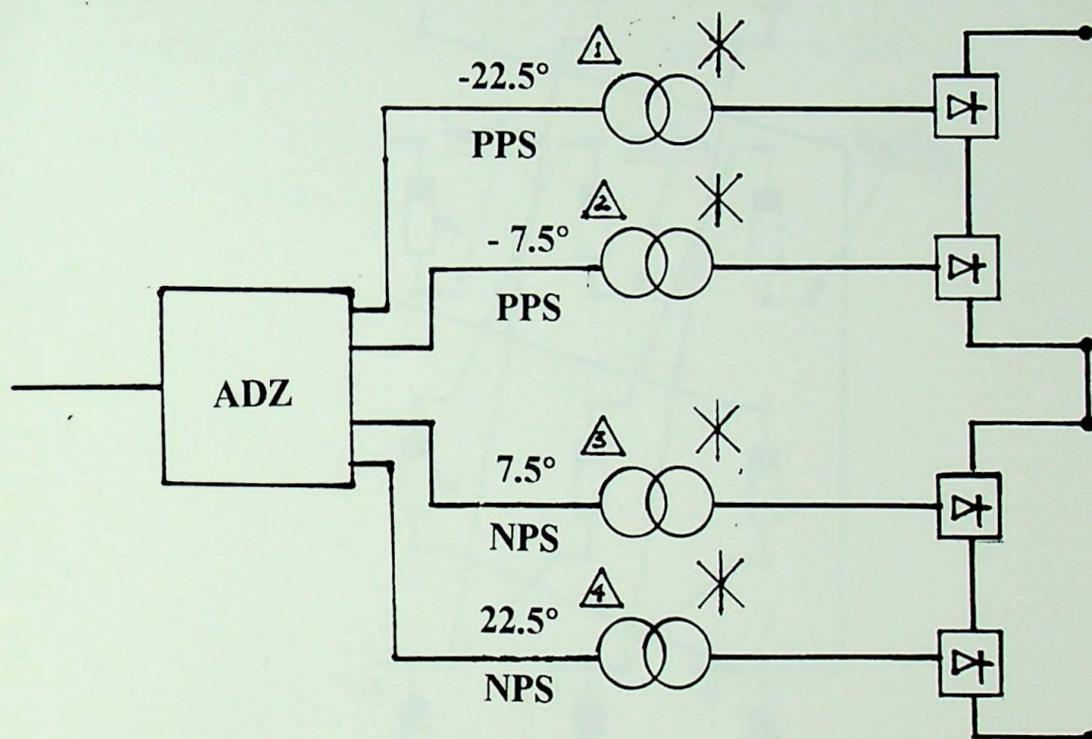


figura 5.5 - Sistema Conversor ADZ - Delta / Estrela Hexafásica de 24 pulsos

5.3.1 - Balanço das Forças Magnetomotrices para o Conversor ADZ - Delta / Estrela Hexafásica de Vinte e Quatro Pulsos

Para verificar-se o balanço de forças magnetomotrices para uma das colunas do núcleo do ADZ, seja a figura 5.6:

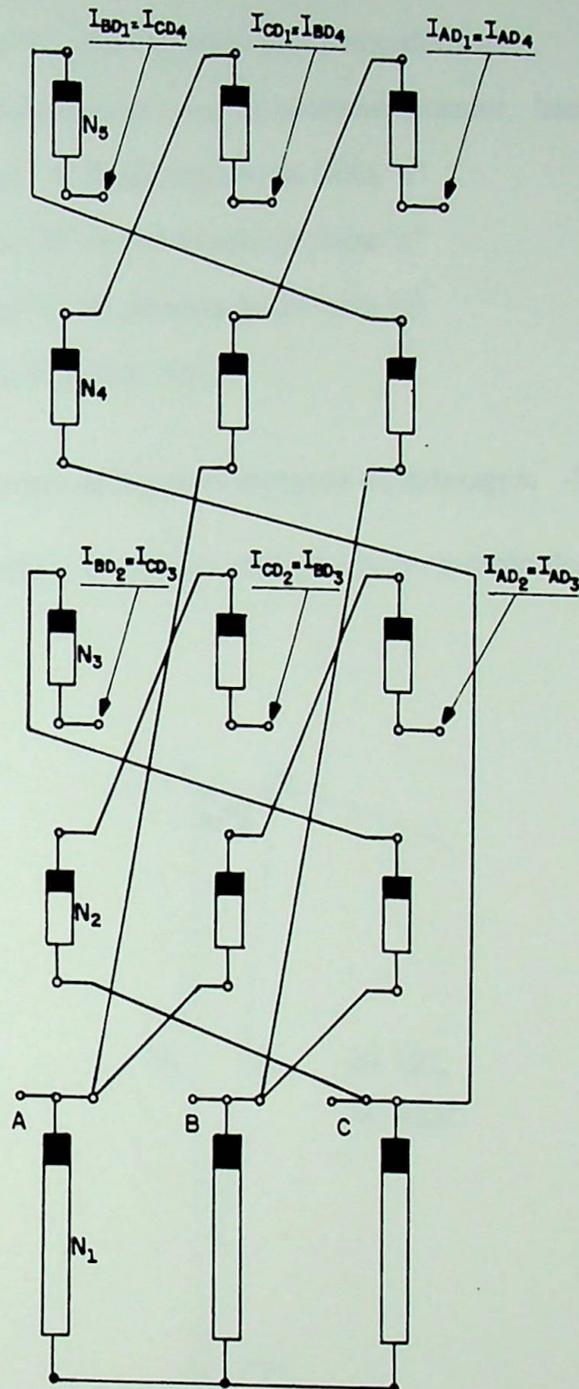


figura 5.6 - Balanço de FMM do ADZ

Da figura tem-se que para -7.5° e -22.5° :

$$I_{AT} = k_1 I_{AN} - k_2 I_{CD2} + k_3 I_{BD2} - k_4 I_{CD1} + k_5 I_{BD1} \quad (5.19)$$

Para 7.5° e 22.5° :

$$I_{AT} = k_1 I_{AN} - k_2 I_{BD3} + k_3 I_{CD3} - k_4 I_{BD4} + k_5 I_{CD4} \quad (5.20)$$

onde:

I_{AT} = Corrente na fase "A" de alimentação do autotransformador

I_{AN} = Corrente no enrolamento principal do autotransformador, fase "A"

$I_{A\Delta n}$ = Corrente na fase "A" de alimentação do Delta "n"

$I_{B\Delta n}$ = Corrente na fase "B" de alimentação do Delta "n"

$I_{C\Delta n}$ = Corrente na fase "C" de alimentação do Delta "n"

k_n = relação do número de espiras (pu)

5.3.2 - Cálculo dos valores de K_n para obtenção da defasagem -7.5°

Com a figura 5.7 em mãos, os cálculos efetuados para obtenção dos valores de K_n , são feitos como se segue.

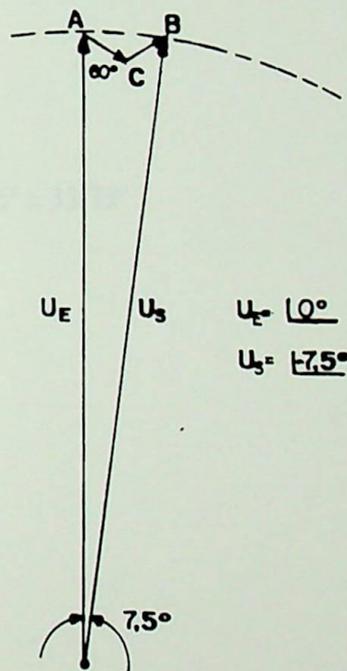


figura 5.7 - Diagrama de Fasores para uma das fases do ADZ -7.5°

Da figura, por construção, tem-se:

$$\overline{OA} = \overline{OB} = 1 \quad (5.21)$$

$$\frac{\overline{BA}}{\overline{AO}} = \frac{\wedge}{2} = \frac{180^\circ - 7.5^\circ}{2} = 86.25^\circ \quad (5.22)$$

$$\overline{AB} \hat{\ } \overline{BO} = \overline{BA} \hat{\ } \overline{AO} = 86.25^\circ \quad (5.23)$$

Logo:

$$\overline{AB} = \frac{\text{sen } 7.5^\circ}{\text{sen } 86.25^\circ} \overline{OA} \quad (5.24)$$

$$\overline{AB} = 0.1308 \quad (5.25)$$

Por outro lado:

$$\overline{CA} \hat{\ } \overline{AO} = 60^\circ \quad (5.26)$$

então:

$$\overline{BA} \hat{\ } \overline{AC} = 86.25^\circ - 60^\circ = 26.25^\circ \quad (5.27)$$

como:

$$\overline{AC} \hat{\ } \overline{CB} = 120^\circ \quad (5.28)$$

tem-se:

$$\overline{CB} \hat{\ } \overline{BA} = 180^\circ - 120^\circ - 26.25^\circ = 33.75^\circ \quad (5.29)$$

Por fim, vem:

$$\overline{CA} = \frac{\text{sen } 33.75^\circ}{\text{sen } 120^\circ} \overline{AB} \quad (5.30)$$

ou seja:

$$\overline{CA} = 0.0839 \quad (5.31)$$

e

$$\overline{BC} = \frac{\text{sen } 26.25^\circ}{\text{sen } 120^\circ} \overline{AB} \quad (5.32)$$

ou seja:

$$\overline{BC} = 0.0668 \quad (5.33)$$

Recorrendo-se à equação (4.82) e, lembrando que a região é a (1,4,5,6,1) da figura (4.12), e ainda com auxílio da tabela (4.7), tem-se:

$$\dot{U}_s = [1.0 - 0.05(T_1\sigma_1 + T_2\sigma_2)] + j[-0.0866(T_1\sigma_1 - T_2\sigma_2)]$$

Por substituição, vem:

$$\dot{U}_s = \{1 - 0.05[(0.839)(1) + (0.668)(-1)]\} + j\{-0.0866[(0.839)(1) - (0.668)(-1)]\} \quad (5.34)$$

$$\dot{U}_s = 0.99145 - j0.1305 = 1.0e^{-j7.498} \quad (5.35)$$

Ainda com relação à figura 4.12, para a aplicação proposta, observa-se que \dot{U}_s tem o módulo igual a 1 pu, a região onde o fasor estará localizado, é limitada conforme indica a figura 5.8.

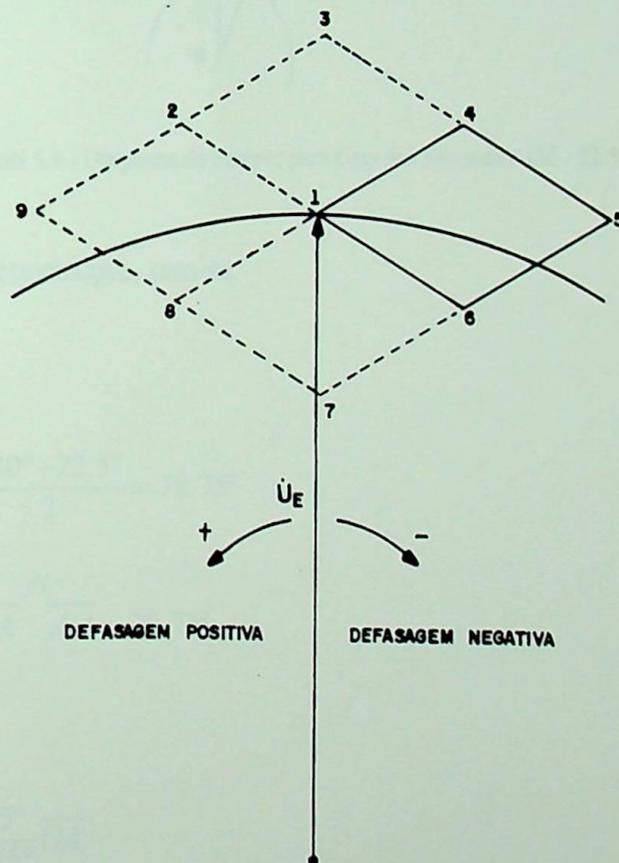


figura 5.8 - Localização geométrica do fasor U_s

5.3.3 - Cálculo dos valores de K_n para obtenção da defasagem -22.5°

Os cálculos efetuados para obtenção dos valores de K_n , são feitos de maneira idêntica àqueles realizados no item anterior. Com base na figura 5.9:

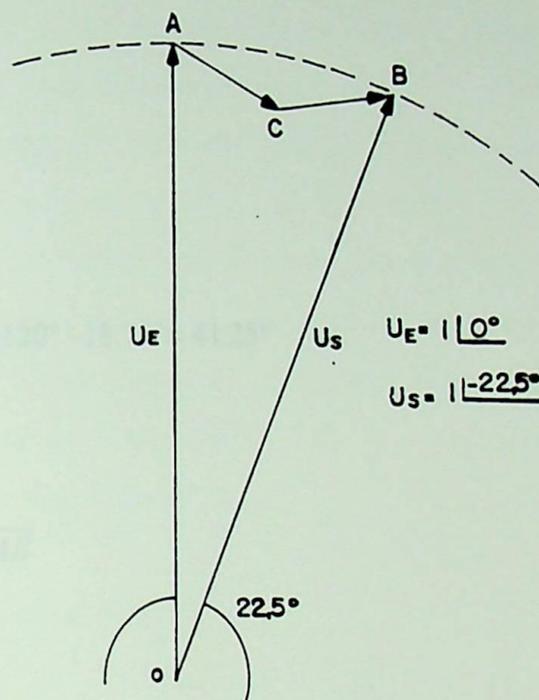


figura 5.9 - Diagrama de Fasores para Uma das Fases do ADZ - 22.5°

Da figura, por construção, tem-se:

$$\overline{OA} = \overline{OB} = 1 \quad (5.36)$$

$$\overline{BA} \hat{A} \overline{AO} = \frac{180^\circ - 22.5^\circ}{2} = 78.75^\circ \quad (5.37)$$

$$\overline{AB} \hat{B} \overline{BO} = \overline{BA} \hat{A} \overline{AO} = 78.75^\circ \quad (5.38)$$

Logo:

$$\overline{AB} = \frac{\text{sen } 22.5^\circ}{\text{sen } 78.75^\circ} \overline{OA} \quad (5.39)$$

$$\overline{AB} = 0.39018 \quad (5.40)$$

Por outro lado:

$$\overline{CA} \hat{\angle} \overline{AO} = 60^\circ \quad (5.41)$$

então:

$$\overline{BA} \hat{\angle} \overline{AC} = 78.75^\circ - 60^\circ = 18.75^\circ \quad (5.42)$$

como:

$$\overline{AC} \hat{\angle} \overline{CB} = 120^\circ \quad (5.43)$$

tem-se:

$$\overline{CB} \hat{\angle} \overline{BA} = 180^\circ - 120^\circ - 18.75^\circ = 41.25^\circ \quad (5.44)$$

Por fim, vem:

$$\overline{CA} = \frac{\text{sen } 41.25^\circ}{\text{sen } 120^\circ} \overline{AB} \quad (5.45)$$

ou seja:

$$\overline{CA} = 0.29076 \quad (5.46)$$

e

$$\overline{BC} = \frac{\text{sen } 18.75^\circ}{\text{sen } 120^\circ} \overline{AB} \quad (4.47)$$

ou seja:

$$\overline{BC} = 0.14542 \quad (5.48)$$

e adotando o mesmo procedimento do item 5.3.2 vem:

$$\overline{U}_s = \{1 - 0.05[(2.9076)(1) + (1.4542)(-1)]\} + j\{-0.0866[(2.9076)(1) - (1.4542)(-1)]\} \quad (5.49)$$

$$\overline{U}_s = 0.92764 - j0.384 = 1.004e^{-j22.489} \quad (5.50)$$

5.3.4 - Obtenção da defasagem de 7.5° e 22.5°

Até agora demonstrou-se como obter as defasagens negativas -7.5° e -22.5° . Para obtenção das defasagens positivas correspondentes 7.5° e 22.5° , pode-se escolher uma das opções abaixo:

- Primeira opção: Alterações na Sequência de Fases de Alimentação

É possível, em geral, obter defasagens simétricas a partir de uma simples alteração na seqüência de fases de alimentação, conforme Apêndice 1 e aplicado por Carlsson em [12]. A vantagem deste tipo de modificação é que esta implica em pouca dificuldade de execução. Para o ADZ, entretanto, esta alteração não se aplica, uma vez que, tanto os enrolamentos que propiciam as defasagens -7.5° e -22.5° , quanto aqueles promotores das defasagens 7.5° e 22.5° estão conectados às mesmas bobinas comuns, que, portanto somente podem ter um sistema de alimentação. Vale dizer, aplica-se a seqüência de fases direta ou a inversa. Ambas não é possível.

