

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM TRANSFORMADOR COM RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO COMPLEXA VARIÁVEL - "PHASOR CONTROLLER"

Este exemplar corresponde a redação final da tese defendida por José Policarpo Gonçalves de Abreu e aprovada pela Comissão Julgadora em 26 / 07 / 91.

Orientador

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS À OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE AUTOMAÇÃO.

José Policarpo Gonçalves de Abreu

Orientadores: Prof. Dr. José Carlos de Oliveira^{f.c.}
Prof. Dr. Mauro Sérgio Miskulin^{o.l.c.}

FEE - UNICAMP

JULHO / 1991

BC/9109435

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho:

- à minha mãe Belmira e à minha irmã Zulmira, que me iniciaram nos estudos.
- à minha esposa Silvia e aos meus filhos Ana Paula e Carlos André, por tamanhas compreensão e abnegação, nestes tempos de tanta ausência.
- aos meus sogros Moacyr e Benedita, pelo apoio à minha esposa e filhos, nestes meses de tão pouca atenção.

AGRADECIMENTOS

Com o vertiginoso desenvolvimento da ciência e da tecnologia, cada vez mais as tarefas tais como: pesquisas, consultorias, relatórios técnicos, etc., caracterizam-se por ser, essencialmente, um trabalho de equipe. Embora uma tese deva ser uma tarefa individual, evidentemente não é, e nem deve ser, um trabalho solitário. Vale dizer, diversas formas de apoio, ajuda, incentivo, etc. sempre são prestados, até porque o avanço da ciência e da tecnologia pode levar o homem, por vezes, a estar só, mas jamais solitário, pois nenhum avanço, qualquer que seja ele, pode ou deve fazer com que o homem deixe de ser solidário. Neste contexto e com essa filosofia é que passo aos agradecimentos aos diversos "solidários" que encontrei e que, mais do que nunca, fazem-me acreditar no ser humano. A todos, agradeço, do fundo de minh'alma.

Aos orientadores: Professores Doutores José Carlos de Oliveira e Mauro Sérgio Miskulin, pela confiança depositada, pela amizade, pelo apoio irrestrito, pela infinita paciência, além do prestimoso e imprescindível apoio técnico.

Ao professor: Héctor Arango, pela boa vontade, pela presteza, pela amizade, pela orientação de vida na e para a universidade, que foram e sempre serão prestimosas. Afora, é claro, as eternas consultorias técnicas e culturais, que sempre foram importantes e enriquecedoras.

Aos professores: Carlos Alberto Mohallem Guimarães e José Augusto Lamóglia pela dedicação e pelo empenho utilizados no projeto e na construção do medidor de ângulo de fase.

Aos professores: Angelo José Junqueira Rezek e Délvio Franco Bernardes, ao colaborador: José Batista Filho, pelas diversas horas passadas em laboratório, em montagens e em medições.

Ao professor: Júlio César Tibúrcio pelo empréstimo, cessão de uso e pela paciência na orientação da utilização de seu programa de sua tese de doutorado.

Ao professor: Antonio Eduardo Hermeto, então chefe do DET, pela boa vontade e pelo empenho na liberação de recursos, necessários à fabricação do protótipo do "ADZ"; E, ainda, pelo incentivo à conclusão do trabalho.

Ao colaborador: Luiz Otávio Campos de Medeiros, pelo desempenho na montagem do medidor de ângulo de fase e pela paciência na emissão das diversas listagens do trabalho.

Ao acadêmico: José Guilherme Antloga do Nascimento, pela grande ajuda prestada em laboratório e, também, pela cessão de sua impressora para a emissão final do trabalho.

Ao professor: Cícero Machado de Moraes pelo interesse e pelo empenho na execução do projeto básico, junto à Cyromac - empresa fabricante do protótipo.

Aos engenheiros: Luiz Antonio Ribeiro da Rocha (Escelsa) e Laurindo Carvalho Filho (Eletrobrás), pelo envio de listagens com dados e resultados de fluxo de carga do sistema elétrico brasileiro.

Ao professor: Rubens Dario Fuchs pela compreensão, apoio e despreendimento, quando estávamos na chefia do Departamento de Eletrotécnica da EFEI.

Aos professores: João Roberto Cogo, Jocélio Souza de

Sá, José Carlos Grilo Rodrigues, José Carlos Goulart de Siqueira, José Manuel Esteves Vicente, Renato de Aquino Faria Nunes, Robson Celso Pires e Ronaldo Rossi pelos apoios tão indispensáveis.

Aos colaboradores: Gilson de Rezende Camargo Júnior e Argemiro dos Santos pelas dedicação e eficiência na composição do texto e na confecção dos desenhos.

Ao professor: Hélio Mokarzel, orientador de minha dissertação de mestrado, onde tudo começou, pela amizade e pela confiança desde então.

Aos funcionários: do Departamento de Eletrotécnica, pelo apoio e pela boa vontade com que me contemplaram durante todo esse tempo.

P R E F Á C I O

Algum tempo após a realização do III Seminário de Pesquisa da EFEI - Escola Federal de Engenharia de Itajubá - e pouco tempo antes do prazo para entrega de resumos de trabalhos para o 6º Congresso Brasileiro de Automática, em um diálogo informal entre o autor deste trabalho e o Prof. Héctor Arango, houve pela primeira vez a idéia de se "criar" um novo tipo de "defasador", que pudesse auxiliar no controle simultâneo de potências ativa e reativa em um sistema elétrico; em verdade, um controlador do fasor tensão de saída de um transformador.

Tempos depois, em uma aula da disciplina IT510 - Operação de Sistemas de Potência -, do Curso de Pós-Graduação da UNICAMP - Universidade Estadual de Campinas -, à época sob responsabilidade do Prof. Sigmar Maurer Deckmann, foi apresentada, ainda de forma bastante embrionária, a idéia básica do que viria a ser o "ADZ" - Autotransformador Defasador em Zigue-Zague -, sigla esta posteriormente usada em trabalhos apresentados e/ou aceitos para

publicação, tanto no Brasil, quanto no exterior.

Meses após essa primeira apresentação, em reunião com os professores José Carlos de Oliveira e Mauro Sérgio Miskulin, ficou decidido que este poderia ser um trabalho a ser desenvolvido como tema de tese, desde que aliado à comprovações de ordem prática, por exemplo, laboratoriais.

Após muitas marchas e contra-marchas, fato até comum quando há envolvimento com comprovações de laboratório, neste momento é apresentado, para julgamento, o trabalho final, porém não definitivo, como mostrado no capítulo que discorre sobre conclusões e sugestões.

A todos, que direta ou indiretamente, mencionados ou não nos agradecimentos, ajudaram no sentido de que este trabalho chegasse a bom termo, meu "Muito Obrigado !".

O AUTOR

S I M B O L O G I A

Como este trabalho está diretamente ligado a três grandes áreas de Engenharia Elétrica, a saber: Máquinas Elétricas, Análise de Sistemas de Potência e Eletrônica de Potência, e no intuito de atender e satisfazer especialistas dessas três 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
 - Relação de transformação de transformador.
 - Parte real de um número complexo.
 - Fase a.
- B
 - Barramento.
 - Fase B.
- b
 - Parte imaginária de um número complexo.
 - Fase b.
- C
 - Carga.
 - Fase C.

- CONV - Conversor.
- CR% - Custo relativo em por cento.
- c - Fase c.
- DEF - Defasador.
- E - Tensão induzida.
- Entrada.
- f - Frequência.
- Fonte.
- G - Peso.
- H - Lado de maior tensão.
- I - Corrente, valor eficaz.
- I_d - Corrente na saída do conversor.
- i - Corrente, valor instantâneo.
- K - Relação de potências.
- Fator Multiplicativo.
- Constante.
- L - Lado de menor tensão.
- Linha.

- N - Número de espiras.
- Valor nominal.
- n - Número de secções de uma bobina particionada.
- P - Potência ativa.
- Circuito Primário.
- Q - Potência Reativa.
- Quantidade.
- R - Resistência.
- Relação de espiras entre enrolamentos subsequentes de
uma bobina particionada.
- S - Potência aparente.
- Circuito secundário.
- S - Potência aparente complexa.
- T - Transformador.
- Tiristor.
- "tap".
- tg^{-1} - Arcotangente.
- U - Módulo de tensão.

- $\dot{U}$ — Fasor tensão.
- $\bar{U}$ — Módulo de tensão em por unidade.
- $\dot{\bar{U}}$ — Fasor tensão em por unidade.
- $U_{L_{cc}}$ — Tensão de curto, lado L.
- $U_{P_{cc}}$ — Tensão de curto, lado P.
- X — Reatância.
- X_d — Reatância de Alisamento.
- $X1, X2, X3$ — Lado de menor tensão.
- Y — Conexão Estréla.
- Z — Impedância.
- $\bar{Z}$ — Impedância em por unidade.
- α — Relação de transformação de autotransformador.
- Ângulo de disparo.
- Ângulo de fase.
- Δ — Conexão Delta.
- ϕ — Fluxo magnético.
- $\eta\%$ — Rendimento em por cento.
- μ — Ângulo de comutação.

φ - Argumento de impedância.

- Ângulo de fase.

θ - Ângulo de fase.

$\wedge$ - Ângulo.

 - Tiristor, ponte, conversor.

 - Tiristor, ponte, conversor.

 - Transformador.

 - Transformador.

 - Enrolamento.