A figura 5.10 ilustra tal modificação.

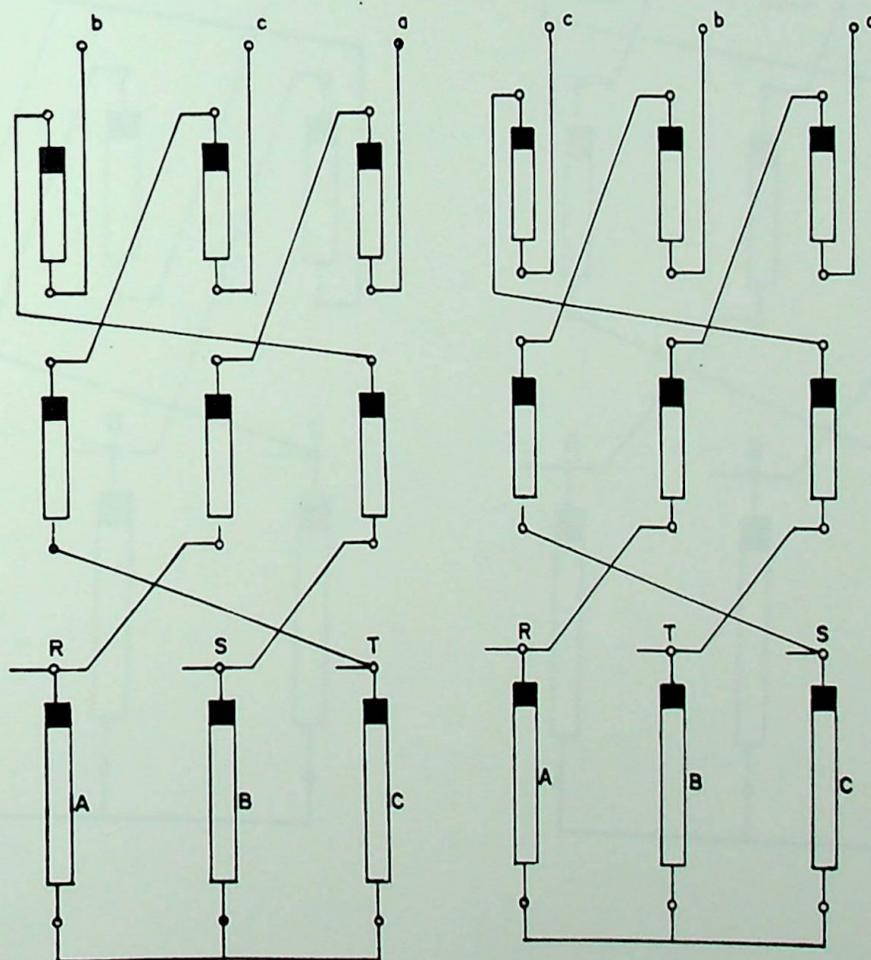


figura 5.10 - Alteração na Sequência de Fases de Alimentação do ADZ

- segunda opção: Alterações Internas

A alteração na polaridade das bobinas auxiliares, mostrada na figura 5.11, proporciona o mesmo efeito ocasionado pela alteração anterior. Entretanto, nota-se que quando é determinada a marcação da polaridade de uma bobina, a mesma não pode ser utilizada para obter a defasagem simétrica equivalente, ou seja, caso utilize-se o terminal com a marcação da polaridade para a conexão, o terminal restante não pode ser utilizado simultaneamente.

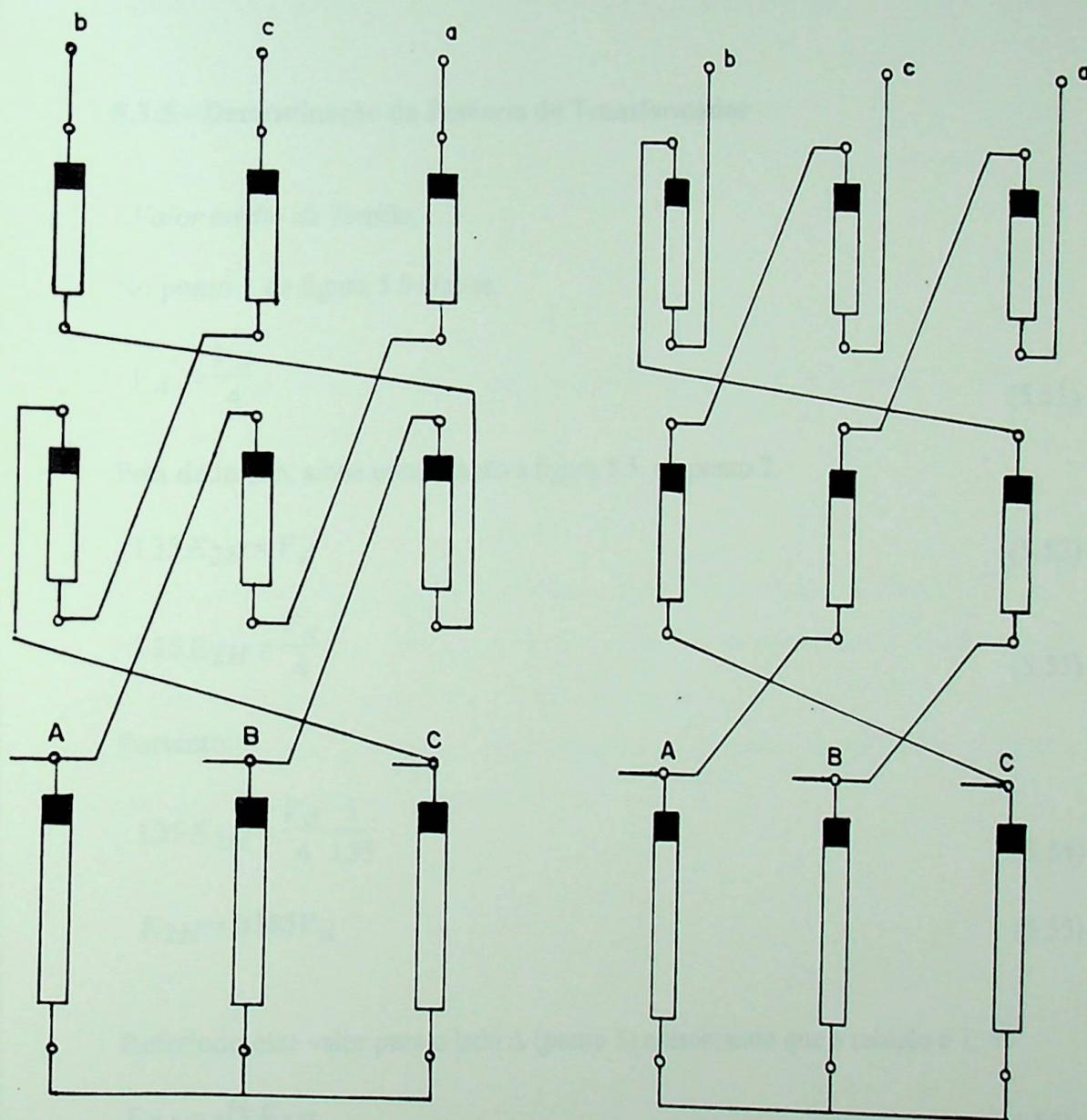


figura 5.11 - Alteração da Polaridade das Bobinas Auxiliares para Obtenção dos Ângulos 7.5° e 22.5°

- terceira opção: Alteração na Sequência de Fases na Saída do ADZ

Com a alteração da sequência de fases na saída do ADZ, ou seja, fornecendo-se alimentação para os deltas como indica a figura 5.5, consegue-se o mesmo efeito das duas opções anteriores.

Cabe lembrar ainda, que é preciso efetuar uma alteração na sequência de disparo dos semicondutores, como foi feito em [12] e mostrado no item 3.2.2. Além disto, no apêndice 1, discute-se algumas propriedades características das conexões e a influência de alterações internas e externas, que podem afetar na defasagem dos sinais de tensão e corrente em transformadores.

5.3.5 - Determinação da Potência do Transformador

- Valor médio de Tensão:

No ponto 1 da figura 5.5 tem-se:

$$V_d' = \frac{V_d}{4} \quad (5.51)$$

Pela definição, ainda com relação a figura 5.5, no ponto 2:

$$1.35 E_{2H} = V_d' \quad (5.52)$$

$$1.35 E_{2H} = \frac{V_d}{4} \quad (5.53)$$

Portanto:

$$1.35 E_{2H} = \frac{V_d}{4} \frac{1}{1.35} \quad (5.54)$$

$$E_{2H} = 0.185 V_d \quad (5.55)$$

Referindo este valor para o lado Δ (ponto 3) e lembrando que a relação é 1: $\sqrt{3}$

$$E_{2\Delta} = \sqrt{3} E_{2H} \quad (5.56)$$

Então

$$E_{2\Delta} = \sqrt{3}(0.185)V_d \quad (5.57)$$

$$E_{2\Delta} = 0.3207V_d \quad (5.58)$$

Como a relação de tensões no ADZ é 1:1, no ponto 4 tem-se:

$$E_{2ADZ} = 0.3207V_d \quad (5.59)$$

- Valor Eficaz da Corrente

O valor eficaz da corrente é obtido genericamente através de:

$$i_{rms} = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt \quad (5.60)$$

Para a aplicação da equação geral (5.60) na forma de onda de corrente de entrada do ADZ, segue-se os seguintes passos.

- Determinação dos intervalos de integração e respectivas amplitudes

Para determinar as amplitudes do sinal de corrente em cada intervalo, utilizou-se o programa de simulação digital que representa o sistema desde a carga até a linha, levando em consideração todas as relações entre as espiras e, portanto, considerando também as alterações nas amplitudes das mesmas.

Com auxílio das equações (5.19) e (5.20) do balanço das FMMs e da tabela 5.1 que apresenta a influência dos valores de k sobre as correntes em cada intervalo, tem-se:

I	k	$\pi/12$	$2\pi/12$	$3\pi/12$	$4\pi/12$	$5\pi/12$	$6\pi/12$	$7\pi/12$	$8\pi/12$	$9\pi/12$	$10\pi/12$	$11\pi/12$	$12\pi/12$
1,1	k1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
1,2	k1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
1,3	k1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
1,4	k1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
3,2	-k2	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2,2	k3	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	1	1	1
3,3	k3	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2,3	-k2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	1	1
3,1	-k4	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2,1	k5	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	1	1	1	1
3,4	k5	1	1	1	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1	-1
2,4	-k4	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0	1

tabela 5.1 - correntes em cada intervalo

O valor das correntes em cada intervalo é:

0	→	$\pi/12$,	$k_1 + k_4$
$\pi/12$	→	$2\pi/12$	$2k_1 + k_4$
$2\pi/12$	→	$3\pi/12$	$3k_1 - k_3 + k_2 + k_4$
$3\pi/12$	→	$4\pi/12$	$4k_1 - k_3 + k_2 - k_5 + k_4$
$4\pi/12$	→	$5\pi/12$	$4k_1 - k_3 + k_2 + 2k_4$
$5\pi/12$	→	$11\pi/24$	$4k_1 + 2k_2 + 2k_4$
$11\pi/24$	→	$6\pi/12$	$4k_1 + 2k_2 + 2k_4$
$6\pi/12$	→	$7\pi/12$	$4k_1 + k_2 - k_3 + 2k_4$
$7\pi/12$	→	$8\pi/12$	$4k_1 + k_2 - k_3 + k_4 - k_5$
$8\pi/12$	→	$9\pi/12$	$3k_1 + k_2 - k_3 + k_4$
$9\pi/12$	→	$10\pi/12$	$2k_1 + k_2 + k_4$
$10\pi/12$	→	$11\pi/12$	$k_1 + k_4$
$11\pi/12$	→	$12\pi/12$	0

- Obtenção de i_{rms}

Utilizando (5.60) com os valores anteriores e tendo em conta que a forma de onda apresenta simetria de meia onda, vem:

$$\begin{aligned}
 i_{rms} = \frac{2}{T} & \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{12}} [(k_1+k_4)A]^2 dt + \int_{\frac{\pi}{12}}^{\frac{2\pi}{12}} [(2k_1+k_2+k_4)A]^2 dt + \int_{\frac{2\pi}{12}}^{\frac{3\pi}{12}} [(3k-k_3+k_2+k_4)A]^2 dt + \int_{\frac{3\pi}{12}}^{\frac{4\pi}{12}} [(4k_1-k_3+k_2-k_5+k_4)A]^2 dt + \right. \\
 & + \int_{\frac{4\pi}{12}}^{\frac{5\pi}{12}} [(4k_1-k_3+k_2+2k_4)A]^2 dt + \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{2\pi}{12}} [(4k_1+2k_2+2k_4)A]^2 dt + \int_{\frac{6\pi}{12}}^{\frac{11\pi}{12}} [(4k_1+2k_2+2k_4)A]^2 dt + \int_{\frac{7\pi}{12}}^{\frac{7\pi}{12}} [(4k_1+k_2-k_3+2k_4)A]^2 dt + \\
 & + \int_{\frac{7\pi}{12}}^{\frac{8\pi}{12}} [(4k_1+k_2-k_3+k_4-k_5)A]^2 dt + \int_{\frac{8\pi}{12}}^{\frac{9\pi}{12}} [(3k_1+k_2-k_3+k_4)A]^2 dt + \int_{\frac{9\pi}{12}}^{\frac{10\pi}{12}} [(2k_1+k_2+k_4)A]^2 dt + \left. \int_{\frac{10\pi}{12}}^{\frac{11\pi}{12}} [(k_1+k_4)A]^2 dt + 0 \right\} \frac{1}{2}
 \end{aligned}
 \tag{5.61}$$

Resolvendo-se a equação (5.61) e substituindo-se os valores de k , conforme a tabela 5.2, vem:

$$i_{rms} = 1.904A \tag{5.62}$$

k1	1
k2	0.0839
k3	0.0668
k4	0.2976
k5	0.1451

tabela 5.2 - valores de k para o defasamento de 15° entre as pontes

A potência do transformador é então:

$$P_{tr} = 3 E_2 I_2 \quad (5.63)$$

$$P_{tr} = 3(0.3207 V_d)(1.904 I_d) = 1.8313 V_d I_d \quad (5.64)$$

$$P_{tr} = 1.8318 P_{d0} \quad (5.65)$$

Por tratar-se de um autotransformador e tendo em vista a figura 5.6 com os respectivos valores de k :

$$k_{total} = 1 + 0.0839 + 0.0668 + 0.2976 + 0.1441 \quad (5.66)$$

$$k_{total} = 1.5934 \quad (5.67)$$

Considerando k_{total} como sendo a relação de tensões entre primário e secundário, em p.u.:

$$k_{total} = \frac{U_p}{U_s} = 1.5934 \quad (5.68)$$

Recorrendo-se ao gráfico da figura 4.3 do capítulo 4, encontra-se a relação entre a potência do autotransformador e a do transformador convencional, que é:

$$S_a = 2.85 S_t \quad (5.69)$$

Então:

$$P_{aut} = \frac{1.8318 P_{d0}}{2.85} \quad (5.70)$$

$$P_{aut} = 0.609 P_{d0} \quad (5.71)$$

O item anterior foi feito exclusivamente para o cálculo da potência do autotransformador. Não é possível efetuar comparação com a potência do transformador Delta Estendido, porque o mesmo alimenta uma ponte

5.3.6 - Análise Harmônica da Corrente de Entrada do Conversor

O programa de simulação desenvolvido permite a obtenção da corrente de entrada. Com uma amostragem desse sinal, num total de 2048 amostras, inserida em outro programa, tornou-se possível a verificação dos harmônicos presentes.

A tabela 5.3 sintetiza os valores encontrados.

ordem do harmônico	$\frac{I_h}{I_1}$ (%)	ordem do harmônico	$\frac{I_h}{I_1}$ (%)	ordem do harmônico	$\frac{I_h}{I_1}$ (%)
1	100	21	0.0179	41	0.0660
2	0.0179	22	0.0179	42	0.0452
3	0.0187	23	0.9402	43	0.0293
4	0.0206	24	0.0145	44	0.0597
5	0.0250	25	0	45	0
6	0.0179	26	0	46	0.5167
7	0.0813	27	0	47	0.2933
8	0.0145	28	0	48	0.4700
9	0.0479	29	0	49	0.0660
10	0.0179	30	0.0302	50	0.0293
11	0.0354	31	0.0293	51	0.0359
12	0.0206	32	0.0574	52	0
13	0.0186	33	0.6602	53	0
14	0.0179	34	0.0193	54	0
15	0.0478	35	0.0293	55	0
16	0.0145	36	0.0134	56	0
17	0.0409	37	0	57	0
18	0.0179	38	0.7269	58	0
19	0.1290	39	0.0293	59	0
20	0.0205	40	0.0672	60	0

tabela 5.3 - harmônicos encontrados no conversor ADZ/ Delta/ Estrela Hexafásica

As formas de onda obtidas através do programa de simulação desenvolvido são demonstradas também a seguir:

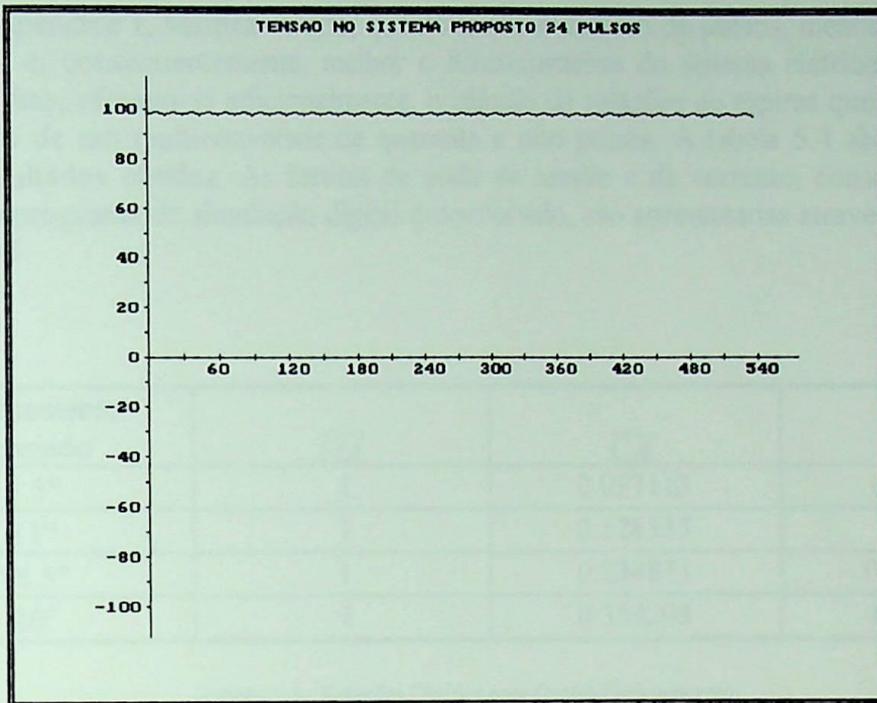


figura 5.12 - Forma de Onda da Tensão na Carga no Sistema 24 Pulsos Proposto

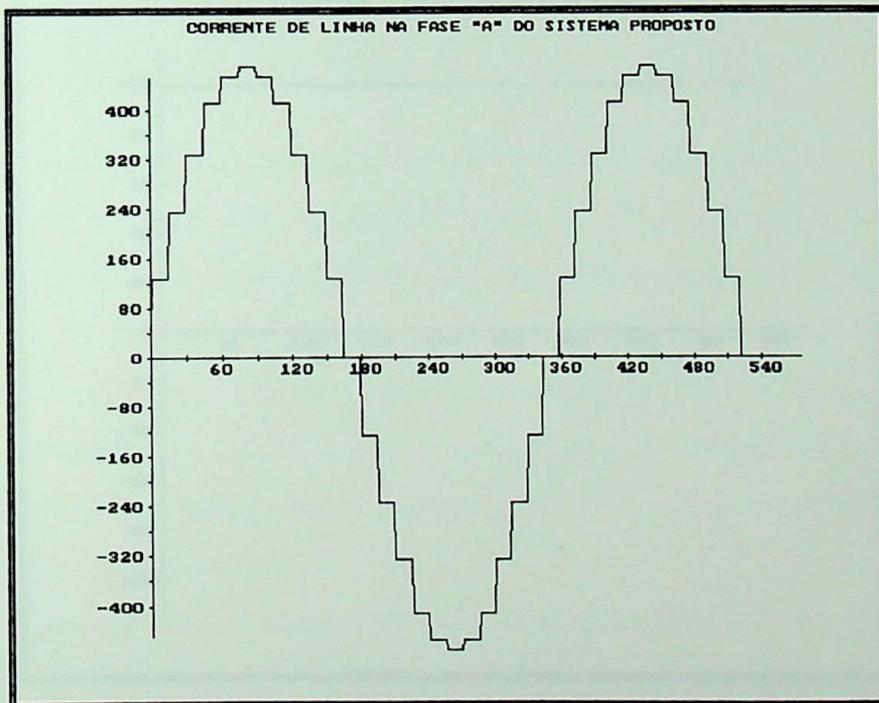


figura 5.13 - Forma de Onda da Corrente na Linha no Sistema 24 Pulsos Proposto

5.3.7 - Obtenção de Outras Defasagens

No apêndice 1, verifica-se que, quanto maior o número de pulsos, menor o conteúdo harmônico e, conseqüentemente, melhor o funcionamento do sistema elétrico. Tendo em vista este fato, efetuou-se adicionalmente, o cálculo de relações de espiras que possibilitam a operação de um multiconversor de quarenta e oito pulsos. A tabela 5.4 abaixo contém alguns resultados obtidos. As formas de onda de tensão e de corrente, conseguidas com auxílio do programa de simulação digital desenvolvido, são apresentadas através das figuras 5.14 e 5.15.

Defasamento desejado	\overline{OA}	\overline{CA}	\overline{BC}
3.5°	1	0.037113	0.033383
11°	1	0.128535	0.09179
18.5°	1	0.234873	0.1315199
26°	1	0.354298	0.151870

Tabela 5.4- Relações Obtidas para Outros Defasamentos

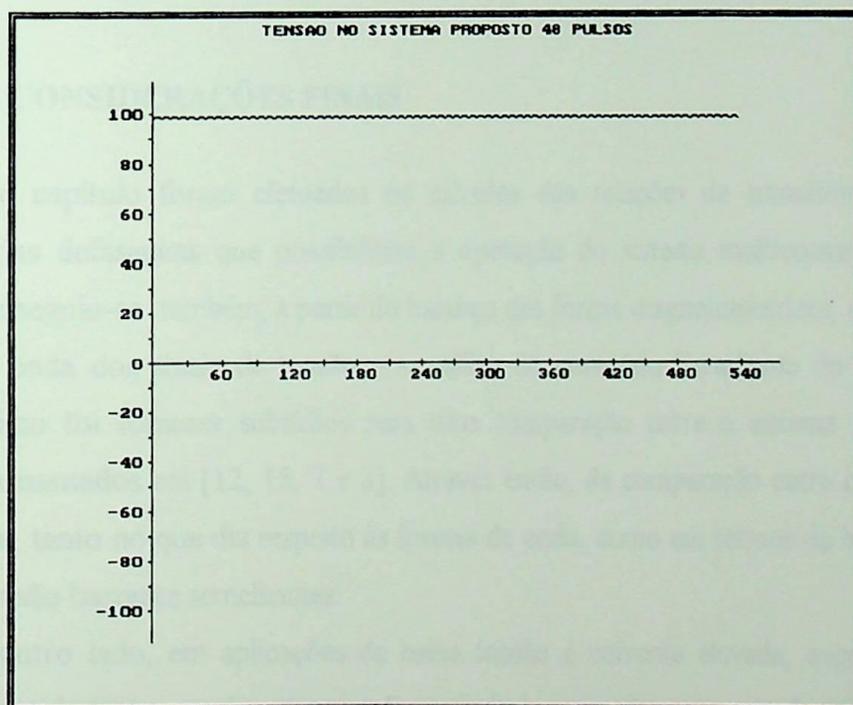


figura 5.14 - Forma de Onda da Tensão na Carga no Sistema 48 pulsos

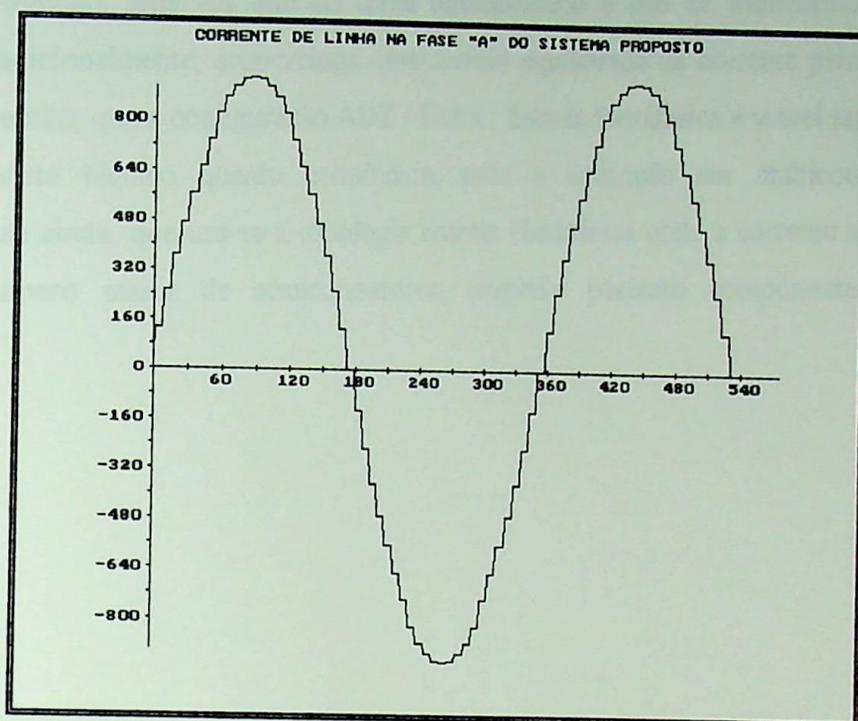


figura 5.15 - Forma de Onda da Corrente na Linha no Sistema 48 pulsos

5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram efetuados os cálculos das relações de transformação para obtenção das defasagens que possibilitam a operação do sistema multiconversor de 24 pulsos. Conseguiu-se também, à partir do balanço das forças magnetomotrizes, construir as formas de onda dos sinais de tensão e a análise do conteúdo harmônico do sistema. O objetivo disto foi fornecer subsídios para uma comparação entre o sistema proposto e aqueles apresentados em [12, 15, 7 e 3]. Através então, da comparação entre os sistemas, nota-se que, tanto no que diz respeito às formas de onda, como em termos de harmônicos, os sistemas são bastante semelhantes.

Por outro lado, em aplicações de baixa tensão e corrente elevada, excedendo por vezes a capacidade dos semicondutores disponíveis no mercado, opta-se pela utilização dos semicondutores em paralelo. Neste caso, quando os transformadores são diferentes, a divisão desigual de correntes entre eles, pode resultar em grandes desbalanços que, geralmente, são atenuados com o emprego de transformadores de interfase. Quanto ao ajuste do disparo dos semicondutores controlados, deve-se dizer que os controladores devem ser mais complexos.

A idéia de utilizar-se transformadores Delta / Estrela Hexafásica idênticos é proposta como uma solução, uma vez que ela torna desnecessário o uso de transformadores de interfase e, adicionalmente, proporciona uma divisão equilibrada da corrente pelo sistema. Acredita-se então, que a configuração ADZ / Delta / Estrela Hexafásica é viável tanto sob o ponto de vista técnico quanto econômico, para a aplicação em multiconversores, ressaltando-se ainda, que usa-se a topologia Estrela Hexafásica onde a corrente se reparte por um número maior de semicondutores, exigindo portanto componentes menos “robustos”.



EFEI

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

Tanto os sistemas conversores convencionais quanto os não convencionais, necessitam por vezes, defasagens nos sinais de alimentação. Nas aplicações onde as defasagens necessárias são menores que 30° , como por exemplo o caso de um conversor de 24 pulsos, as conexões estrela e delta convencionais não possibilitam a obtenção direta dos ângulos que tornam possível a operação do sistema. Sendo assim, uma solução alternativa é empregar-se conexões especiais em transformadores e a idéia da utilização de equipamentos que permitam o controle fino do módulo e de fase da tensão torna-se bastante atrativa para obter-se os ângulos de defasagem necessários.

Por outro lado, sabe-se que, a não ser pelo fato do deslocamento do sinal de entrada, não é necessário que esses transformadores possuam relações de transformação muito altas, uma vez que não se deseja grandes variações nos módulos de tensão do primário e secundário.

Para tanto é comum utilizar-se transformadores especiais conectados como zig-zague e delta estendido. Outro fato é que, segundo [1] e [31], para relações de transformação menores ou iguais a dois, um autotransformador, em geral, pode substituir com vantagens tanto um transformador convencional quanto um transformador especial.

Tendo em vista o que foi exposto acima, ocorre então a idéia da utilização do autotransformador especial ADZ que surge como uma opção para aplicação à sistemas multiconversores pois, reúne as características anteriores, possibilita o ajuste do nível de tensão de alimentação através do controle simultâneo do módulo e da fase da tensão. Dessa forma, fica evidenciado, tendo em vista os resultados obtidos nos capítulos anteriores, a viabilidade técnica e econômica do ADZ quando da sua aplicação a sistemas multiconversores.

Para reforçar este ponto de vista, apresenta-se a tabela 1, que ilustra através de um exemplo, comparando um transformador e um autotransformador, da Asea Brown Boveri, de mesma potência (100MVA), as diversas características destas alternativas.

Tipo	Transformador	Autotransformador
fase / frequência	3 / 60Hz	3 / 60Hz
potência	100MVA	100MVA
alta tensão	230kV	230kV
baixa tensão	115kV	115kV
terciário	13.8kV	13.8kV
impedância	13%	6.5%
perdas em vazio	58kW	43kW
perdas em curto	270kW	140kW
peso do ferro	48T	35T
peso do cobre	21T	18T
radiadores	12T	6.5T

tabela 1 - exemplo de comparação entre o transformador e o autotransformador

Um ponto que não deve ser desconsiderado nesta análise é que, quando utiliza-se transformadores defasadores como no capítulo 3, a impedância total em cada ramo não é igual e, devido a influência que as mesmas exercem na operação dos conversores, existirá o aparecimento de harmônicos não-característicos que da mesma forma que os característicos, são prejudiciais ao sistema. Percebe-se ainda que, quanto maior for o valor da impedância do transformador defasador, mais significativo torna-se esse efeito. Nesse sentido, a tabela 1 mostra que os autotransformadores possuem impedâncias reduzidas quando comparadas com transformadores de mesma potência, que é mais um aspecto positivo na utilização do ADZ.

Sob o aspecto sugestões, pode-se deixar como indicativo para novos trabalhos a verificação do comportamento de configuração que contenha o ADZ versus outras que tenham transformadores defasadores, assegurando que essas configurações tenham as mesmas topologias de conversores, o que naturalmente, embora exaustivo, conduziria a comparações estritas. Outra, refere-se ao balanceamento possível de ser promovido pelo ADZ, que tornaria viável através do mesmo, a compensação de desequilíbrios oriundos de problemas no sistema de produção de pulsos dos semicondutores.



EFEI

APÊNDICE 1

ANÁLISE GENERALIZADA DA DEFASAGEM DE SINAIS - AGDS

1995

APÊNDICE 1

ANÁLISE GENERALIZADA DA DEFASAGEM DE SINAIS - AGDS

A.1 - Os Componentes Harmônicos

Cargas não-lineares, como por exemplo conversores estáticos, causam no sistema de alimentação correntes e tensões não-senoidais. Como consequências maléficas dessas distorções das formas de onda de corrente e/ou tensão, tem-se, basicamente:

- maior solicitação do isolamento dos equipamentos devido aos componentes harmônicos de tensão;
- sobreaquecimento provocado por componentes harmônicos de corrente;
- aumento das perdas em transformadores e em motores;
- efeito de ressonância entre os as indutâncias dos transformadores e capacitâncias do sistema;
- interferência em sistemas de comunicação e de medição;
- interferência nas características de torque de motores, tanto na partida quanto em operação;
- interferência em sistemas de controle de disparo de conversores estáticos;
- variação de tensão (efeito conhecido por "flicker");
- outros.

Através dos conceitos da Série Trigonométrica de Fourier [29], pode-se verificar matematicamente os efeitos citados anteriormente. Esse estudo permite avaliar a "qualidade da energia elétrica" tanto no que diz respeito ao fornecimento quanto para a carga.

Dessa forma, verifica-se a real importância da análise matemática que será desenvolvida visando os transformadores para conversores quanto ao conteúdo harmônico.

A.2 - Aplicação da Série Trigonométrica de Fourier

Sabe-se que, qualquer onda periódica não-senoidal pode ser decomposta em uma soma de ondas senoidais, onde uma delas mantém a mesma frequência da onda analisada e é chamada "fundamental". As demais apresentam frequências múltiplas da principal e são denominadas "componentes harmônicas".