R E S U M O

O objetivo deste trabalho é apresentar a concepção básica de um transformador de relação de transformação complexa variável - o "Phasor Controller" -, sua implementação em sistemas elétricos de potência - permitindo o controle simultâneo do fluxo de potências ativa e reativa -, bem como, a sua utilização na alimentação de multiconversores estáticos - por promover a adequada defasagem nos sinais de entrada -.

São mostrados resultados de simulações e de laboratório do protótipo desenvolvido, inserido nesses mesmos sistemas, além de resultados de medições - com a utilização de um medidor especialmente desenvolvido para esse fim - do fasor tensão de saída do equipamento, compatíveis com os resultados analíticos, obtidos por equacionamento do protótipo.

Por fim, para que se torne menos onerosa a comutação eletrônica do equipamento, são propostas modificações nas bobinas auxiliares inicialmente concebidas, através da formação de "taps" com bobinas particionadas em substituição a bobinas divididas.

A B S T R A C T

As a result of the work presented in this thesis, a new type of transformer, the "*Phasor Controller*", with variable complex transformer ratio, was developed and tested. The thesis describes the basic conception of the Phasor Controller and its two main applications: on electric power networks, where it can be used, with advantage, to simultaneously control active and reactive power flows and on the supply of static multi-converters, where it is able to produce the desired phase difference between output voltages.

Some of the results obtained by simulation and during laboratory tests, and carried out using a prototype of the Phasor Controller, are also shown. These results confirm, among other conclusions, that the phasor voltage, measured on the terminal outputs of the equipment, behaves as predicted by the mathematical model.

Finally, some useful modifications on the initially conceived auxiliary transformer coils are proposed. These modifications, which contemplate the use of taps with "partitioned" instead of "divided" coils, allow a simpler and less costly construction for the transformer electronic tap commutation system.

I N D I C E

DEDICATÓRIA	i
AGRADECIMENTOS	ii
PREFÁCIO	v
SIMBOLOGIA	vii
RESUMO	xii
ABSTRACT	xiii
 CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	 1
CAPÍTULO II - COMPARAÇÃO TÉCNICO-ECONÔMICA ENTRE TRANSFORMADORES E AUTOTRANSFORMADORES	 5
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	5
2.2 - RELAÇÕES BÁSICAS	7
2.3 - COMPARAÇÕES TÉCNICAS	10
2.3.1 - Potências	10
2.3.2 - Quedas de Tensão	13
2.3.3 - Perdas e Rendimentos	17
2.3.4 - Corrente de Excitação	18
2.3.5 - Corrente de Curto-Circuito	19
2.4 - COMPARAÇÕES ECONÔMICAS	21
2.4.1 - Quantidade de Cobre e de Ferro	22
2.4.2 - Custo Comparativo	27
2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	29
CAPÍTULO III - AUTOTRANSFORMADOR CONTROLADOR DE FASOR "ADZ" ..	30
3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	30
3.2 - CONCEPÇÃO BÁSICA DO "ADZ"	31

3.3 - PROTÓTIPO DESENVOLVIDO	46
3.3.1 - Equações do Protótipo	50
3.3.2 - Cálculo de U_s para Diversas Posições	51
3.4 - RESULTADOS DE LABORATÓRIO	58
3.4.1 - Medições Efetuadas	60
3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	62
CAPÍTULO IV - APLICAÇÃO A SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA	63
4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	63
4.2 - FLUXO DE POTÊNCIA EM SISTEMA ELÉTRICO COM CONTROLADOR DE FASOR	64
4.3 - DEFINIÇÃO DA ÁREA EM ESTUDO E SEU EQUIVALENTE ELÉTRICO	68
4.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	78
4.4.1 - Variações no Ângulo de Defasagem	78
4.4.2 - Variações no Módulo de Tensão	79
4.4.3 - Variações Simultâneas de Ângulo e de Módulo ..	80
4.5 - RESULTADOS DE LABORATÓRIO	83
4.5.1 - Medições Efetuadas	86
4.5.2 - Análise dos Resultados	88
4.5.3 - Apresentação Gráfica dos Resultados	88
4.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	93
CAPÍTULO V - APLICAÇÃO A SISTEMAS MULTICONVERSORES ESTÁTICOS	94
5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	94
5.2 - FORMAS DE ONDAS DE CORRENTES E DE TENSÕES EM CONVERSORES ALIMENTADOS POR TRANSFORMADORES CONVENCIONAIS	95
5.2.1 - O Conversor de 12 Pulsos	95

5.2.2 - O Conversor de 24 Pulsos	100
5.3 - FORMAS DE ONDAS DE CORRENTES E DE TENSÕES EM CONVERSORES ALIMENTADOS, TAMBÉM, PELO "ADZ" ...	109
5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	118
CAPÍTULO VI - CHAVEAMENTO ELETRÔNICO DAS BOBINAS AUXILIARES - ALTERNATIVAS DE CONEXÃO	119
6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	119
6.2 - COMUTAÇÃO ELETRÔNICA	120
6.3 - PARTIÇÃO IDEAL DE UMA BOBINA	128
6.3.1 - Obtenção de "taps" em Bobinas Divididas e em Bobinas Particionadas	128
6.3.2 - Obtenção Ideal de "taps" em uma Bobina Particionada	135
6.3.3 - Comparações entre Bobina Dividida e Bobina Particionada	139
6.4 - POSSÍVEIS ALTERAÇÕES NAS BOBINAS AUXILIARES DO "ADZ"	144
6.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	147
CAPÍTULO VII - CONCLUSÕES E SUGESTÕES	148
ANEXO I	151
ANEXO II	158
ANEXO III	162
ANEXO IV	168
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	176

C A P I T U L O I

I N T R O D U Ç Ã O

Como sobejamente divulgado na literatura técnica, transformadores também podem ser usados no controle de fluxos de potências ativa e reativa em um sistema elétrico. Contudo, para controle simultâneo dessas potências é, em geral, necessário o uso de mais de um transformador, um para controle do sinal "em fase" e outro "em quadratura de fase".

A idéia inicial era, então, a de se desenvolver um único transformador que permitisse a variação de sua tensão de saída em módulo, em ângulo de fase ou em ambos, e, se possível, de baixo custo; de sorte que se tivesse um novo tipo de equipamento para controle simultâneo de potências ativa e reativa em um sistema elétrico.

Esta proposta viria de encontro ao fato de que no contexto energético nacional, um dos maiores problemas está na oti-

mização e utilização mais eficiente dos sistemas de transmissão de energia elétrica. Neste particular, é de domínio público que os sistemas de transmissão não apresentaram crescimento compatível com os de geração, em operação e/ou em comissionamento. Nesse sentido, o uso de um "PHASOR CONTROLLER", especial por permitir controle simultâneo de potências ativa e reativa, encaixar-se-ia como uma nova proposta de equipamento, para essa solução já clássica.

Ademais, é conhecido o fato de que sistemas multiconversores estáticos em que se deseje sinais no lado DC, com mais de doze pulsos, necessitam de sinais de alimentação que tenham defasagens angulares não características, ou seja menores do que 30° , defasagens estas não obteníveis com transformadores comuns.

Transformadores especiais têm sido usados para atendimento dessa finalidade, e até mesmo para conversores de 12 pulsos transformadores especiais têm sido aplicados. Sendo o "ADZ" também um transformador especial, que permite variações no ângulo de fase da tensão de saída, nada mais natural do que compará-lo aos outros, tendo, pelo menos, como base de comparação as formas de ondas de

tensão e de corrente em um mesmo sistema multiconversor, ora com o transformador já usual, ora com o "ADZ".

Sobre essas duas propostas básicas é que são desenvolvidos os próximos capítulos, como descrito a seguir:

No CAPÍTULO II, tendo-se em conta que o "ADZ" - nome dado ao "Phasor Controller" -, é em essência um autotransformador, faz-se comparações técnico-econômicas entre transformadores e autotransformadores, concluindo-se pela viabilidade do uso destes para relações de transformação menores ou iguais a dois, como é o caso do "ADZ".

No CAPÍTULO III são feitos a descrição da concepção básica do "ADZ", o equacionamento do pequeno protótipo construído, bem como a verificação e comprovação em laboratório, através de medições, dos resultados teóricos previstos.

No CAPÍTULO IV mostra-se a aplicação do "ADZ" em sistemas elétricos de potência, comprovando-se através de resultados de simulações e de laboratório a operação do mesmo, ora como um defasador, ora como um regulador e ora como um controlador de

fasor, e por conseguinte o controle simultâneo, ou não, de fluxos de potências ativa e reativa.

No CAPÍTULO V é mostrada a possível aplicação do "ADZ" a sistemas multiconversores estáticos, e a obtenção de formas de ondas de corrente e de tensão praticamente iguais às do caso em que era usado um transformador Delta Zigue/Zague, que o "ADZ" veio a substituir.

No CAPÍTULO VI é estudada a comutação eletrônica das bobinas auxiliares do "ADZ", objetivando a diminuição de custos do sistema de comutação; e nesse sentido propõe-se, também, a troca das bobinas auxiliares do tipo divididas por particionadas, após a comprovação teórica de que este último tipo é bem mais econômico quando se necessita de muitos "taps" em um transformador.

Finalmente, no CAPÍTULO VII chega-se às conclusões, mostrando-se a viabilidade e a adequação do "ADZ", bem como são feitas sugestões de outras aplicações e de outros trabalhos a serem desenvolvidos, vinculados ao "ADZ".