A representação de uma série de Fourier tem a seguinte forma:

$$f(x) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cdot \cos nx + B_n \cdot \text{sen } nx) \quad (\text{A1.1})$$

onde:

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) dx \quad (\text{A1.2})$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos nx dx \quad (\text{A1.3})$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \text{sen } nx dx \quad (\text{A1.4})$$

Aplicando Fourier para três sinais genéricos de corrente, defasados entre si de 120° , tem-se:

$$Ia_n = (Im_n) \cdot \text{sen } n \cdot (\omega \cdot t + \theta) \quad (\text{A1.5})$$

$$Ib_n = (Im_n) \cdot \text{sen } n \cdot \left(\omega \cdot t + \theta - \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (\text{A1.6})$$

$$Ic_n = (Im_n) \cdot \text{sen } n \cdot \left(\omega \cdot t + \theta + \frac{2 \cdot \pi}{3} \right) \quad (\text{A1.7})$$

Atribuindo valores para n e substituindo nas equações (A1.5), (A1.6) e (A1.7):

fazendo-se $n = 0$,

$$Ia_0 = (Im_0) \quad (\text{A1.8})$$

$$Ib_0 = (Im_0) \quad (\text{A1.9})$$

$$Ic_0 = (Im_0) \quad (\text{A1.10})$$

Observa-se que as resultantes encontram-se em fase, portanto, são componentes de seqüência zero.

fazendo-se $n = 1$,

$$Ia_1 = (Im_1) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \theta) \quad (\text{A1.11})$$

$$Ib_1 = (Im_1) \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (\text{A1.12})$$

$$Ic_1 = (Im_1) \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (\text{A1.13})$$

As resultantes são as próprias formas de onda fundamentais, em seqüência de fases positiva

fazendo-se $n = 2$,

$$Ia_2 = (Im_2) \cdot \text{sen}(2\omega \cdot t + 2\theta) \quad (\text{A1.14})$$

$$Ib_2 = (Im_2) \cdot \text{sen}\left(2\omega \cdot t + 2\theta - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) = (Im_2) \cdot \text{sen}\left(2\omega \cdot t + 2\theta + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (\text{A1.15})$$

$$Ic_2 = (Im_2) \cdot \text{sen}\left(2\omega \cdot t + 2\theta + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) = (Im_2) \cdot \text{sen}\left(2\omega \cdot t + 2\theta - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad (\text{A1.16})$$

As resultantes apresentam-se com o dobro da frequência da fundamental e com seqüência de fases negativa.

CONCLUSÃO: Através das equações (A1.5) a (A1.16), verifica-se que é possível escrever uma regra geral para determinação do múltiplo da frequência fundamental e da seqüência de fases dos componentes harmônicos para qualquer onda. Para tanto tem-se a Equação Geral da Formação de Harmônicos:

$$n = p \cdot q + m \quad (\text{A1.17})$$

onde:

n = ordem do harmônico;

p = número de pulsos;

m = -1, 0, 1;

q = número inteiro (0, 1, 2, 3, 4, ... ∞).

Exemplos:

$$p = 6$$

q	m	h a r m ô n i c o	
		ordem	seqüência
0	-1	-1	-
	0	0	0
	1	1	+
1	-1	5	-
	0	6	0
	1	7	+
2	-1	11	-
	0	12	0
	1	13	+
3	-1	17	-
	0	18	0
	1	19	+
4	-1	23	-
	0	24	0
	1	25	+
.		.	
.		.	
.		.	

$$n = 1, 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, \dots$$

$$p = 12$$

q	m	h a r m ô n i c o	
		ordem	seqüência
0	-1	-1	-
	0	0	0
	1	1	+
1	-1	11	-
	0	12	0
	1	13	+
2	-1	23	-
	0	24	0
	1	25	+
.		.	
.		.	
.		.	

$$n = 1, 11, 13, 23, 25, \dots$$

$$p = 24$$

q	m	h a r m ô n i c o	
		ordem	seqüência
0	-1	-1	-
	0	0	0
	1	1	+
1	-1	23	-
	0	24	0
	1	25	+
.		.	
.		.	
.		.	

$$n = 1, 23, 25, \dots$$

Comparando agora os valores das tabelas pode-se perceber que ao aumentar o número de pulsos do sistema, os harmônicos característicos de menor ordem desaparecem.

Este fato é bastante relevante uma vez que os harmônicos de menor ordem são de amplitudes mais elevadas em relação a componente fundamental e portanto mais prejudiciais ao perfeito funcionamento do sistema.

A.3 - Maneiras de Reduzir os Efeitos Maléficos da "Poluição" em Sistemas Conversores

As duas maneiras de reduzir os efeitos do conteúdo harmônico nos sistemas conversores são:

- através do aumento do número de pulsos;
- através da inserção de filtros.

Analisaremos aqui, apenas o primeiro item, uma vez que o segundo não faz parte do escopo do trabalho proposto.

A.3.1 - Configurações Típicas de Conversores

As figuras A1.1 e A1.2 representam as duas configurações básicas de conversores em ponte e estrela:

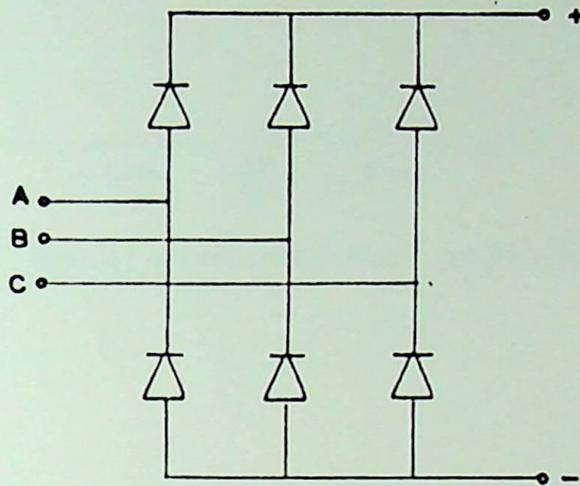


figura A1.1 - Topologia do Conversor em Ponte

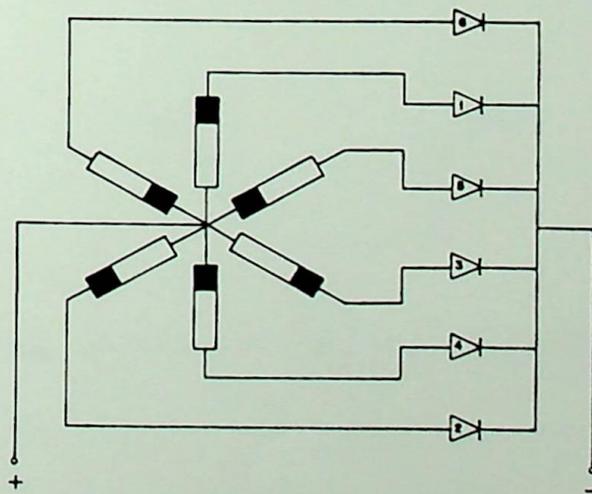


figura A1.2 - Topologia do Conversor em Estrela Hexafásica

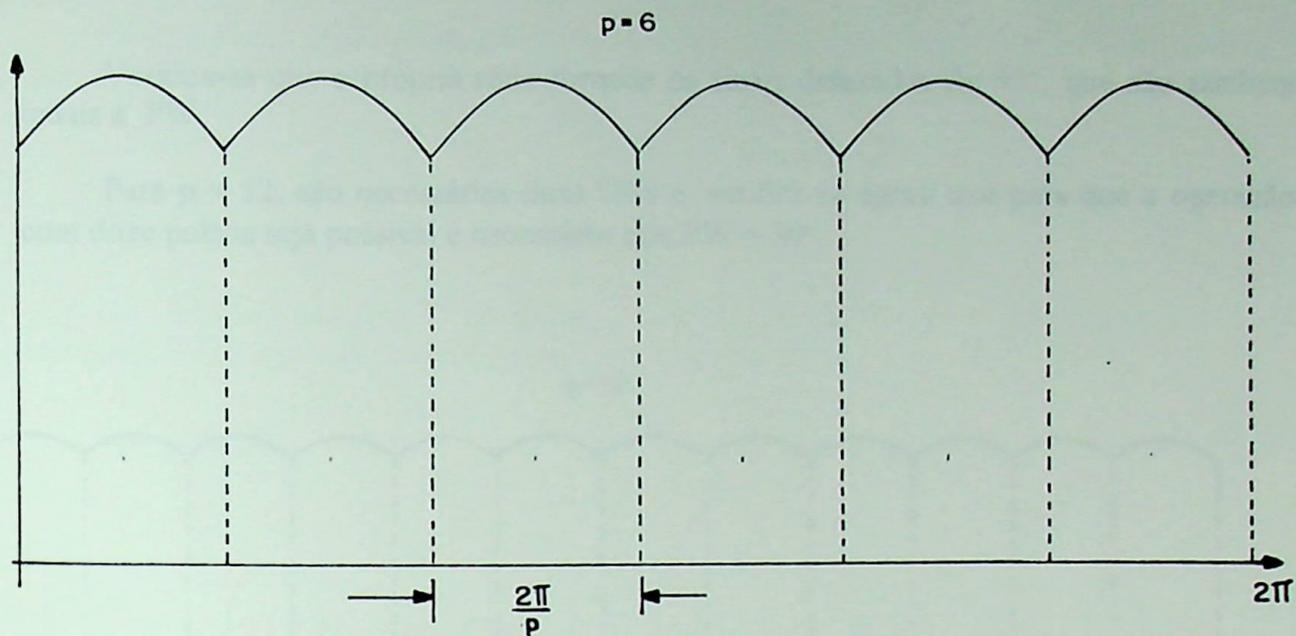


figura A1.3 - Forma de Onda de uma Unidade Conversora Básica

$$PW = \frac{T}{p} \quad (A1.18)$$

onde:

PW = largura de pulso

T = período = 2π

p = número de pulsos

Da forma de onda anterior, e adotando-se uma Unidade Conversora - UC com $p = 6$:

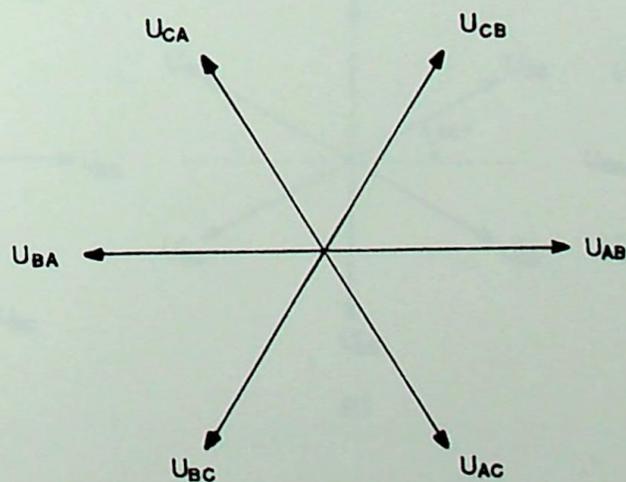


figura A1.4 - diagrama de fasores de tensão

Verifica-se que a própria rede fornece os sinais defasados de 60° , que são também iguais a PW.

Para $p = 12$, são necessárias duas UCs e, verifica-se agora que para que a operação com doze pulsos seja possível é necessário que $PW = 30^\circ$.

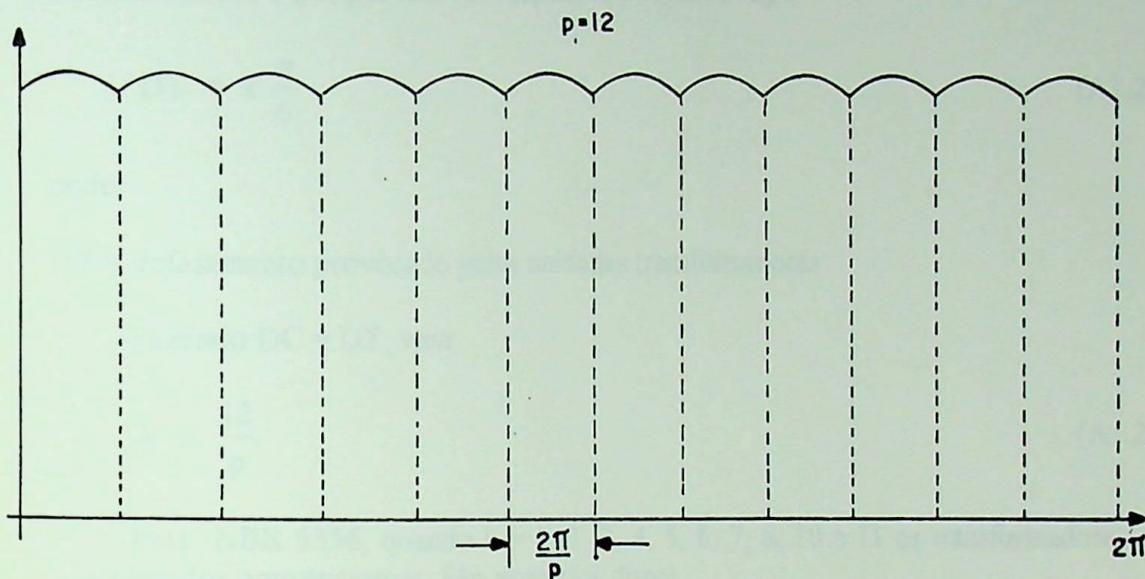


figura A1.5 - Tensão Retificada em um Sistema de 12 Pulsos

Partindo-se dos seis sinais obtidos da rede com a UC1 básica, e considerando-se que seja possível deslocar os seis sinais obtidos através da UC2 como mostra a figura

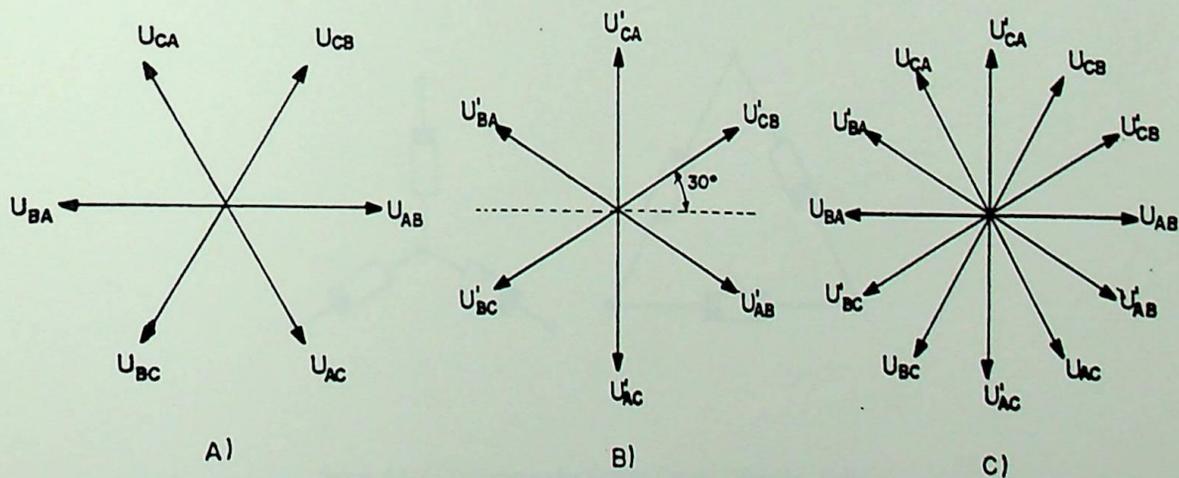


figura A1.6 - Diagrama de Fasores a) UC1
b) UC2
c) UC12

Para os casos onde o número de pulsos for maior que 6 tem-se que o defasamento entre as unidades conversoras deve ser:

$$DC = \frac{12}{p} \cdot \frac{\pi}{6}, \quad p > 6 \quad (A1.19)$$

Os responsáveis pelo defasamento entre as unidades conversoras são os transformadores, que por sua vez respeitam a seguinte regra:

$$DT = k \cdot \frac{\pi}{6} \quad (A1.20)$$

onde:

DT = defasamento provocado pelas unidades transformadoras

Fazendo $DC = DT$, vem:

$$k = \frac{12}{p} \quad (A1.21)$$

Pela NBR 5356, quando $k = 0, 1, 2, 4, 5, 6, 7, 8, 10$ e 11 os transformadores são considerados convencionais. São exemplos disso:

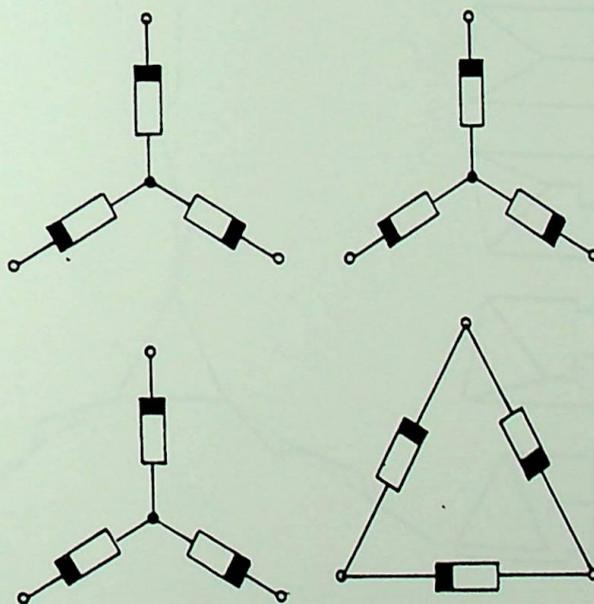


figura A1.7 - Transformador Estrela-Estrela / Estrela - Delta

Para um número de pulsos $p = 24$, a largura de pulsos é $PW = 15^\circ$. Nesse caso são necessárias 4 UCs e conseqüentemente 4 UTs. Seguindo o que foi feito no item anterior, tendo $k = 0.5$ e portanto a UT não se encaixa no grupo dos considerados convencionais.

São exemplos desse grupo de transformadores:

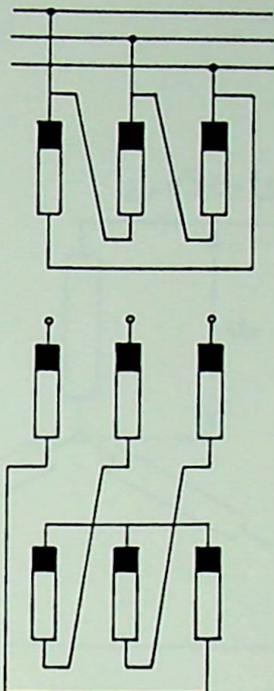


figura A1.8 - Transformador Delta / Zigue-Zague

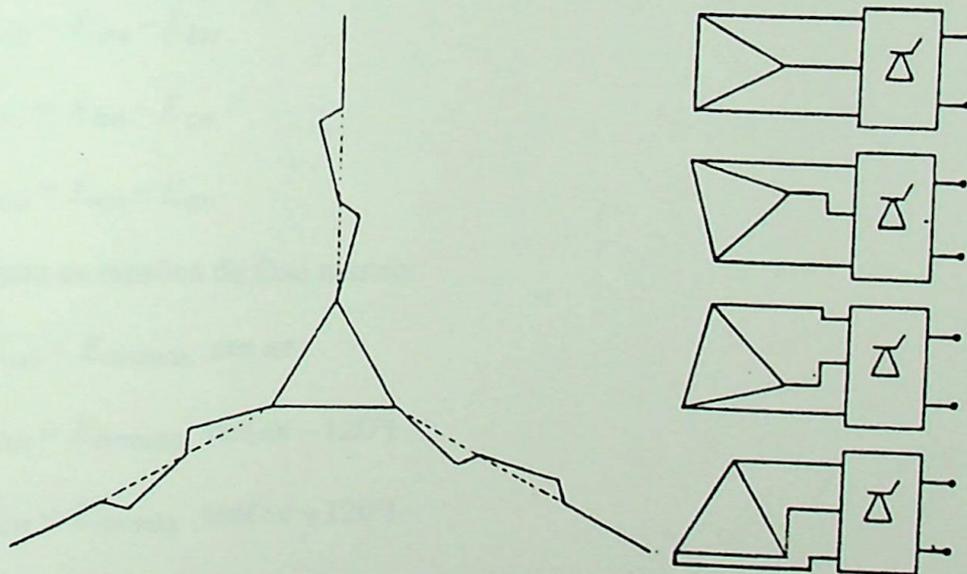


figura A1.9 - Transformador de April -Olivier / Delta

A.3.2 - Maneiras de Obter Defasamentos Angulares em Transformadores

Observa-se que tão importante quanto escolher a topologia dos conversores a serem utilizados é a escolha das configurações das unidades transformadoras alimentadoras, pois serão elas as responsáveis pelo deslocamento dos fasores de tensão das unidades

conversoras e conseqüentemente pelo aumento do número de pulsos e redução do conteúdo harmônico maléfico à operação dos sistemas elétricos.

As maneiras de obter-se o defasamento angular desejado são:

- A natureza das conexões trifásicas:

a) A Conexão Estrela:

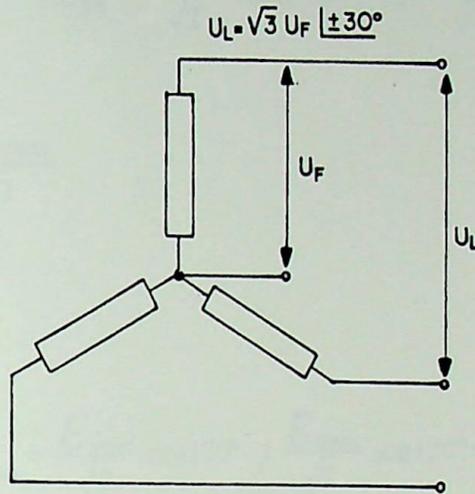


figura A1.10 - Conexão estrela

Aplicando as leis de Kirchhof para as tensões:

$$\dot{E}_{ab} = \dot{E}_{an} - \dot{E}_{bn} \quad (\text{A1.22})$$

$$\dot{E}_{bc} = \dot{E}_{bn} - \dot{E}_{cn} \quad (\text{A1.23})$$

$$\dot{E}_{ca} = \dot{E}_{cn} - \dot{E}_{an} \quad (\text{A1.24})$$

Sejam as tensões de fase neutro:

$$\dot{E}_{an} = E_{anmax} \cdot \text{sen } \omega t \quad (\text{A1.2})$$

$$\dot{E}_{bn} = E_{bnmax} \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad (\text{A1.26})$$

$$\dot{E}_{cn} = E_{cnmax} \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \quad (\text{A1.27})$$

Aplicando a identidade fundamental de Euler tem-se:

$$r \cdot e^{j\theta} = r \cdot \cos \theta + r \cdot j \cdot \text{sen } \theta \quad (\text{A1.28})$$

Para a fase "a":

$$\dot{E}_{an} = \frac{E_{anmax}}{\sqrt{2}} \cdot e^{j0^\circ} \rightarrow \dot{E}_{an} = \frac{E_{anmax}}{\sqrt{2}} \cdot \cos 0^\circ + j \cdot \frac{E_{anmax}}{\sqrt{2}} \cdot \sin 0^\circ = \frac{E_{anmax}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A1.29})$$

Para a fase "b":

$$\begin{aligned} \dot{E}_{bn} &= \frac{E_{bnmax}}{\sqrt{2}} \cdot e^{-j120^\circ} \rightarrow \dot{E}_{bn} = \frac{E_{bnmax}}{\sqrt{2}} \cdot \cos(-120^\circ) + j \cdot \frac{E_{bnmax}}{\sqrt{2}} \cdot \sin(-120^\circ) = \\ &= -\frac{E_{bnmax}}{2\sqrt{2}} - j \frac{\sqrt{3} E_{bnmax}}{2\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (\text{A1.30})$$

Para a fase "c":

$$\dot{E}_{cn} = \frac{E_{cnmax}}{\sqrt{2}} \cdot e^{j120^\circ} \rightarrow \dot{E}_{cn} = \frac{E_{cnmax}}{\sqrt{2}} \cdot \cos 120^\circ + j \cdot \frac{E_{cnmax}}{\sqrt{2}} \cdot \sin 120^\circ = \frac{E_{cnmax}}{2\sqrt{2}} + j \cdot \frac{\sqrt{3} E_{cnmax}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{A1.31})$$

Efetando os cálculos:

$$\dot{E}_{ab} = \frac{E_{anmax}}{\sqrt{2}} + \frac{E_{bnmax}}{2\sqrt{2}} + j \cdot \frac{\sqrt{3} E_{bnmax}}{2\sqrt{2}} = \frac{E_{anmax}}{\sqrt{2}} \cdot \left(1 + \frac{1}{2}\right) + j \cdot \frac{\sqrt{3} E_{bnmax}}{2\sqrt{2}} = \quad (\text{A1.32})$$

$$\dot{E}_{ab} = \frac{3E_{anmax}}{2\sqrt{2}} + j \cdot \frac{\sqrt{3} E_{bnmax}}{2\sqrt{2}} \quad (\text{A1.33})$$

O módulo de \dot{E}_{ab} será:

$$|E_{ab}| = \sqrt{\left(\frac{3E_{anmax}}{2\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3} E_{bnmax}}{2\sqrt{2}}\right)^2} \quad (\text{A1.34})$$

$$|E_{anmax}| = |E_{bnmax}| \quad (\text{A1.35})$$

Então:

$$|E_{ab}| = \sqrt{3} \cdot \frac{E_{anmax}}{\sqrt{2}} \quad (12) \quad (A1.36)$$

A fase de \dot{E}_{ab} será:

$$\theta = \arctg \left(\frac{\frac{\sqrt{3}E_{bnmax}}{2\sqrt{2}}}{\frac{3E_{anmax}}{2\sqrt{2}}} \right) = 30^\circ \quad (A1.37)$$

Portanto:

$$\dot{E}_{ab} = \sqrt{3} \cdot \frac{E_{anmax}}{\sqrt{2}} \cdot e^{j30^\circ} \quad (13) \quad (A1.38)$$

Percebe-se que \dot{E}_{ab} está adiantada de \dot{E}_{an} de um ângulo de 30° , para seqüência de fases direta de alimentação, além de possuir o valor do módulo $\sqrt{3}$ vezes maior que \dot{E}_{an} .

Quanto às correntes, ainda da figura A1.10, verifica-se que as correntes de fase e de linha são as mesmas.

Analogamente, para as demais fases tem-se:

$$\dot{E}_{bc} = \sqrt{3} \cdot \frac{E_{bnmax}}{\sqrt{2}} \cdot e^{-j90^\circ} \quad (A1.39)$$

$$\dot{E}_{ca} = \sqrt{3} \cdot \frac{E_{cnmax}}{\sqrt{2}} \cdot e^{j150^\circ} \quad (A1.40)$$

b) A Conexão Delta:

A conexão delta representada na figura A1.11 apresenta um comportamento em relação às correntes, idêntico ao das tensões na conexão estrela. O mesmo pode-se afirmar das tensões, que por sua vez comportam-se tal como as correntes da estrela. Dessa forma verifica-se os circuitos delta-estrela são "duais".

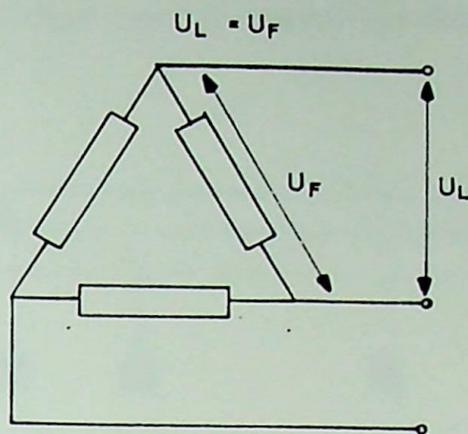


figura A1.11 - Conexão Delta

- Alteração do Fechamento das Conexões

a) A inversão da conexão delta resulta em uma defasagem de 60° .

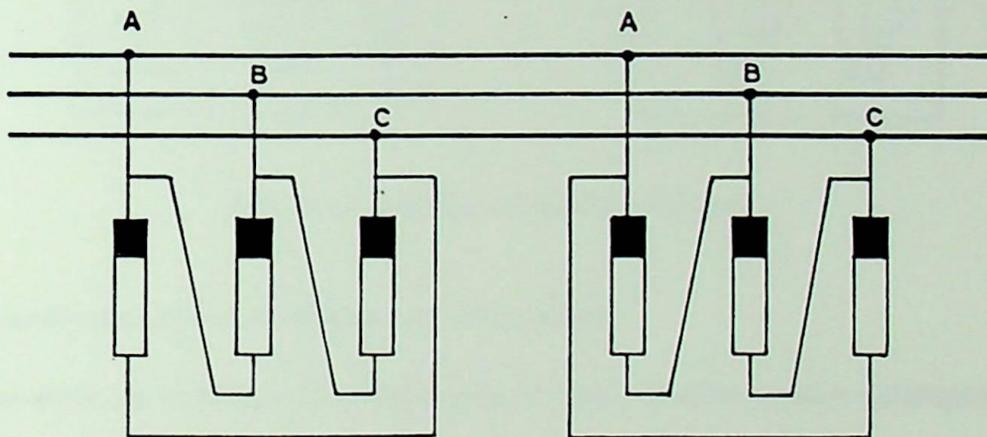


figura A1.12 - Inversão da Conexão Delta

b) Para a conexão estrela a defasagem é de 180° :

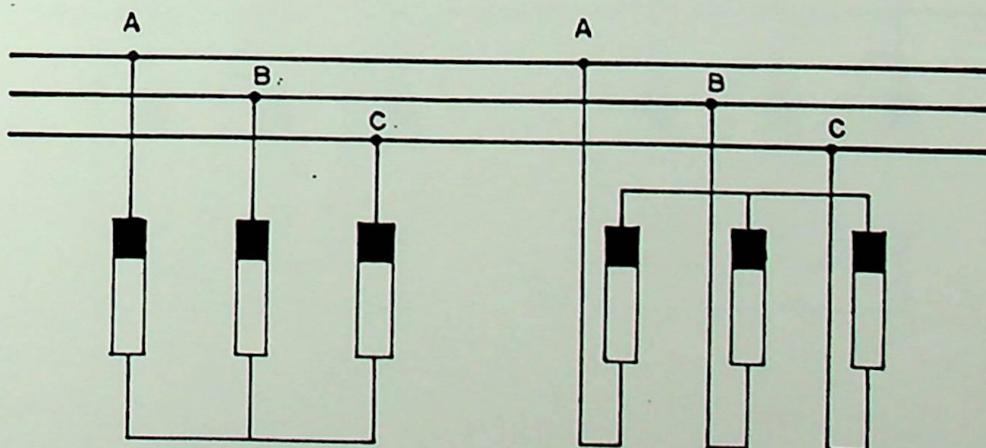


figura 1A1.3 - Conexão Estrela

c) A inversão da conexão zigue-zague resulta em uma defasagem de 60°

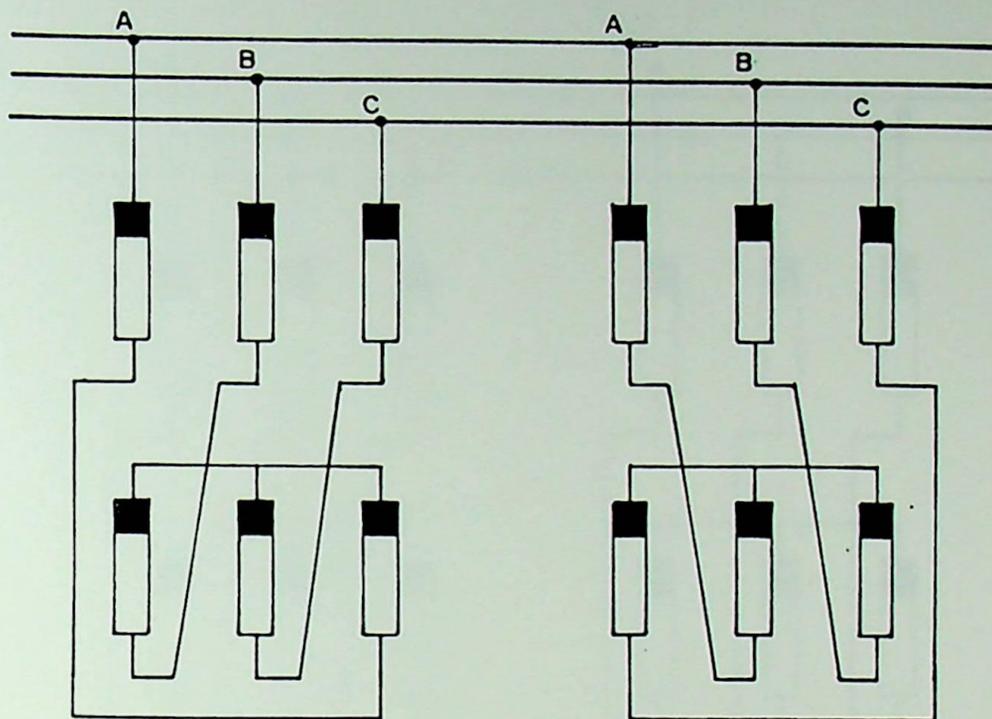


figura A1.14 - Inversão da Conexão Zigue-Zague

- Alteração da seqüência de fases de alimentação

a) A inversão da seqüência de alimentação do delta resulta em uma defasagem de 60°