C A P I T U L O I I

COMPARAÇÃO TÉCNICO-ECONÔMICA ENTRE TRANSFORMADORES E AUTOTRANSFORMADORES

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Um transformador convencional como o representado na figura 2.1 , pode ser convertido num autotransformador, através da conexão elétrica entre as bobinas, como mostrado na figura 2.2. Nesse texto far-se-á sempre a comparação entre o autotransformador e o transformador convencional, a partir deste ponto chamado simplesmente de transformador, que lhe deu origem, para que se torne possível a análise, em termos técnicos e econômicos, sobre as diferenças que lhe são inerentes pela simples alteração das formas de conexão.

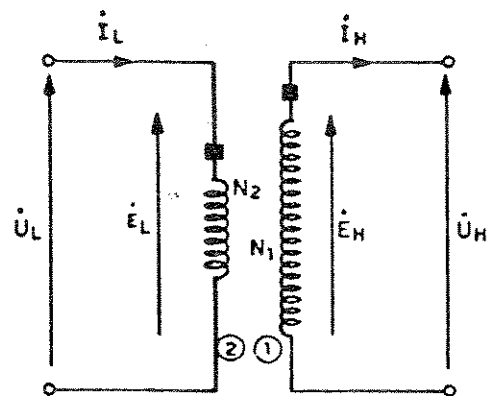


FIGURA 2.1 - O Transformador

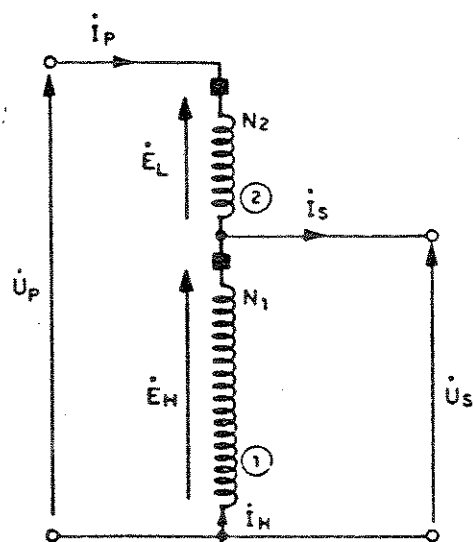


FIGURA 2.2 - O Autotransformador

2.2 - RELAÇÕES BÁSICAS

Da teoria de transformadores tem-se para o caso do transformador mostrado na figura 2.1, as seguintes relações:

$$\frac{E_H}{E_L} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.1)$$

fazendo-se:

$$\frac{N_1}{N_2} = a \Rightarrow \frac{E_H}{E_L} = a \quad (2.2)$$

E desprezando-se, por ora, por serem muito pequenas em termos relativos, as quedas de tensão, vem:

$$U_H = E_H \quad \text{e} \quad U_L = E_L$$

de onde:

$$\frac{U_H}{U_L} = \frac{E_H}{E_L} = a \quad (2.3)$$

Por outro lado, devido à alta permeabilidade do núcleo magnético, a força magnetomotriz primária será totalmente compensada pela secundária, podendo-se então escrever que:

$$N_2 I_L = N_1 I_H$$

resultando em:

$$\frac{I_L}{I_H} = \frac{N_1}{N_2} = a \quad (2.4)$$

Para o caso da figura 2.2, face às considerações já efetuadas, tem-se que:

$$I_P = I_L \quad (2.5)$$

$$U_S = E_H \quad \text{ou seja:} \quad U_S = U_H \quad (2.6)$$

$$U_P = E_L + E_H \quad (2.7)$$

$$I_S = I_L + I_H \quad (2.8)$$

De (2.7), vem:

$$\frac{U_P}{U_L} = \frac{E_L + E_H}{U_L} = \frac{E_L + E_H}{E_L} = \frac{1 + \frac{E_H}{E_L}}{1}$$

ou seja:

$$\frac{U_P}{U_L} = 1 + \frac{E_H}{E_L}$$

Por substituição de (2.2), resulta, então:

$$\frac{U_P}{U_L} = a + 1 \quad (2.9)$$

As potências para o transformador e para o auto-transformador, em função das grandezas de entrada são dadas por:

$$S_T = U_L I_L$$

e

$$S_A = U_P I_P$$

ou ainda, por substituição das expressões (2.5) e (2.9), por:

$$S_A = (a + 1) U_L I_L$$

resultando em:

$$S_A = (a + 1) S_T \quad (2.10)$$

Por outro lado, de (2.6), (2.7) e (2.2), tem-se que:

$$\frac{U_P}{U_S} = \frac{E_L + E_H}{E_H} = \frac{1 + \frac{E_H}{E_L}}{\frac{E_H}{E_L}} = \frac{1 + a}{a}$$

ou seja:

$$U_P = \left(\frac{a + 1}{a} \right) U_S \quad (2.11)$$

2.3 - COMPARAÇÕES TÉCNICAS

De posse das relações básicas obtidas no item 2.2, torna-se possível a comparação entre transformadores e autotransformadores que tenham como única diferença a conexão elétrica (figura 2.2) ou não (figura 2.1) dos enrolamentos de maior e de menor tensão.

2.3.1 - Potências

A partir da equação (2.10) conclui-se que quanto maior o valor de a , maior será a potência do autotransformador comparativamente à do transformador que lhe deu origem. Isto significa dizer que - vide equação (2.11) - quanto menor a relação de transformação do autotransformador maior será sua potência.

Isto poderá ser melhor visualizado através de uma curva de relação de potências em função da relação de transformação.

Seja:

$$(a + 1) = k \quad (2.12)$$

Em (2.10) resulta:

$$S_A = k S_T \quad (2.13)$$

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 convertida.

a - relação de transformação do transformador a ser convertido.

De (2.12) tem-se ainda:

$$\frac{a + 1}{a} = \frac{k}{k - 1}$$

fazendo-se

$$\alpha = \frac{a + 1}{a} = \frac{k}{k - 1} \quad (2.14)$$

Em (2.11) resulta:

$$U_P = \alpha U_S \quad (2.15)$$

onde:

α - relação de transformação do autotransformador

Atribuindo-se valores compatíveis a α , obtém-se valores respectivos de k , como mostrado nas tabela 2.1 e figura 2.3.

α	1,11	1,20	1,25	1,50	1,80	2,00	3,00	5,00	6,00	10,00
k	10,00	6,00	5,00	3,00	2,25	2,00	1,50	1,25	1,20	1,11

TABELA 2.1 - S_A / S_T em função de U_P / U_S

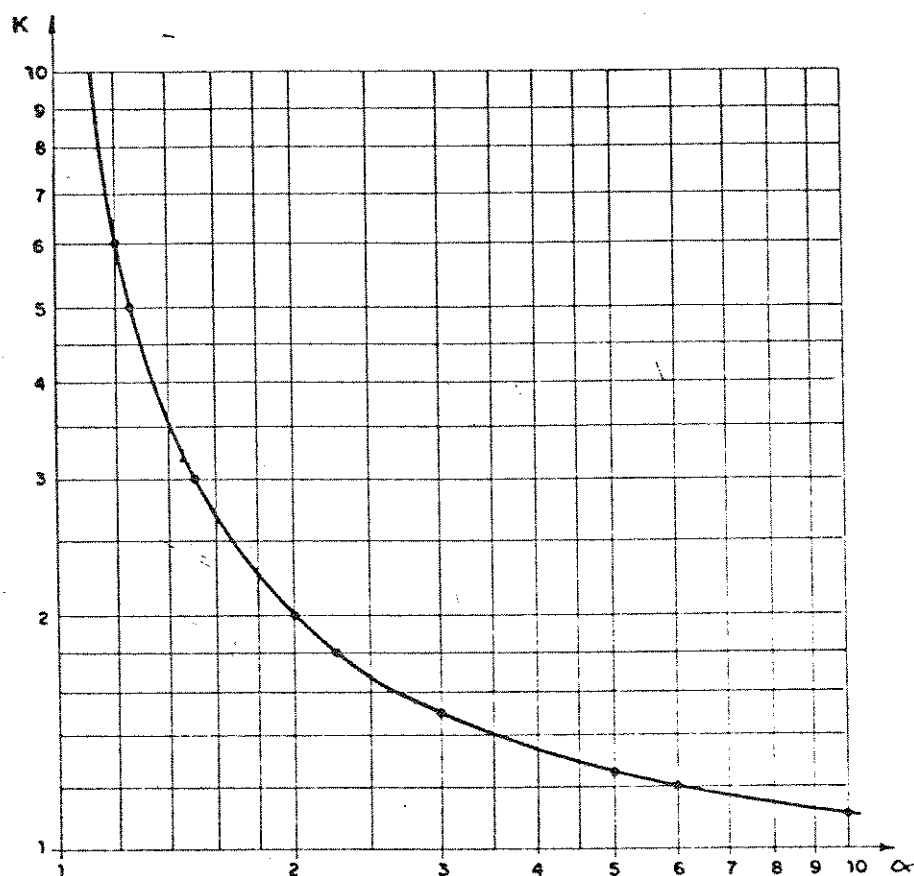


FIGURA 2.3 - Relação de Potências por Relação de Tensões

A curva da figura 2.3 mostra claramente que quanto menor a relação de transformação do autotransformador (α) maior será sua potência comparativamente àquela do transformador (k).

2.3.2 - Quedas de Tensão

Sejam as figuras 2.4 e 2.5, que representam o transformador e o autotransformador nas condições de ensaios de curto-circuitos, para a determinação de suas respectivas impedâncias.

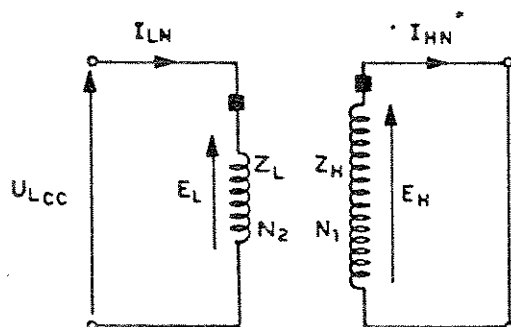


FIGURA 2.4 - Transformador sob ensaio de curto-circuito

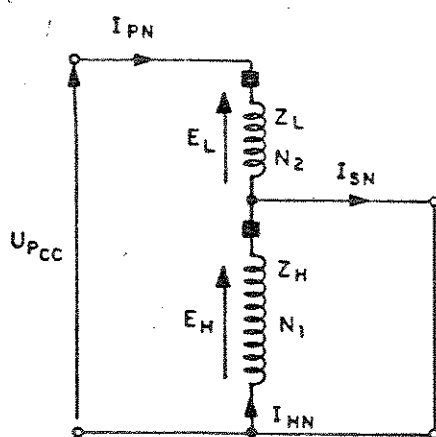


FIGURA 2.5 - Autotransformador sob ensaio de curto-circuito

Da figura 2.4, tem-se:

$$U_{L_{cc}} - Z_L I_{LN} - E_L = 0 \quad (2.16)$$

e

$$E_H = Z_H I_{HN}$$

ou seja, como de (2.2):

$$aE_L = Z_H I_{HN}$$

ou ainda, de (2.4):

$$aE_L = Z_H \frac{1}{a} I_{LN}$$

logo:

$$E_L = \frac{1}{a^2} Z_H I_{LN} \quad (2.17)$$

Levando-se (2.17) em (2.16), vem:

$$U_{L_{cc}} - Z_L I_{LN} - \frac{1}{a^2} Z_H I_{LN} = 0$$

==>

$$U_{L_{cc}} = \left[Z_L + \frac{1}{a^2} Z_H \right] I_{LN}$$

==>

$$\Rightarrow \frac{U_{L_{CC}}}{I_{LN}} = \left(Z_L + \frac{1}{a^2} Z_H \right)$$

Como $\frac{U_{L_{CC}}}{I_{LN}}$ é a própria impedância total vista a partir do lado L, ou seja Z_{LH} , então:

$$Z_{LH} = Z_L + \frac{1}{a^2} Z_H \quad (2.18)$$

Em por unidade, vem:

$$\bar{Z}_{LH} = Z_{LH} \cdot \frac{S_T}{U_L^2} \quad (2.19)$$

Por outro lado, da figura 2.5, tem-se:

$$U_{P_{CC}} - Z_L I_{PN} - E_L - 0 = 0 \quad (2.20)$$

e

$$E_H - Z_H I_{HN} = 0 \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow E_H = Z_H I_{HN}$$

ou como no caso anterior (lembrando que $I_L = I_P$), vem:

$$E_L = \frac{1}{a^2} Z_H I_{PN} \quad (2.21)$$

Substituindo-se (2.21) em (2.20), vem:

$$U_{P_{CC}} - Z_L I_{PN} - \frac{1}{a^2} Z_H I_{PN} = 0 \quad ==>$$

$$==> U_{P_{CC}} = \left(Z_L + \frac{1}{a^2} Z_H \right) I_{PN}$$

COMO:

$$\frac{U_{P_{CC}}}{I_{PN}} = Z_{PS}, \text{ vem:}$$

$$Z_{PS} = Z_L + \frac{1}{a^2} Z_H \quad (2.22)$$

Em por unidade, tem-se:

$$\bar{Z}_{PS} = Z_{PS} \cdot \frac{S_A}{U_P^2} \quad (2.23)$$

Dividindo-se (2.23) por (2.19) e verificando de (2.18) e (2.22) que $Z_{LH} = Z_{PS}$, tem-se:

$$\frac{\bar{Z}_{PS}}{\bar{Z}_{LH}} = \frac{S_A}{U_P^2} \cdot \frac{U_L^2}{S_T}$$

Levando-se em conta (2.9) e (2.11), vem:

$$\frac{\bar{Z}_{PS}}{\bar{Z}_{LH}} = \frac{(a+1) S_T}{(a+1) U_P^2} \cdot \frac{U_L^2}{S_T} = \frac{1}{a+1} \quad ==>$$

$$==> \bar{Z}_{PS} = \frac{1}{a+1} \bar{Z}_{LH} \quad (2.24)$$

Da equação (2.24) conclui-se que, como as quedas de tensão à plena carga (em por cento ou em por unidade) são numericamente iguais às impedâncias, as quedas de tensão para o autotransformador serão ainda menores que aquelas que ocorrem no transformador.

2.3.3 - Perdas e Rendimentos

Como a única mudança que houve na conversão para autotransformador foi a da ligação elétrica entre os enrolamentos, tendo sido mantidas as impedâncias, as correntes e as tensões dos enrolamentos, as perdas de potências são as mesmas de quando estava ligado de forma convencional, logo para fator de potência unitário - que é o valor fixado para comparações de rendimento -, tem-se:

$$\eta\%_T = \frac{P_S}{P_S + \Sigma P} \cdot 100 \quad (2.25)$$

e

$$\eta\%_A = \frac{(a + 1) P_S}{(a + 1) P_S + \Sigma P} \cdot 100 \quad (2.26)$$

onde:

$\eta\%_T$ - rendimento do transformador.

$\eta\%_A$ - rendimento do autotransformador.

P_S - potência de saída do transformador.

$(a + 1) P_S$ - potência de saída do autotransformador.

ΣP - somatório de perdas.

Pelas expressões (2.25) e (2.26) pode-se concluir que: O autotransformador tem, em termos absolutos, maior rendimento e, em termos relativos, menores perdas, como citado em [1].

2.3.4 - Corrente de Excitação

Como a potência para excitação é a mesma, uma vez que a bobina indutora, a tensão, a frequência e a relutância são as mesmas, isto significa que, em termos relativos, a potência de excitação do autotransformador é $(a + 1)$ vezes menor que no caso do transformador. Ainda mais, como a tensão sobre o enrolamento indutor é a mesma, tem-se então que a corrente de excitação do autotransformador é, em termos relativos, $(a + 1)$ vezes menor que a do transformador, também em perfeito acordo com [1].

2.3.5 - Corrente de Curto-Circuito

Aplicando-se tensões plenas, respectivamente U_{LN} e U_{PN} , nos circuitos das figuras 2.4 e 2.5, vem:

$$I_{L_{cct}} = \frac{U_{LN}}{Z_{LH}} \quad (2.27)$$

e

$$I_{P_{cctA}} = \frac{U_{PN}}{Z_{PS}} \quad (2.28)$$

onde:

$I_{L_{cct}}$ - corrente de curto do transformador.

$I_{P_{cctA}}$ - corrente de curto do autotransformador.

De (2.9), tem-se:

$$U_{PN} = (a + 1) U_{LN}$$

De (2.18) e (2.22), tem-se:

$$Z_{LH} = Z_{PS}$$

Logo de (2.28) e (2.27), vem:

$$\frac{I_{P_{ccA}}}{I_{L_{ccT}}} = \frac{U_{PN} / U_{LN}}{Z_{PS} / Z_{LH}} = \frac{U_{PN}}{U_{LN}} = (a + 1) \quad (2.29)$$

portanto:

$$I_{P_{ccA}} = (a + 1) I_{L_{ccT}}$$

Da equação (2.29) conclui-se que a corrente de curto do autotransformador é $(a + 1)$ vezes maior que a do transformador, o que juntamente a não isolação entre os enrolamentos primário e secundário, vem a constituir-se, em princípio, nas duas grandes desvantagens de um autotransformador. Fica então a questão de que sob quais condições é vantajoso o uso de um autotransformador.

2.4 - COMPARAÇÕES ECONÔMICAS

No item anterior foram feitas comparações entre um transformador ligado de forma convencional e ligado como autotransformador, verificando-se através da equação (2.10) que como autotransformador o mesmo fornece mais potência. Para que se possa efetuar comparações sob o ponto de vista de custo, passa-se agora a estudar um autotransformador que tenha tensões iguais ao autotransformador já estudado, porém, que tenha potência igual ao do convencional, verificando-se então a relação entre as quantidades de cobre e de ferro necessários num e noutro caso. A figura 2.6 a seguir mostra a representação desse novo autotransformador.

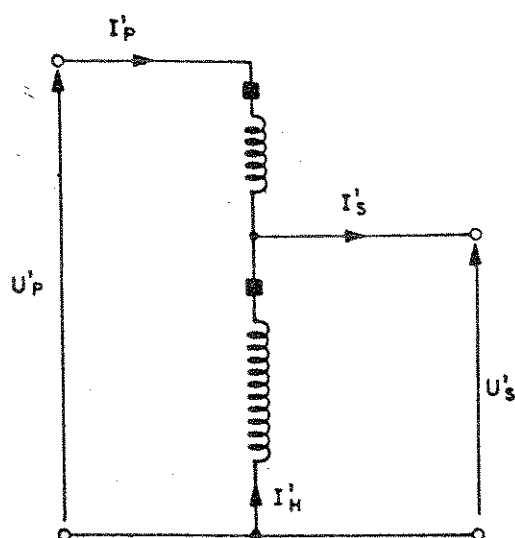


FIGURA 2.6 - Autotransformador modificado para $S_A = S_T$

2.4.1 - Quantidade de Cobre e de Ferro

Pelo que foi considerado antes, tem-se:

$$U'_P = U_P \quad (2.30)$$

$$U'_S = U_S \quad \text{logo} \quad U'_S = U_H \quad (2.31)$$

e

$$I'_S = I_H \quad (2.32)$$

$$S'_A = S_T \quad (2.33)$$

Onde em (2.33), tem-se:

S'_A - potência do novo autotransformador.