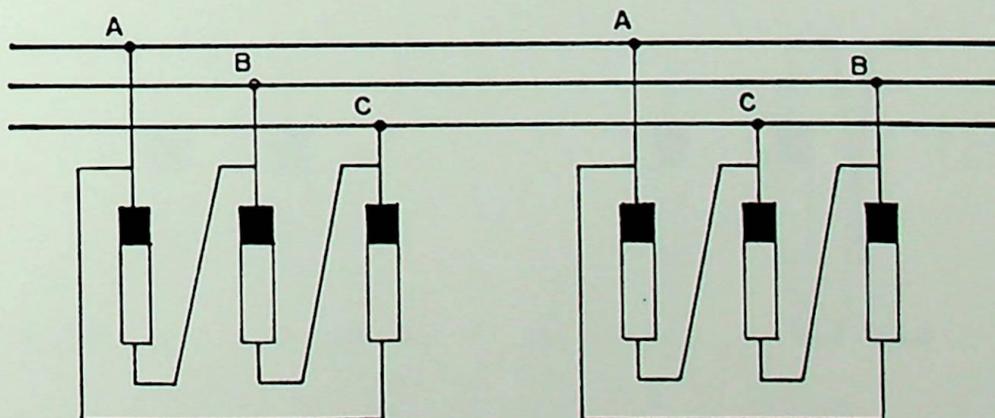


figura A1.15 - Inversão da Sequência de Fases de Alimentação do Delta

b) A inversão da seqüência de fases de alimentação da conexão zigue-zague resulta em uma defasagem de 60°

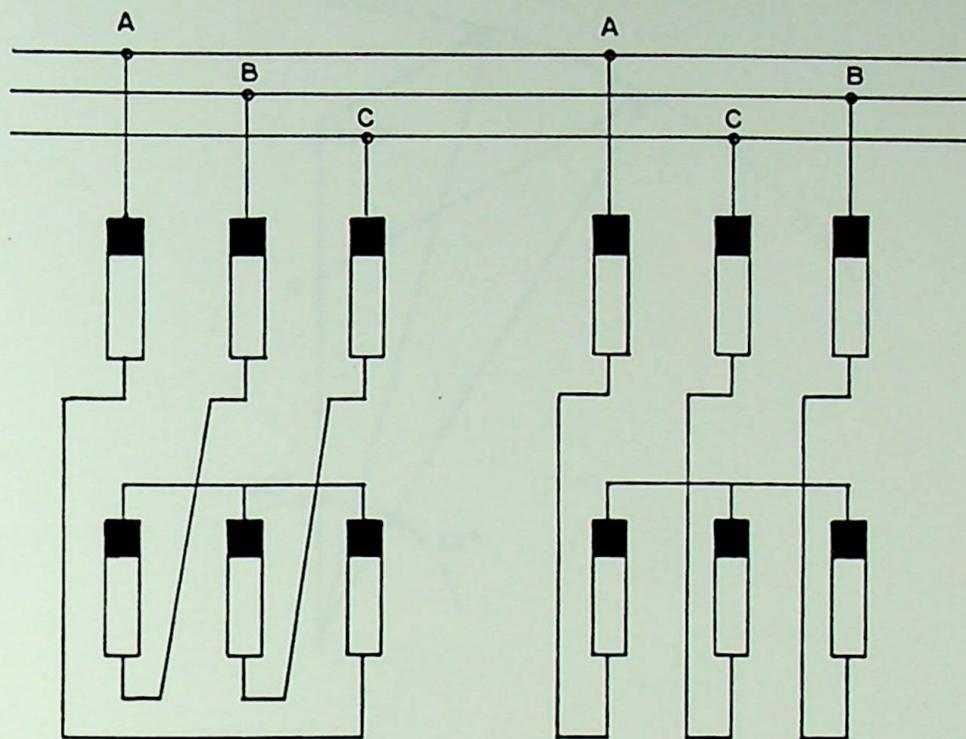


figura A1.16 - Inversão da Conexão Zigue-Zague

- A alteração da polaridade das bobinas provoca uma defasagem de 180°

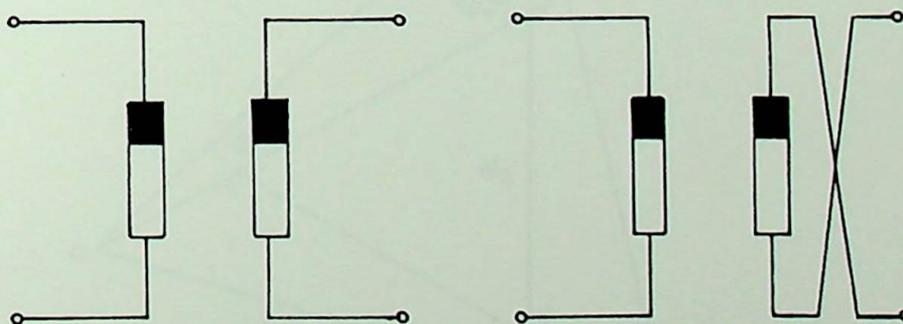


figura A1.17 - Inversão da Polaridade de Uma Bobina

- Alteração do número de espiras

a) Conexão zigue-zague

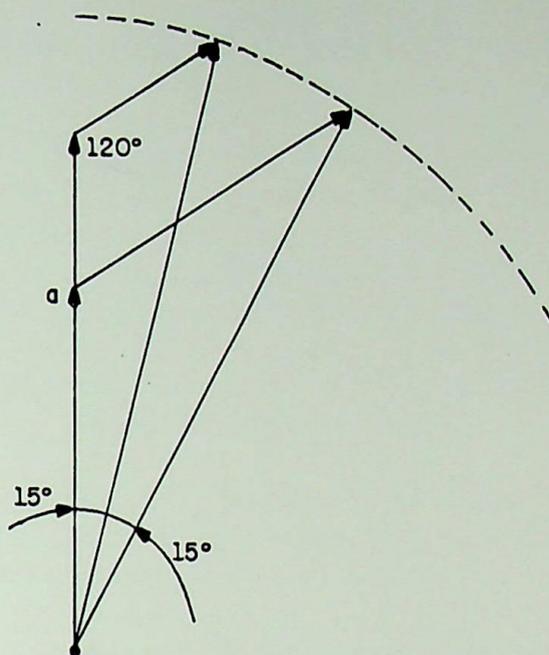


figura A1.18 - Alteração do Número de Espiras em Uma Fase da Conexão Zigue-Zague

b) Conexão delta estendido

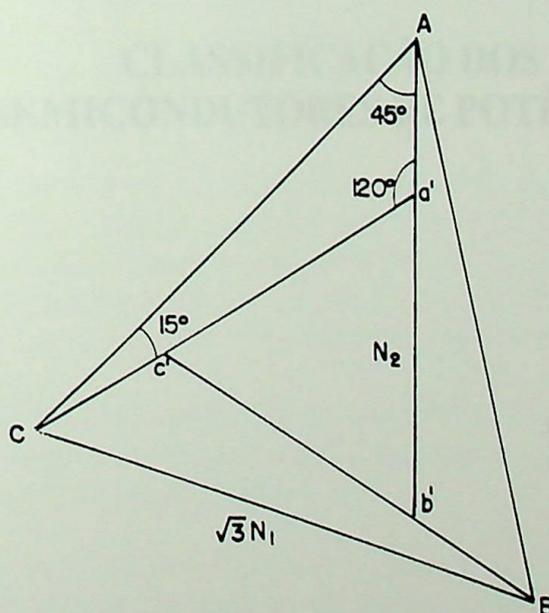


figura A1.19 - Alteração do Número de Espiras na Conexão Delta Estendido



EFEI

APÊNDICE 2

CLASSIFICAÇÃO DOS SEMICONDUCTORES DE POTÊNCIA

APÊNDICE 2

A2.1 - A Classificação dos Semicondutores de Potência

Atualmente os conversores utilizam, na maioria dos casos, tiristores e diodos de potência porém, para acompanhar o avanço tecnológico, pesquisas vêm sendo desenvolvidas em busca de novos semicondutores de potência que sejam mais adequados às necessidades do mercado. Admitindo-se que tais dispositivos tenham o comportamento de chaves eletrônicas, pode-se definir que os mesmos são classificados como:

- *tipo1*: Não existe controle nenhum sobre estas chaves. O funcionamento depende exclusivamente do circuito exterior. Um exemplo é o diodo retificador.

- *tipo2*: Existe controle somente no início da condução, desde que o semicondutor esteja polarizado adequadamente. Não existe controle para interromper a condução, dependendo do circuito exterior. Como exemplo pode-se citar o tiristor.

- *tipo3*: Há controle tanto para iniciar a condução como para interrompê-la independente do circuito externo. São exemplos disso os transistores e os GTO.

A2.2 - Diferenças Básicas entre os Semicondutores de Potência

Os diodos são os semicondutores de potência que possuem grande aplicação em pontes retificadoras porém, devido à sua característica de condução de corrente apenas no sentido de anodo para catodo limitam-se a função de transformar uma onda alternada em um sinal contínuo de valor constante. A variação do valor de tensão depende de uma variação do valor da tensão de alimentação da rede.

Os tiristores também conduzem no sentido de anodo para catodo, mas que para essa condição ocorra é necessário que além do potencial no anodo ser maior que o do catodo, haja um sinal no terminal chamado de "gate". Através dessa possibilidade de controle do momento de condução proporcionada pelo tiristor as operações em pontes retificadoras ou inversoras tornam-se as principais aplicações desse tipo de semicondutor.

Outro componente de grande aplicação em eletrônica de potência é o GTO (Gate Turn Off), que opera de maneira similar aos tiristores quanto ao processo de disparo. Suas diferenças básicas em relação ao tiristor são:

- admitem pulsos negativos no terminal "gate" para o bloqueio e, portanto, possui característica de comutação bastante diferenciada da do tiristor;

- necessitam de um circuito de controle de "gate" para disparo e bloqueio, dispensando o circuito de comutação forçada pela rede e tornando o controle mais simples.

O GTR (Giant Transistor) é bastante parecido com o transistor comum quanto ao funcionamento. A principal diferença é quanto à magnitude das grandezas envolvidas na operação. Esses semicondutores permitem um controle eficiente e rápido do bloqueio de corrente, tal como no GTO.

Em aplicações nas quais a nível de processo a frequência de operação é elevada, o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) pode ser utilizado pois apresenta uma característica de elevada frequência de chaveamento que o diferencia dos demais e o torna adequado.

Com a constante solicitação do aumento da frequência de chaveamento de conversores estáticos de alta potência, outro semiconductor que combina características de potência, tensão e correntes elevadas dos transistores bipolares com as características de frequência, ganho e impedância de entrada elevadas surge também como opção interessante. Tal semiconductor tem seu princípio de funcionamento baseado na tecnologia dos transistores MOS (Metal Oxide Semiconductor).

A2.3 - Evolução Cronológica dos Semicondutores

Os semicondutores, que são itens básicos na composição dos conversores têm passado por uma evolução muito rápida para acompanharem a evolução dos acionamentos tanto em corrente contínua quanto em corrente alternada.

É possível sintetizar a evolução cronológica dos semicondutores ao longo dos anos, com dados obtidos em [35].

Tipo	Período	Dado Técnico
Diodos	1960	440V/10A
	1970	1000V/100A
	1990	4000V/1000A
Transistores	1970	440V/100A
	1980	1000V/100A
GTR	1990	1400V/600A
Tiristores	1980	4000V/1000A
	1990	5200V/4100A
GTO	1990	4500V/3000A
IGBT	1990	1000V/500A
MOS	1990	500V/50A

tabela A2.1 - Evolução Cronológica dos Semicondutores



EFEI

A3.1 - CONVERSORES MONOFÁSICOS E SUAS FORMAS DE ONDA

A3.1.1 - Retificador controlado de ponte

A figura A3.1 mostra um retificador de ponte controlado de ponte secundária de um transformador de potência com dois diodos e dois tiristores em condução por condução forçada de onda. O retificador opera a velocidade média e longa. No instante seguinte a este, o diodo está polarizado inversamente e não conduz, portanto o valor de tensão média sobre o diodo não é zero. Para isso, há necessidade de se adicionar um capacitor de filtro em paralelo com a carga para manter a tensão média sobre a carga. O valor médio da tensão sobre a carga é dado por:

APÊNDICE 3

CONVERSORES MONOFÁSICOS

APÊNDICE 3

A3.1 - CONVERSORES MONOFÁSICOS E SUAS FORMAS DE ONDA

A3.1.1 - Retificador monofásico de meia-onda

A figura A3.1 mostra este retificador. No semiciclo positivo da tensão secundária do transformador o semicondutor está polarizado diretamente, portanto irá conduzir, produzindo uma forma de onda de tensão como a indicada sobre a carga. Na metade negativa do ciclo, o diodo está polarizado reversamente e não conduzirá, portanto o valor da tensão retificada nesse período será zero. Pelo fato do retificador de meia-onda ser um circuito de uma só malha a corrente que atravessa o diodo será a própria corrente de carga. O valor médio da tensão na saída pode ser calculado da seguinte forma:

$$E_s = \sqrt{2} E_s \sin(\omega t) \quad (\text{A3.1})$$

fazendo-se $\omega t = \phi$, tem-se:

$$E_2 = \sqrt{2} E_2 \sin \phi \quad (\text{A3.2})$$

onde:

E_2 = valor instantâneo da tensão de saída do transformador

E_{max} = valor máximo da tensão de saída do transformador

O valor médio de U_{d0} (tensão nos terminais da carga) será:

$$U_{d0} = 0.45 E_s \quad (\text{A3.3})$$

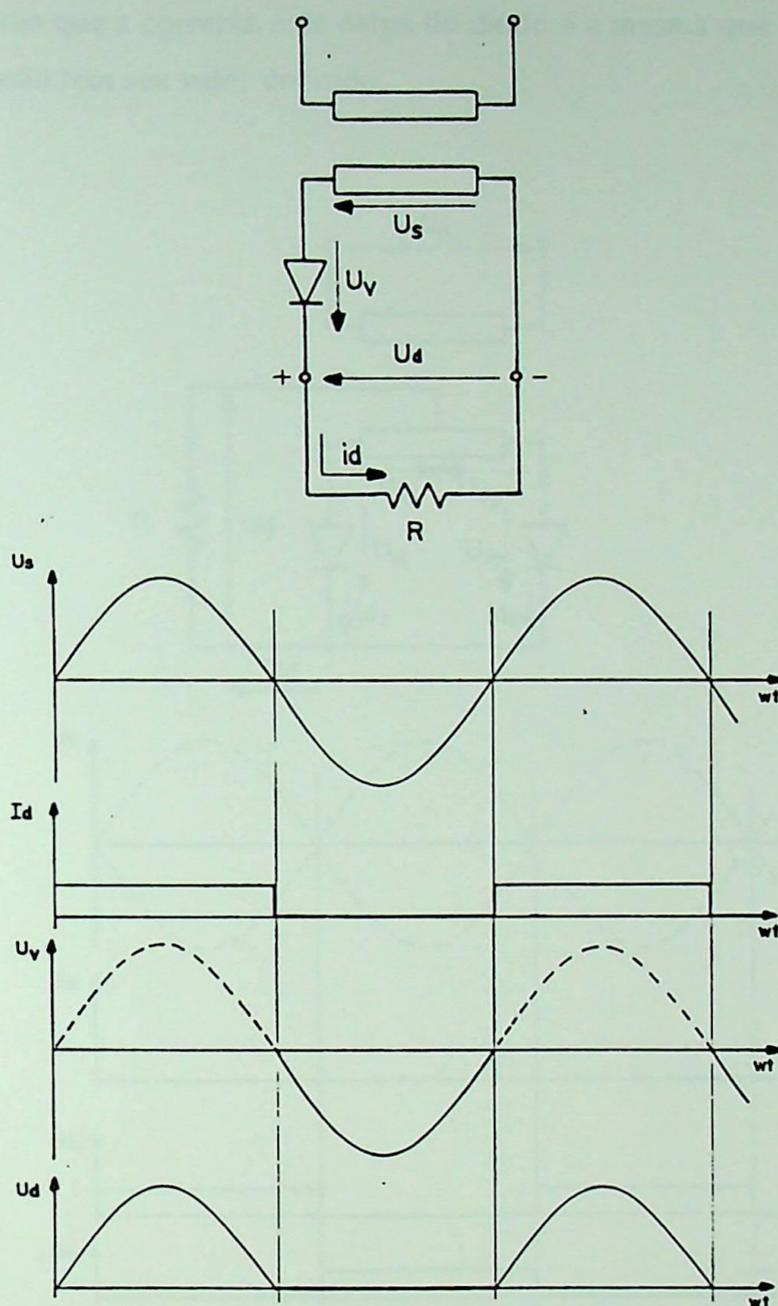


figura A3.1 - Retificador Monofásico de Meia-Onda

A3.1.2 - Retificador monofásico de onda completa

Este retificador é alimentado por dois sinais de tensão defasados de 180° entre si. A figura A3.2 ilustra o circuito e as formas de onda relacionadas. Nesse retificador, a alimentação da carga é feita através de dois diodos, um por fase, e o retorno ocorre através do neutro ("tap" central) do transformador. Em cada instante apenas um semiconductor estará conduzindo a corrente. Observa-se que o "ripple" é grande, com valor médio relativamente pequeno.