S_T - potência do transformador.

Sendo:

$$S'_A = U'_P \cdot I'_P$$

e

$$S_T = U_L \cdot I_L$$

e ainda:

$$U'_P = U_P$$

então:

$$U_P I'_P = U_L I_L \quad ==>$$

$$==> \quad I'_P = \frac{U_L}{U_P} I_L$$

de (2.5) tem-se; $I_L = I'_P$, portanto:

$$I'_P = \frac{U_L}{U_P} I_P$$

de (2.9) tem-se: $U_L = \frac{1}{a+1} U_P$, de onde:

$$I'_P = \frac{1}{a+1} I_P \quad (2.34)$$

como:

$$\frac{1}{a+1} = 1 - \frac{1}{\alpha} \quad (2.35)$$

Em (2.34) resulta:

$$I'_P = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) I_P \quad (2.36)$$

Por outro lado, do circuito da figura 2.6, vem:

$$I'_H = I'_S - I'_P$$

De (2.32) e (2.36), resulta:

$$I'_H = I_H - \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) I_P$$

De (2.5) e (2.4), vem:

$$I'_H = I_H - \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) a I_H \quad ==>$$

$$==> \quad I'_H = \left(1 - a + \frac{a}{\alpha}\right) I_H$$

como:

$$\alpha = \frac{a+1}{a} \quad (\text{da expressão 2.14}), \text{ vem:}$$

$$I'_H = \left(1 - a + \frac{a^2}{a+1}\right) I_H \quad ==>$$

$$==> \quad I'_H = \left[\frac{a^2 + 1 - a^2 - a + a^2}{a + 1}\right] I_H \quad ==>$$

$$\Rightarrow I'_H = \left(\frac{1}{a + 1} \right) I_H$$

De (2.35), resulta:

$$I'_H = \left(1 - \frac{1}{\alpha} \right) I_H \quad (2.37)$$

A partir das expressões de (2.36) e (2.37) pode-se escrever que:

$$G_A = \left(1 - \frac{1}{\alpha} \right) G_T \quad (2.38)$$

onde:

G_A - peso do cobre no autotransformador.

G_T - peso do cobre no transformador de potência equivalente.

α - relação de transformação do autotransformador.

Por outro lado, tem-se de (2.11):

$$S_A = (a + 1) S_T \quad (2.39)$$

de onde:

$$S_A = a S_T + S_T \quad (2.40)$$

onde:

S_A - potência do autotransformador.

aS_T - potência transmitida eletricamente.

S_T - potência do transformador, que uma vez que não há conexão elétrica é, em verdade, a potência transferida via núcleo, também chamada potência eletromagnética.

De (2.39), vem:

$$S_T = \frac{1}{a + 1} S_A$$

Usando-se (2.35), tem-se:

$$S_T = \left[1 - \frac{1}{\alpha} \right] S_A \quad (2.41)$$

Isso significa dizer que, aproximadamente, tem-se:

$$Q_A = \left(1 - \frac{1}{\alpha} \right) Q_T \quad (2.42)$$

onde:

Q_A - quantidade de material do núcleo para autotransformador.

Q_T - quantidade de material do núcleo para transformador de potência equivalente.

α - relação de transformação do autotransformador.

2.4.2 - Custo Comparativo

As equações (2.38) e (2.42) 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 porcentual (CR%) das partes ativas, não levando em conta o custo fixo dos acessórios, pode ser tirado em função de α por:

$$CR\% = \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) \cdot 100 \quad (2.43)$$

Para os mesmos valores de α da tabela 2.1, tem-se:

α	1,11	1,20	1,25	1,50	1,80	2,00	3,00	5,00	6,00	10,00
CR%	9,91	16,67	20,00	33,33	44,44	50,00	66,67	80,00	83,33	90,00

TABELA 2.2 - Custo relativo, em por cento,
em função da relação de transformação

A partir dos dados da tabela 2.2, pode-se traçar a curva apresentada na figura 2.7.

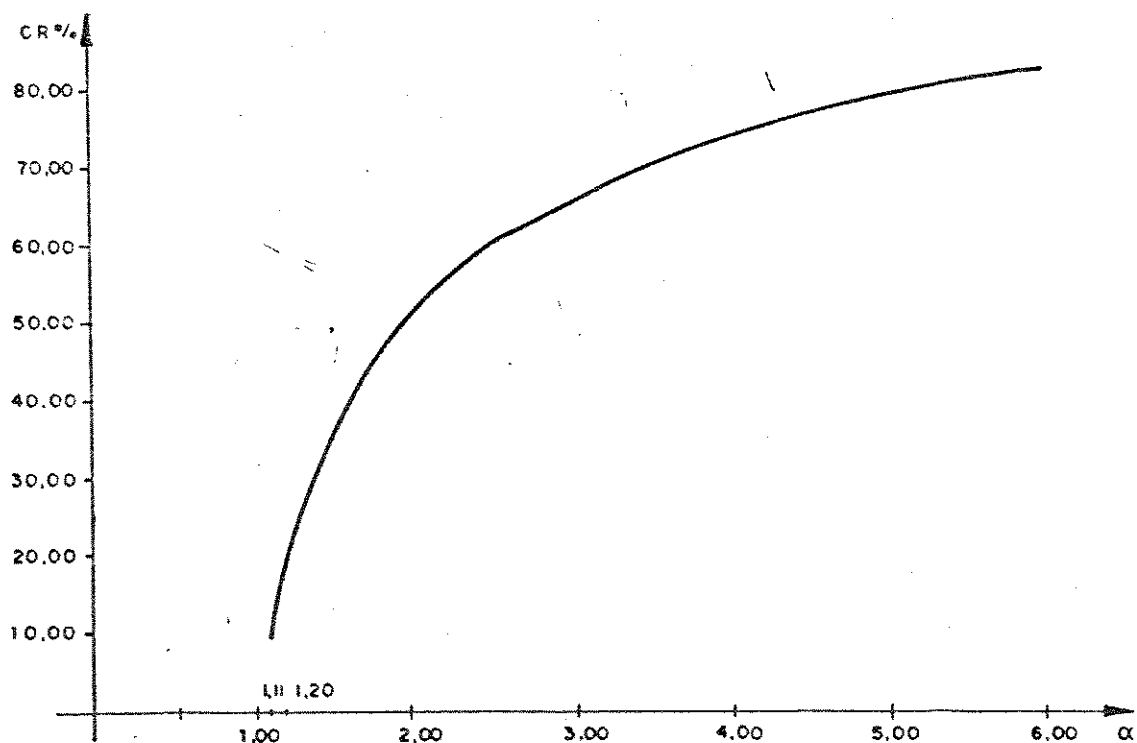


FIGURA 2.7 - Custo relativo das partes ativas versus
relação de transformação

2.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Após as comparações feitas, conclui-se que quanto menor a relação de transformação do autotransformador, menores serão: as quedas de tensão, as perdas de potência, a corrente de excitação, maior será o rendimento e melhor a regulação. Entretanto, a grande vantagem está no menor custo das partes ativas para pequenas relações de transformação, conforme já consagrado na bibliografia clássica [1] e [9].

No caso do pequeno protótipo desenvolvido para esta tese, segundo o memorial de cálculo do fabricante (ANEXO II), a potência do autotransformador é de 5 [KVA] para um núcleo de 1 [KVA], perfeitamente de acordo com as previsões teóricas, uma vez que por fase tem-se possibilidade de ligar o autotransformador na relação 1:0,8 ou seja 1,25 e portanto a potência eletromagnética é da ordem de 20% da potência total do autotransformador.

C A P Í T U L O I I I

AUTOTRANSFORMADOR CONTROLADOR DE FASOR "ADZ"

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Como visto no capítulo II o autotransformador, que apresente pequenas relações de transformação, é viável não só técnica, como também economicamente. Neste capítulo será mostrado como obter um autotransformador cuja tensão de saída possa variar em módulo, em ângulo de fase ou em ambos, chamado de "ADZ".

Este controlador de fasor será mostrado em sua concepção básica, ou seja, aquela que foi tomada como base para construção de um pequeno protótipo, no qual foram feitas medições comprovando, em laboratório, a viabilidade de se ter em um único equipamento a tensão de saída variando em módulo e em ângulo de fase, simultaneamente ou não. Mostra-se também através das medições que os resultados teóricos previstos são amplamente comprovados na prática.

3.2 - CONCEPÇÃO BÁSICA DO "ADZ"

Em sua concepção básica o "ADZ" tem, por fase, uma bobina principal e duas bobinas auxiliares. É ligado como autotransformador com conexão das bobinas comuns em estrela e conexão das bobinas comuns e série em zigue-zague. A figura 3.1 esclarece.