Comparando com o caso anterior, resulta que a tensão contínua no consumidor e a corrente dobram de valor. O valor médio de U_{d0} (tensão nos terminais da carga) será:

$$U_{d0} = 0.90 E_s \quad (\text{A3.4})$$

Nota-se então que a corrente e de carga do diodo é a mesma que no circuito monofásico, porém a tensão tem seu valor dobrado.

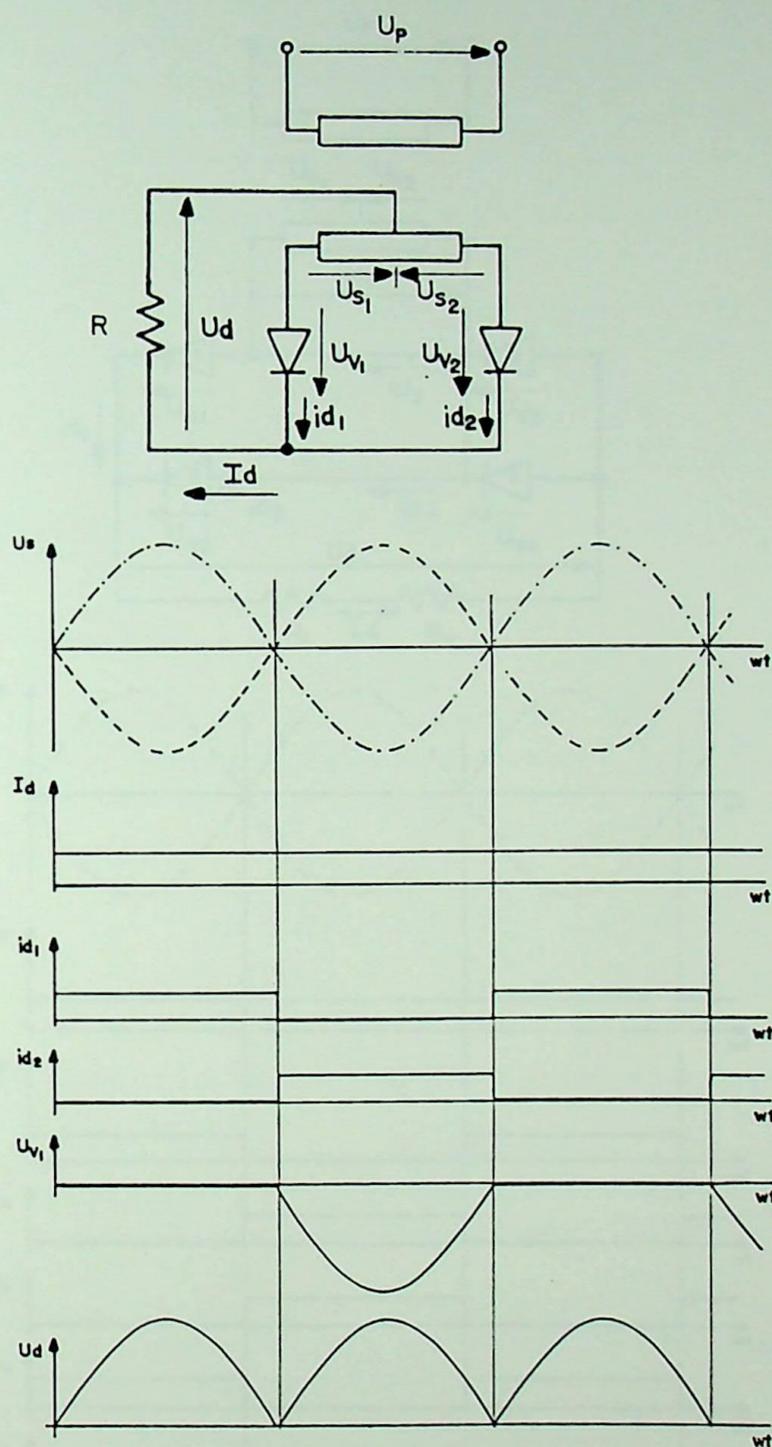


figura A3.2 - Retificador Monofásico de Onda Completa

A3.1.3 - Retificador monofásico de onda completa (ponte):

A ponte monofásica é um resultado da ligação de dois retificadores monofásicos em série.

A figura A3.3 ilustra:

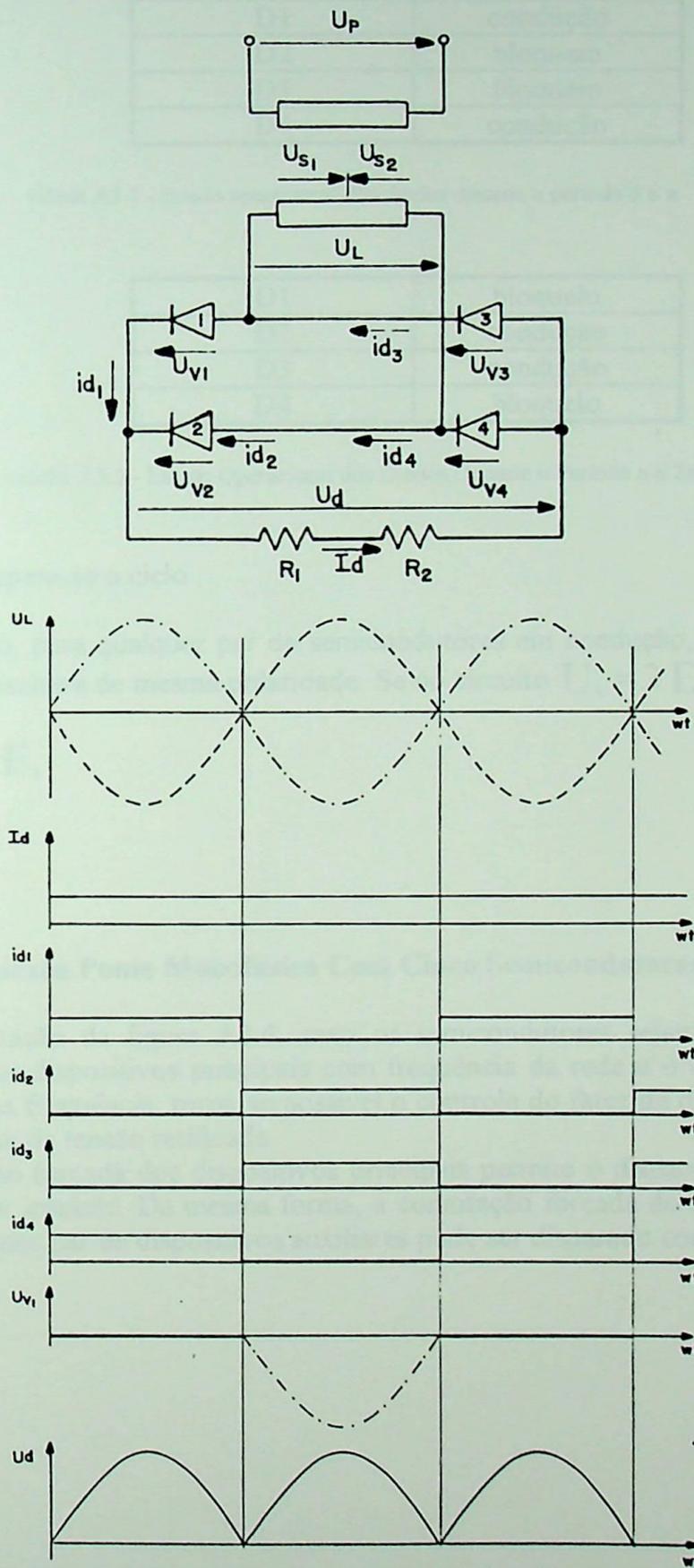


figura A3.3 - Retificador Monofásico de Onda Completa (Ponte)

É possível estabelecer-se o comportamento da tensão na carga através do estado operacional dos semicondutores, como segue:

D1	condução
D2	bloqueio
D3	bloqueio
D4	condução

tabela A3.1 - estado operacional dos diodos durante o período 0 a π

D1	bloqueio
D2	condução
D3	condução
D4	bloqueio

tabela A3.2 - Estado Operacional dos Diodos Durante o Período π a 2π

Após isso repete-se o ciclo.

Assim sendo, para qualquer par de semicondutores em condução, visualiza-se que a tensão na carga resultará de mesma polaridade. Se no circuito $U_L = 2 E_2$, então:

$$U_{d0} = 1.8 E_2 \quad (A3.5)$$

A3.1.4. Conexão Ponte Monofásica Com Cinco Semicondutores

Na configuração da figura A3.4, caso os semicondutores sejam GTOs e estejam ainda, operando os dispositivos principais com frequência da rede e o dispositivo auxiliar com o dobro dessa frequência, torna-se possível o controle do fator de deslocamento quase independentemente da tensão retificada.

A comutação forçada dos dispositivos principais permite o disparo do semicondutor auxiliar a qualquer instante. Da mesma forma, a comutação forçada do dispositivo auxiliar garante que qualquer par de dispositivos auxiliares pode ser disparado conforme desejar-se.

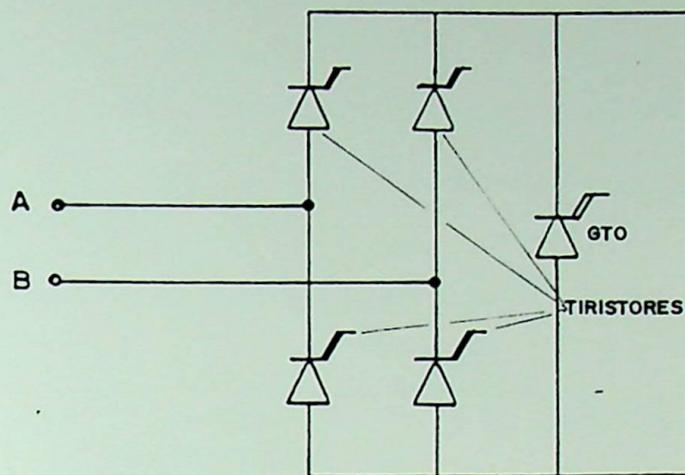


figura A3.4 - Configuração Ponte Monofásica com 5 Semicondutores

A3.1.5 - Conversor de Meia-Onda Utilizando Quatro Semicondutores

Observando o conversor da figura A3.5 pode-se notar que, nesse caso, existe a desvantagem do surgimento de uma corrente unidirecional, fato esse que diminui o interesse prático por essa topologia.

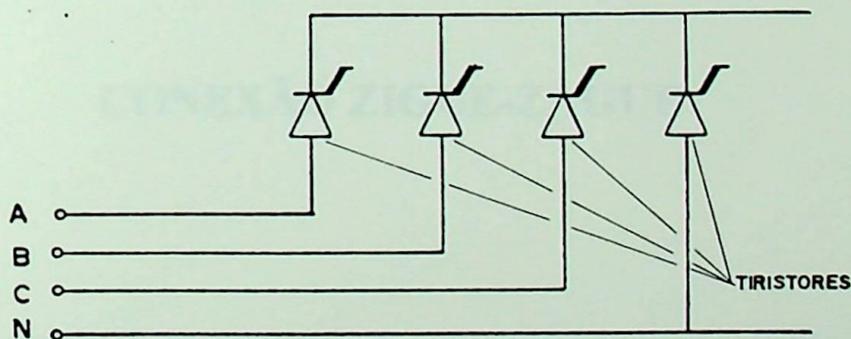


figura A3.5 - Conversor de Meia-Onda Utilizando Quatro Semicondutores



EFEI

Nome do curso de graduação	Modalidade
Engenharia de Materiais	Presencial
Engenharia de Física	Presencial
Engenharia de Química	Presencial
Engenharia de Metalurgia	Presencial
Engenharia de Mecânica	Presencial

APÊNDICE 4

CONEXÃO ZIGUE-ZAGUE

APÊNDICE 4

A4.1 - Considerações Importâtes sobre a Conexão Zigue-Zague

Pode-se dizer que sob o ponto de vista de "flexibilidade" de conexões em termos de defasamento angular tem-se:

a) Caso o transformador esteja conectado como estrela-zigue-zague:

faixa de variação de defasamento angular	polaridade
0 a 60°	subtrativo
300° a 360°	subtrativo
120° a 180°	aditivo
180° a 240°	aditivo

tabela A4.1 - Defasamentos Angulares e Polaridades Para o Transformador Estrela / Zigue-Zague

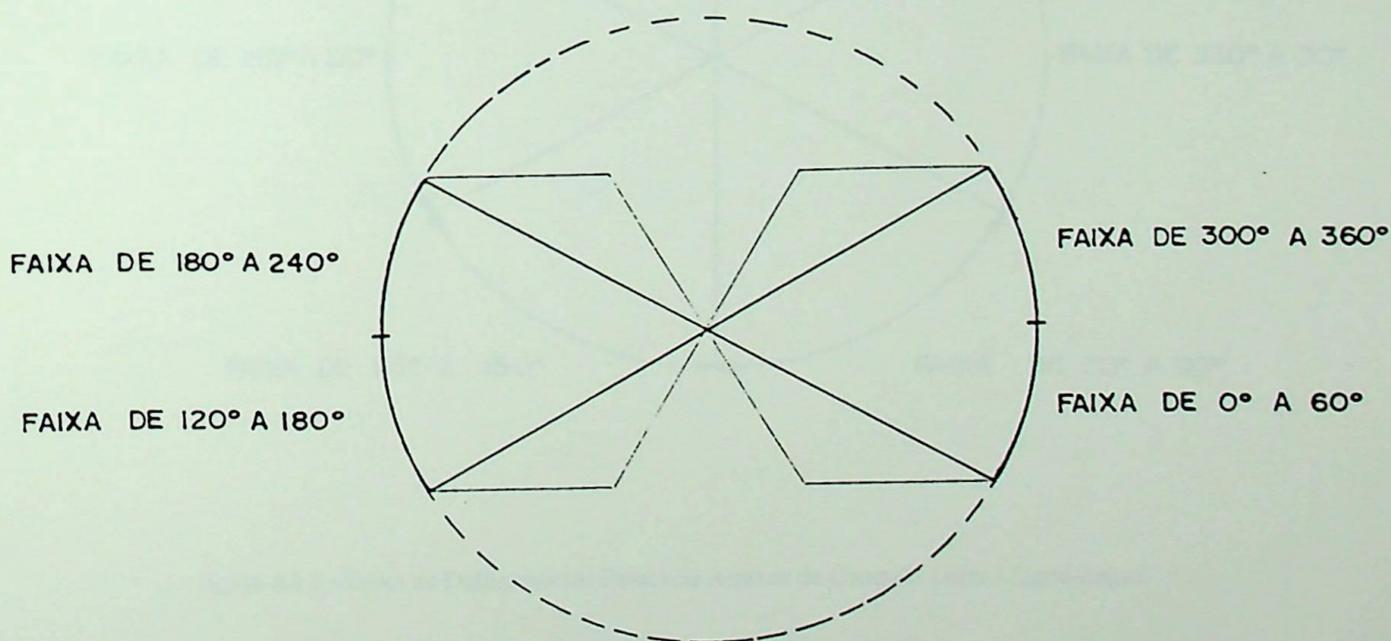


figura A4.1 - Faixas de Defasamentos Possíveis Através da Conexão Estrela / Zigue -Zague

b) Caso a conexão seja Delta-zigue-zague, os defasamentos são:

faixa de variação de defasamento angular	polaridade
270° a 330°	subtrativo
330° a 30°	subtrativo
30° a 90°	subtrativo
90° a 150°	aditivo
150° a 210°	aditivo
210° a 270°	aditivo

tabela A42- defasamentos angulares e polaridades para o transformador Δ / zigue-zague