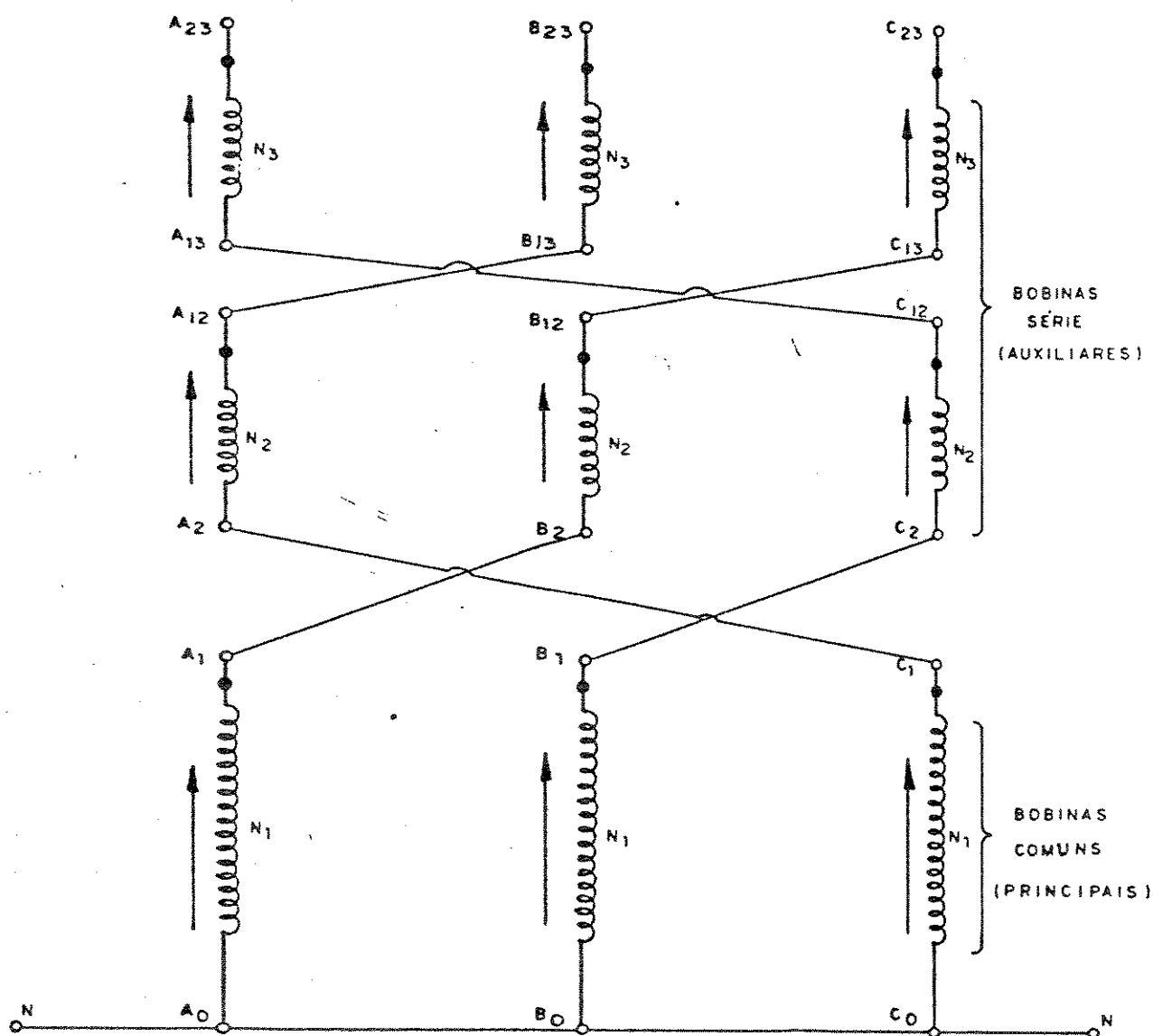


FIGURA 3.1 - Concepção Básica do "ADZ"

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

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{A_1 A_0} &= K N_1 \angle 0^\circ \\ \dot{U}_{B_1 B_0} &= K N_1 \angle -120^\circ \\ \dot{U}_{C_1 C_0} &= K N_1 \angle +120^\circ \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

onde:

$$K = 4,44 \phi f \quad (3.2)$$

sendo:

ϕ - Fluxo magnético por coluna do núcleo.

f - frequência do sinal aplicado.

Simultaneamente, tem-se induzidas, nas bobinas série, as tensões:

$$\dot{U}_{A_{12}A_2} = K N_2 \angle 0^\circ$$

$$\dot{U}_{B_{12}B_2} = K N_2 \angle -120^\circ$$

$$\dot{U}_{C_{12}C_2} = K N_2 \angle +120^\circ$$

(3.3)

e

$$\dot{U}_{A_{23}A_{13}} = K N_3 \angle 0^\circ$$

$$\dot{U}_{B_{23}B_{13}} = K N_3 \angle -120^\circ$$

$$\dot{U}_{C_{23}C_{13}} = K N_3 \angle +120^\circ$$

(3.4)

Da forma como estão conectadas as bobinas na figura 3.1, tem-se, por exemplo, para a fase A:

$$\dot{U}_{C_{23}N} = \dot{U}_{A_1A_0} + \dot{U}_{B_{12}B_2} + \dot{U}_{C_{23}C_{13}}$$

$$= K N_1 \left| 0^\circ \right| + K N_2 \left| -120^\circ \right| + K N_3 \left| +120^\circ \right|$$

$$= K \left[N_1 - 0,5 \left(N_2 + N_3 \right) - j 0,866 \left(N_2 - N_3 \right) \right]$$

ou:

$$\dot{U}_{C_{23}N} = K N_1 \left[1 - 0,5 \left(\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right) - j 0,866 \left(\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right) \right] \quad (3.5)$$

Pode-se escrever $\dot{U}_{C_{23}N}$ como:

$$\dot{U}_{C_{23}N} = U \left| -\alpha \right| \quad (3.6)$$

onde, comparando (3.6) e (3.5), vem:

$$U = K N_1 \left(a^2 + b^2 \right)^{1/2} \quad (3.7)$$

e

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1} \frac{b}{a} \quad (3.8)$$

sendo:

$$a = 1 - 0,5 \left(\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right) \quad (3.9)$$

e

$$b = -0,866 \left[\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right] \quad (3.10)$$

Como,

$$\dot{U}_{A_1 A_0} = K N_1 \quad \underline{0^\circ}$$

vem:

$$\begin{aligned} \frac{\dot{U}_{C_{23} N}}{\dot{U}_{A_1 A_0}} &= \frac{U \quad \underline{-\alpha}}{K N_1 \quad \underline{0^\circ}} \\ &= \frac{K N_1 \left(a^2 + b^2 \right)^{1/2}}{K N_1} \quad \underline{-\alpha} \end{aligned}$$

ou seja:

$$\dot{U}_{C_{23} N} = \left(a^2 + b^2 \right)^{1/2} \cdot \dot{U}_{A_1 A_0} \quad \underline{-\alpha} \quad (3.11)$$

e ainda, com base na figura 3.1, que:

$$\dot{U}_{A_{23} N} = \left(a^2 + b^2 \right)^{1/2} \dot{U}_{B_1 B_0} \quad \underline{-\alpha} \quad (3.12)$$

e

$$\dot{U}_{B_{23} N} = \left(a^2 + b^2 \right)^{1/2} \dot{U}_{C_1 C_0} \quad \underline{-\alpha} \quad (3.13)$$

Como: $\dot{U}_{C_{23}N}$, $\dot{U}_{A_{23}N}$ e $\dot{U}_{B_{23}N}$ são tensões de saída, relacionadas respectivamente com $\dot{U}_{A_1A_0}$, $\dot{U}_{B_1B_0}$ e $\dot{U}_{C_1C_0}$, todas tensões de entrada, pode-se escrever:

$$\dot{U}_S = \left[a^2 + b^2 \right]^{1/2} \dot{U}_E \angle -\alpha \quad (3.14)$$

onde:

$\dot{U}_S$ - fasor tensão de saída.

$\dot{U}_E$ - fasor tensão de entrada.

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

$$U_E = 1,0$$

ou

$$\dot{U}_E = 1,0 \angle 0^\circ \quad (3.15)$$

E sendo cada $\dot{U}_E$ usada como referencial para cada respectiva $\dot{U}_S$, vem:

$$\dot{U}_S = \left[a^2 + b^2 \right]^{1/2} \angle -\alpha \quad (3.16)$$

Fazendo-se:

$$\bar{U}_S = (a^2 + b^2)^{1/2} \quad (3.17)$$

logo:

$$\dot{\bar{U}}_S = \bar{U}_S \angle -\alpha \quad (3.18)$$

onde:

$\bar{U}_S$ - fasor tensão de saída em por unidade

A partir das equações (3.14), (3.10), (3.9) e (3.8) pode-se observar que tanto o módulo quanto o ângulo do fasor tensão de saída dependem das relações $\frac{N_2}{N_1}$ e $\frac{N_3}{N_1}$.

Ainda mais, da equação (3.10), conclui-se que se $N_2 = N_3$, o fasor tensão de saída estará em fase com o fasor tensão de entrada.

EM RESUMO:

$$\dot{\bar{U}}_E = 1,0 \angle 0^\circ$$

$$\dot{\bar{U}}_S = \bar{U}_S \angle -\alpha$$

$$\bar{U}_S = (a^2 + b^2)^{1/2}$$

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1} \frac{b}{a}$$

$$a = 1 - 0,5 \left[\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right]$$

$$b = -0,866 \left[\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right]$$

Além dos fatores já mencionados, também a polaridade das bobinas interfere nos valores de $\bar{U}_S$ e α , como mostrado a seguir.