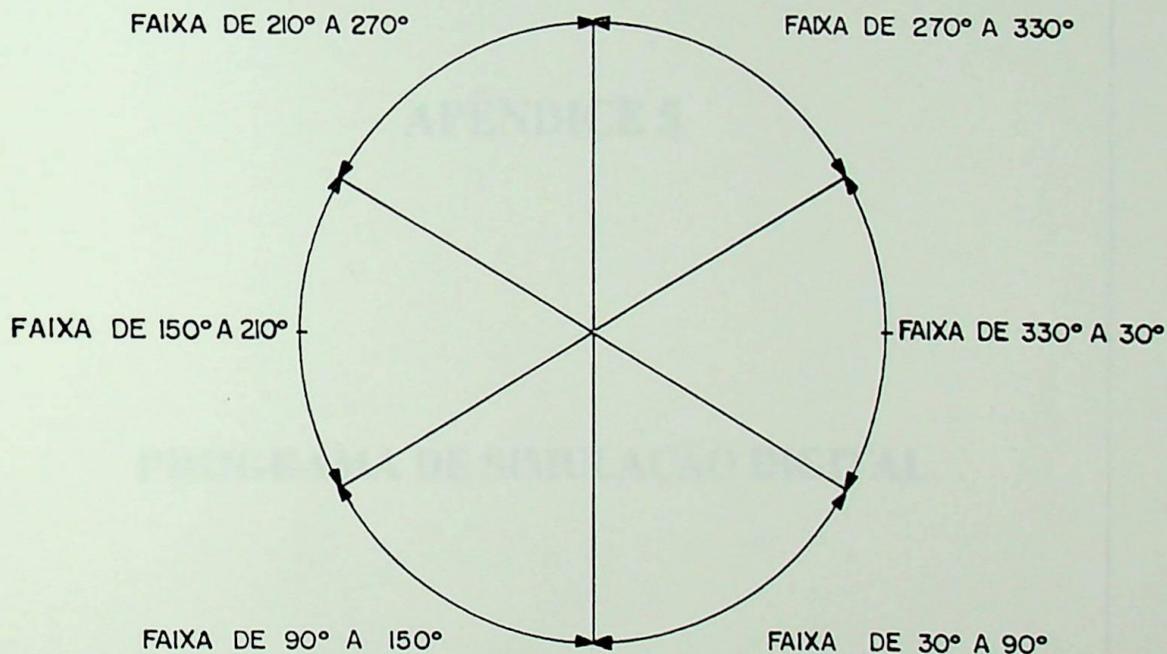


figura A4.2 - Faixa de Defasamentos Possíveis Através da Conexão Delta / Zigue-Zague

Portanto percebe-se que a conexão Delta / Zigue-Zague demonstra-se muito flexível em termos de defasamentos angulares.



EFEI

APÊNDICE 5

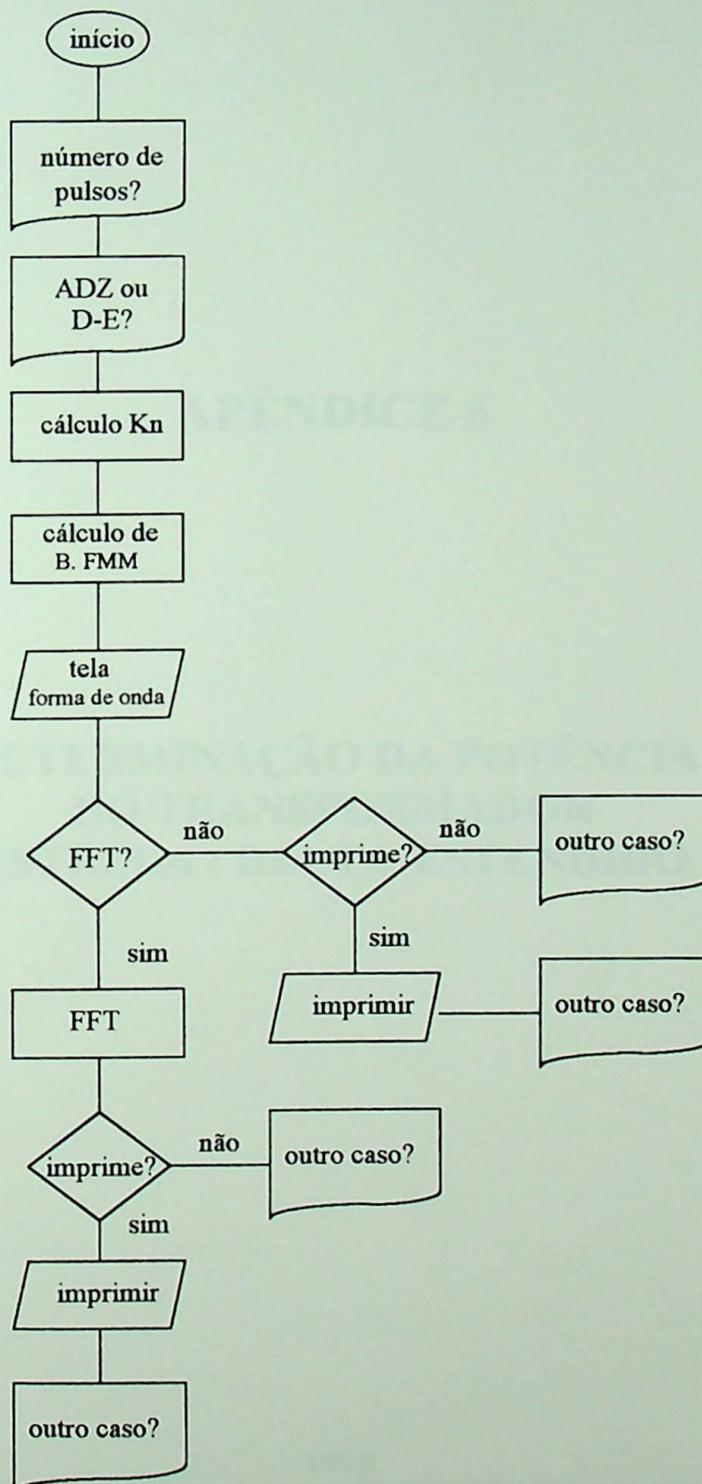
PROGRAMA DE SIMULAÇÃO DIGITAL

APÊNDICE 5

A5.1 - Programa de Simulação Digital

A lógica do programa desenvolvido e utilizado consiste na determinação do semicondutor em condução.

O fluxograma básico do programa utilizado é apresentado à seguir:





EFEI

APÊNDICE 6

DETERMINAÇÃO DA POTÊNCIA DO TRANSFORMADOR ESTRELA / DELTA-ESTENDIDO

APÊNDICE 6

A6.1 - Determinação da Potência do Transformador Estrela / Delta Estendido

- Valor médio de Tensão:

No ponto 1 da figura 3.4 tem-se:

$$V_d' = \frac{V_d}{4} \quad (\text{A6.1})$$

Pela definição, ainda com relação a figura 3.4:

$$1.35 E_{2DE} = V_d' \quad (\text{A6.2})$$

$$1.35 E_{2DE} = \frac{V_d}{4} \quad (\text{A6.3})$$

Portanto:

$$E_{2DE} = \frac{V_d}{4} \cdot \frac{1}{1.35} \quad (\text{A6.4})$$

$$E_{2DE} = 0.185 V_d \quad (\text{A6.5})$$

Referindo este valor para o lado Y (ponto 2) e lembrando que a relação é $\sqrt{3} : 1$

$$E_{2Y} = \frac{E_{2DE}}{\sqrt{3}} \quad (\text{A6.6})$$

Então

$$E_{2Y} = \frac{1}{\sqrt{3}} (0.185) V_d \quad (\text{A6.7})$$

$$E_{2Y} = 0.107 V_d \quad (\text{A6.8})$$

A6.2 - Valor Eficaz da Corrente

O valor eficaz da corrente é obtido através de:

$$i_{rms} = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt \quad (\text{A6.9})$$

Aplicando a equação (A6.9) na forma de onda de corrente na entrada do Y / D-E

0	→	$\pi/12$,	0.3A
$\pi/12$	→	$5\pi/12$	1.0A
$5\pi/12$	→	$9\pi/12$	0.7A
$9\pi/12$	→	$12\pi/12$	-0.3A

Utilizando (A6.9) com os valores anteriores, vem:

$$i_{rms} = \frac{2}{T} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{12}} [(0.3)A]^2 dt + \int_{\frac{\pi}{12}}^{\frac{5\pi}{12}} [(1)A]^2 dt + \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{9\pi}{12}} [(0.7)A]^2 dt + \int_{\frac{9\pi}{12}}^{\frac{12\pi}{12}} [(-0.3)A]^2 dt \right. \quad (A6.10)$$

Resolvendo a equação (A610)

$$i_{rms} = 0.826A = 0.826 I_d \quad (A6.11)$$

A potência do transformador é então:

$$P_{Tr} = 3 E_2 I_2 \quad (3.57)$$

$$P_{v1\phi} = 3(0.107 V_d)(0.826 I_d) = 0.26514 V_d I_d \quad (3.58)$$

$$P_r = 1.06 P_{d0} \quad (3.59)$$



EFEI

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Abreu, J. P. G.; "Desenvolvimento E Implementação De Um Transformador Com Relação De Transformação Complexa Variável - Phasor Controller" - Tese de Doutorado - UNICAMP - Campinas - Brasil 1990

[2] Abreu, J. P. G.; Oliveira, J. C.; Miskulin, M. S.; Arango, H.; "Transformadores Defasadores - Propuesta De Um Nuevo Equipo Eléctrico"; Jornadas Hispano - Lusas de Ingenieria Eléctrica - Vigo - Espanha - Julho - 1990

[3] Abreu, J. P. G.; Rezek, A. J. J.; Oliveira, J. C.; Miskulin, M. S.; "Autotransformador com Controle de Módulo E de Fase de Tensão (ADZ) Aplicado a Sistemas Multiconversores"; 8^o Congresso Brasileiro de Automática, pp. 1058-1062 - Belém - Brasil - Set.- 1990

[4] Abreu, J.P.G.; Rezek A.J.J.; Oliveira, J.C.; Miskulin, M.S.; Arango, H. "Harmonics Elimination In Multiconverter Systems By Using A Special Autotransformer (ADZ)"; Revista Modelling Simulation and Control, vol. 38, n4, pp. 45-53 - França - 1991

[5] Abreu, J.P.G.; Rezek, A.J.J.; Coan, R.J.P. - "Variação do Deslocamento Angular de um Transformador Através de Mudança de Taps Sem Alteração do Nível de Tensão" - VI CBA - pp. 870/874 - Belo Horizonte - MG - Brasil - 1986

[6] Rezek, A.J.J.; "Modelagem e Implementação de Sistemas Multiconversores" - Tese de Doutorado; Unicamp - 1991

[7] Rezek, A.J.J.; Abreu, J.P.G.; "Análise E Simulação De Correntes E Tensões Em Sistemas Multiconversores Com A Utilização De Transformador Especial" - Proceedings International A. M. S. E. Conference "Modelling and Simulation", pp 97-108, Rio de Janeiro - Brasil - 1988

[8] Rezek, A.J.J.; Silva, V.F.; Silva, L.E.B.; Abreu, J.P.G.; - "Digital Simulation of Six and Twelve-Pulse Converters with a Modified Thyristor Bridge", Anais do IV Congresso Latino Americano de Controle Automático, vol.1, pp 455/460, Puebla - México - 1990

[9] Olivier, G.; April, G.E.; Ngandui, E.; Guimarães, C.A.M. - "Novel Transformer Connection to Improve Current Sharing in High-Current DC Rectifiers" IEEE Trans. on IA, vol.31, No1, January/February - 1995

[10] Olivier, G. ; April, G.E. ; Manias, S. ; Ismail El Hadjri, C. ; " Generalized Analysis of Line Commutated Converters and Close Relatives " 18th Annual I.E.E.E. Power Electronics Specialists Conference, Blacksburg, Virginia U.S.A. - 1987

[11] Olivier, G.; April, G.E.; "A Novel Type Of 12-Pulse Converter" - IEEE Transactions on I.A.; vol 1a-21, Jan/Feb. 1985, pp 84-9

[12] Carlsson, L.; " Extended Delta Converter Transformer For 12-Pulse Operation In Hvdc Projects"; HVDC Seminar - Rio de Janeiro - Brasil - 1986

[13] Grundmark, B.; Jorendal, G.; "Transformers for HVDC Installations" - Asea Journal - 3/4 - 1987

[14] Oliveira, J.C.; Yacamini, R.; " Harmonics Produced By Direct Current In Converter Transformers"; Proc. IEE, vol. 125, n 9; pp. 873-878 - 1978

[15] Oliveira, J.C.; Yacamini, R.; "Harmonics in Multiple Converter Systems: A Generalised Approach" - IEE Proceedings, vol 127, Pt.B, No. 2 , March -1980

[16] Yacamini, R.; Hu, L.; - "Harmonic Transfer Through Converters and HVDC Links" - IEEE Trans.on PE, vol 7, No 3, July - 1992

[17] Arrilaga, J.; Duke, R.M.; "A Static Alternative To The Transformer On-Load Tap Changer" - IEEE Transactions On P.A.S., vol.9, n1, pp 86-91 , Jan/Feb - 1980

[18] Arrilaga J.; Villablanca, M.E.; " Pulse Multiplication in Parallel Convertors by Multitap Control of Interphase Reactor ", I.E.E. Proceedings-B, vol. 139, n^o 1, Jan. - 1992

[19] Acosta, O. N.;"Interphase Transformer for Multiple Connected Power Rectifiers"; I.E.E.E. Transactions on Industry and General Applications; vol.IGA-1. n^o 6, Nov/Dec. - 1965

[20] Miyairi, S.; Iida, S.; Nakata, K.; Masukawa, S. " New Method for Reducing Harmonics in Input and Output of Rectifier with Interphase Transformer " , I.E.E.E. Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, n^o 5, Sept/Oct. - 1986

[21] Baird, J.F.; Arrilaga, J.; "Harmonic Reduction in D.C.-Ripple Reinjection ", I.E.E. Proc., vol.127 Pt. C, nº 5, Sept. 1980.

[22] - Steppser, D.E., Stratford. R.P., "Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power Systems Using Thyristor Converters" - IEEE Trans. on I.A. n13 May/Jun. 1976

[23] - Azevedo, H. R. - Delaiba, A. C. - Oliveira, J. C. "Operação de Transformadores sob Condições Permanentes de Excitação CA e CC" - IX Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica - Belo Horizonte MG - 1987

[24] - ANSI/IEEE - C571280 - 1978 (R 1987), American National Standard Terminology for Power and Distribution Transformers

[25] - ANSI/IEEE - C571291 - 1979, American National Standard Test Code for Dry-Type Distribution and Power Transformers

[26] - ANSI/IEEE - C57110 - 1986, An American National Standard IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents

[27] - IEEE - 519, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems

[28] Phipps, J.K.; Nelson, J.P.; Sen, P.K. "Power Quality and Harmonic Distortion on Distribution Systems" - IEEE Trans. on IA, vol 30, No 2, March/April - 1994

[29] Siqueira, J.C.G.; Floriano, G.H.F.;- "Cálculo dos Espectros dos Harmônicos de uma Função Periódica Qualquer Por Meio da Transformada Rápida de Fourier" - Relatório de Pesquisa Interno, Efei Itajubá - MG - 1987

[30] Sá, J.S.; "Conversão Estática" - Curso de Engenharia de Sistemas Elétricos(CESE), Convênio Efei/Eletróbrás

[31] E.E. Staff del M.I.T.; "Circuitos Magnéticos Y Transformadores"; Editorial Reverté S.A.; Barcelona - España - 1965

[32] Feinberg, R. (editor); "Modern Power Transformer Practice" ; The MacMillan Press Ltda.; London - Great Britain - 1979

[33] - Abreu, J. P. G.; Oliveira, J. C.; Cogo, J. R. - "Transformadores, Testes e ensaios" - Editora Edgard Blucher Ltda

[34] Dewan, S.B.; Straughen, A.; "Power Semiconductor Circuits" ; John Wiley and Sons - New York - USA -1975

[35] Lye, R.W.; Murison, G.E.; Robins, W.H.; Speer, G.W.; Young, J.A.I. - "Power Converter Handbook - Theory, Design and Application" - Lye R.W. editor - Canadian General Electric Company Limited - Canadá

[36] Silva, V.F.; Nakashima, K. - "Tiristores - Série Eletrônica Básica Aplicada - vol.2" Fundação de Pesquisa e Assessoramento à Indústria" - Itajubá - MG