Ao invés de ligar-se A_{12} a B_{13} , B_{12} a C_{13} , C_{12} a A_{13} , ligue-se A_{12} a B_{23} , B_{12} a C_{23} e C_{12} a A_{23} , conforme mostra a figura 3.2.

Em verdade o que a figura 3.2 mostra é uma inversão da polaridade das bobinas auxiliares (2), resultando em:

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

ou

$$\dot{U}_{C_{13}N} = K N_1 \angle 0^\circ + K N_2 \angle -120^\circ - K N_3 \angle +120^\circ$$

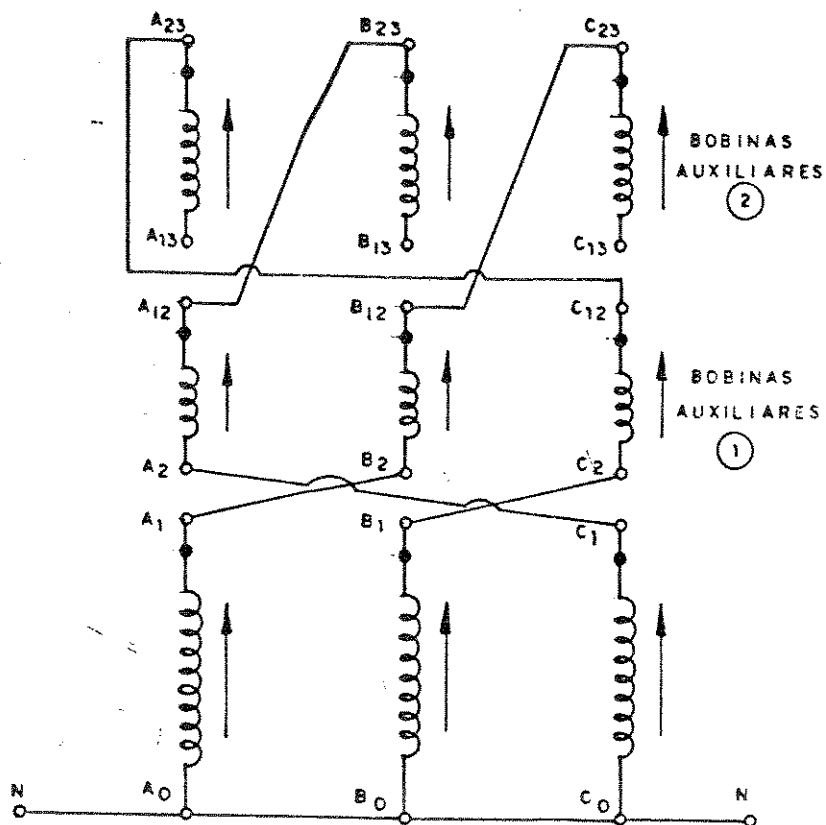


FIGURA 3.2 - Bobinas auxiliares (2) invertidas

ou

$$\bar{U}_S = 1 \angle 0^\circ + \frac{N_2}{N_1} \angle -120^\circ - \frac{N_3}{N_1} \angle +120^\circ$$

ou

$$\dot{\bar{U}}_S = 1 - 0,5 \frac{N_2}{N_1} + j \, 0,866 \frac{N_2}{N_1} + 0,5 \frac{N_3}{N_1} - j \, 0,866 \frac{N_3}{N_1}$$

ou

$$\dot{\bar{U}}_S = 1 - 0,5 \left[\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right] - j \, 0,866 \left[\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right]$$

ou

$$\dot{\bar{U}}_S = \left[1 - 0,5 \left[\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right] \right] + j \left[- 0,866 \left[\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right] \right] \quad (3.19)$$

Passando a equação (3.5) para forma semelhante à equação (3.19), vem:

$$\dot{\bar{U}}_S = \left[1 - 0,5 \left[\frac{N_2 + N_3}{N_1} \right] \right] + j \left[- 0,866 \left[\frac{N_2 - N_3}{N_1} \right] \right] \quad (3.20)$$

Comparando-se (3.20) e (3.19), vem:

- Tanto na parte real, como na parte imaginária, a diferença que se observa nas equações é com relação a troca de sinal associado a N_3 . Isso aconteceu devido à troca de polaridade das bobinas auxiliares (2).

Portanto, se houver uma troca de polaridade das bobinas auxiliares (1), haverá uma mudança de sinal associado a N_2 .

Em geral, então, pode-se escrever:

$$a = 1 - 0,5 \left[\frac{K_1 N_2 + K_2 N_3}{N_1} \right] \quad (3.21)$$

e

$$b = - 0,866 \left[\frac{K_1 N_2 - K_2 N_3}{N_1} \right] \quad (3.22)$$

onde

	BOBINAS AUXILIARES (1)		BOBINAS AUXILIARES (2)	
	POLARIDADE +	POLARIDADE -	POLARIDADE +	POLARIDADE -
K_1	+ 1	- 1	-	-
K_2	-	-	+ 1	- 1

TABELA 3.1 - TABELA PARA OBTENÇÃO DE K_1 E K_2

Aplicando-se as tensões $\dot{U}_{RN}$, $\dot{U}_{SN}$ e $\dot{U}_{TN}$ de uma rede de alimentação trifásica simétrica, às bobinas comuns, tem-se:

$$\dot{U}_{A_1 A_0} = \dot{U}_{RN}$$

$$\dot{U}_{B_1 B_0} = \dot{U}_{SN}$$

$$\dot{U}_{C_1C_0} = \dot{U}_{TN}$$

e sendo:

$$\dot{U}_{RN} = U \angle 90^\circ$$

$$\dot{U}_{SN} = U \angle -30^\circ$$

$$\dot{U}_{TN} = U \angle 150^\circ$$

Para os casos das figuras 3.1 e 3.2, fazendo-se

$$U_{A_1A_0} = U_E = U, \text{ vem:}$$

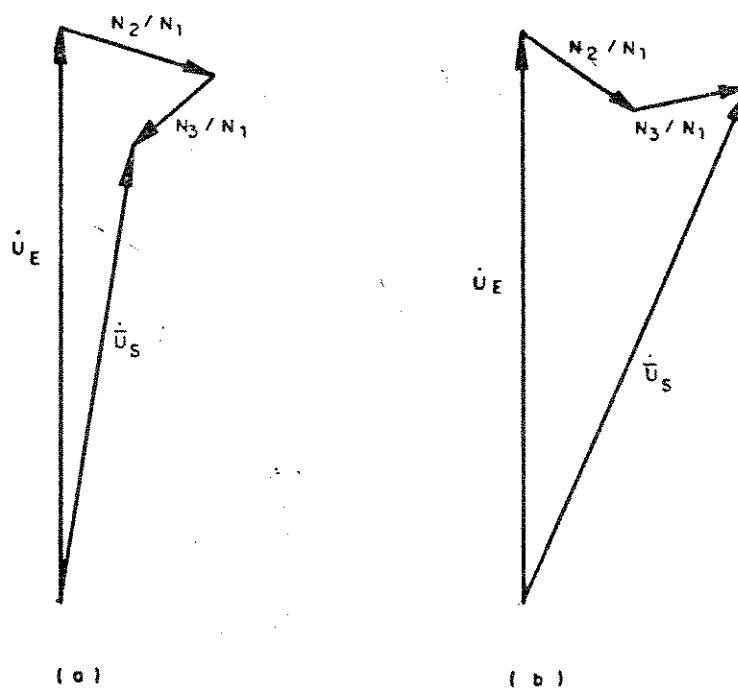


FIGURA 3.3 - Fasor tensão de saída

(a) - Para o caso da figura 3.1

(b) - Para o caso da figura 3.2

Admitindo-se que $N_2 = N_3$, vem:

$$a = 1 - 0,5 \left[K_1 + K_2 \right] \frac{N_2}{N_1} \quad (3.23)$$

$$b = - 0,866 \left[K_1 - K_2 \right] \frac{N_2}{N_1} \quad (3.24)$$

Resultando, para o sistema referencial adiantado de 90° , em:

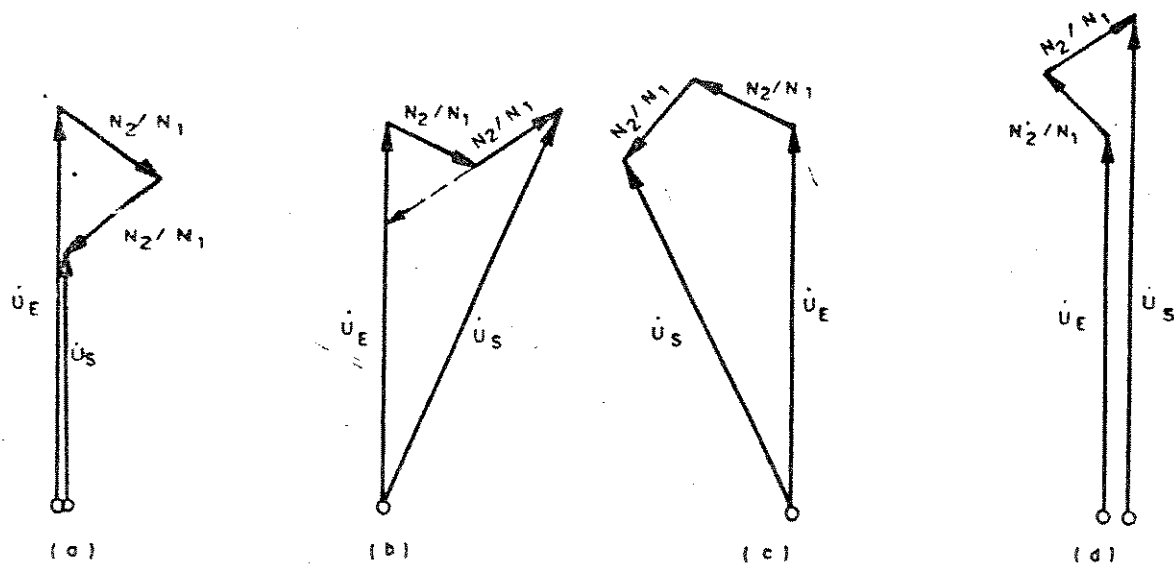


FIGURA 3.4 - $\dot{U}_S$ para $N_2 = N_3$

- | | | |
|----------------|---|------------|
| (a) $K_1 = +1$ | e | $K_2 = +1$ |
| (b) $K_1 = +1$ | e | $K_2 = -1$ |
| (c) $K_1 = -1$ | e | $K_2 = +1$ |
| (d) $K_1 = -1$ | e | $K_2 = -1$ |

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

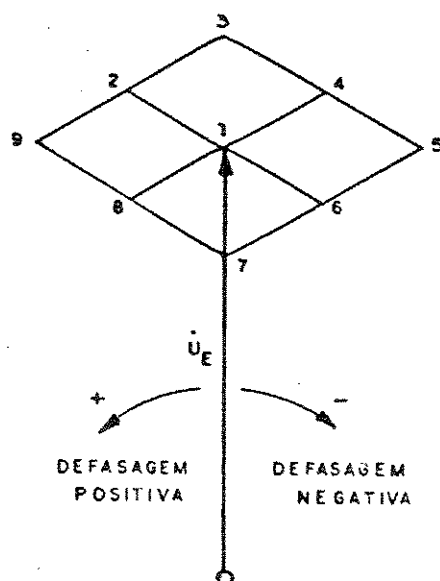


FIGURA 3.5 - $\dot{U}_S$ para $N_2 = N_3$ e diversas possibilidades de ligação

Para a figura 3.5, tem-se:

Posi- ção 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 3.2 - Valores de K_1 e K_2 para as posições mostradas na figura 3.5

Então pode-se refazer a figura 3.5, como a seguir onde não está representado $\dot{U}_E$.

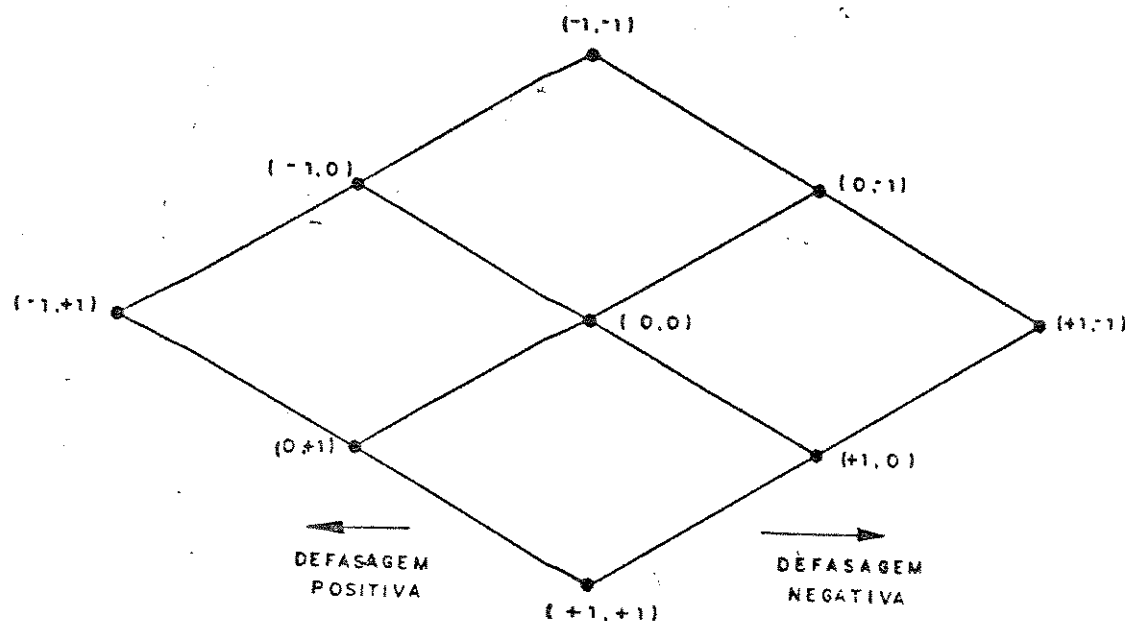


FIGURA 3.6 - Lugar geométrico de $\dot{U}_S$, sem considerar "taps"

A figura 3.6 mostra quanto valem os fatores K_1 e K_2 e onde estará a ponta do fasor tensão de saída para cada par respectivo, lembrando que a ponta do fasor tensão de entrada estará na posição (0,0).

Através da análise efetuada, conclui-se que a equação geral para a tensão de saída é:

$$\dot{U}_S = \left[1,0 - 0,5 \left[K_1 + K_2 \right] \frac{N_2}{N_1} \right] + j \left[-0,866 \left[K_1 - K_2 \right] \frac{N_2}{N_1} \right] \quad (3.25)$$

3.3 - PROTÓTIPO DESENVOLVIDO

O protótipo desenvolvido, e que se encontra nos laboratórios da EFEI, tem as seguintes características básicas:

$$- N_2 / N_1 = N_3 / N_1 = 0,1$$

- cada bobina auxiliar é dividida em dez partes iguais tal que $\left[N_2 / 10 \right] = \left[N_3 / 10 \right] = 0,01 N_1$.

A figura 3.7 apresenta a construção básica do protótipo do "ADZ" e o lugar geométrico de ponta do fasor $\dot{U}_S$ é mostrado na figura 3.8.

A partir da figura 3.8 conclui-se que os coeficientes K_1 e K_2 podem ser tabelados conforme mostra a tabela 3.3.

	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 3.3 - Valores dos coeficientes de K_1 e K_2 em qualquer ponto do lugar geométrico de $\dot{U}_S$

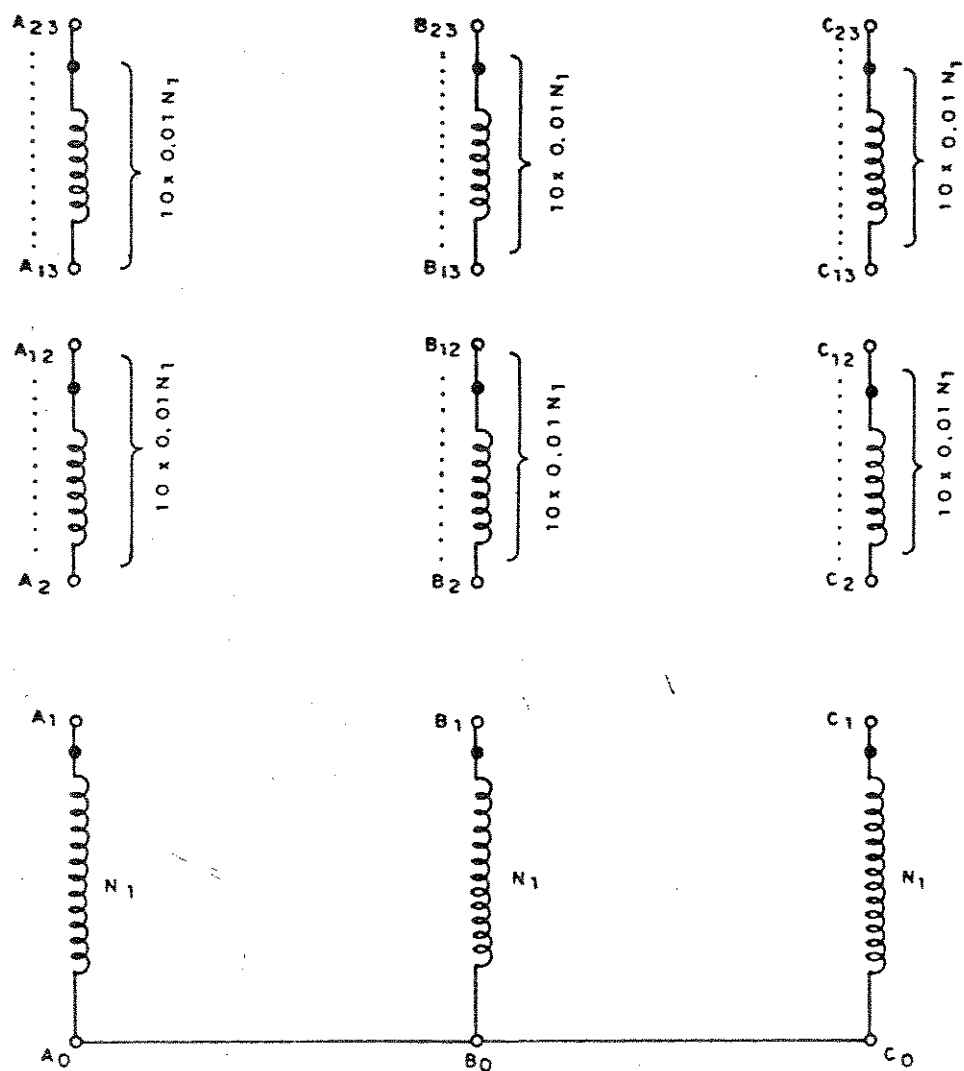


FIGURA 3.7 - Configuração básica do protótipo

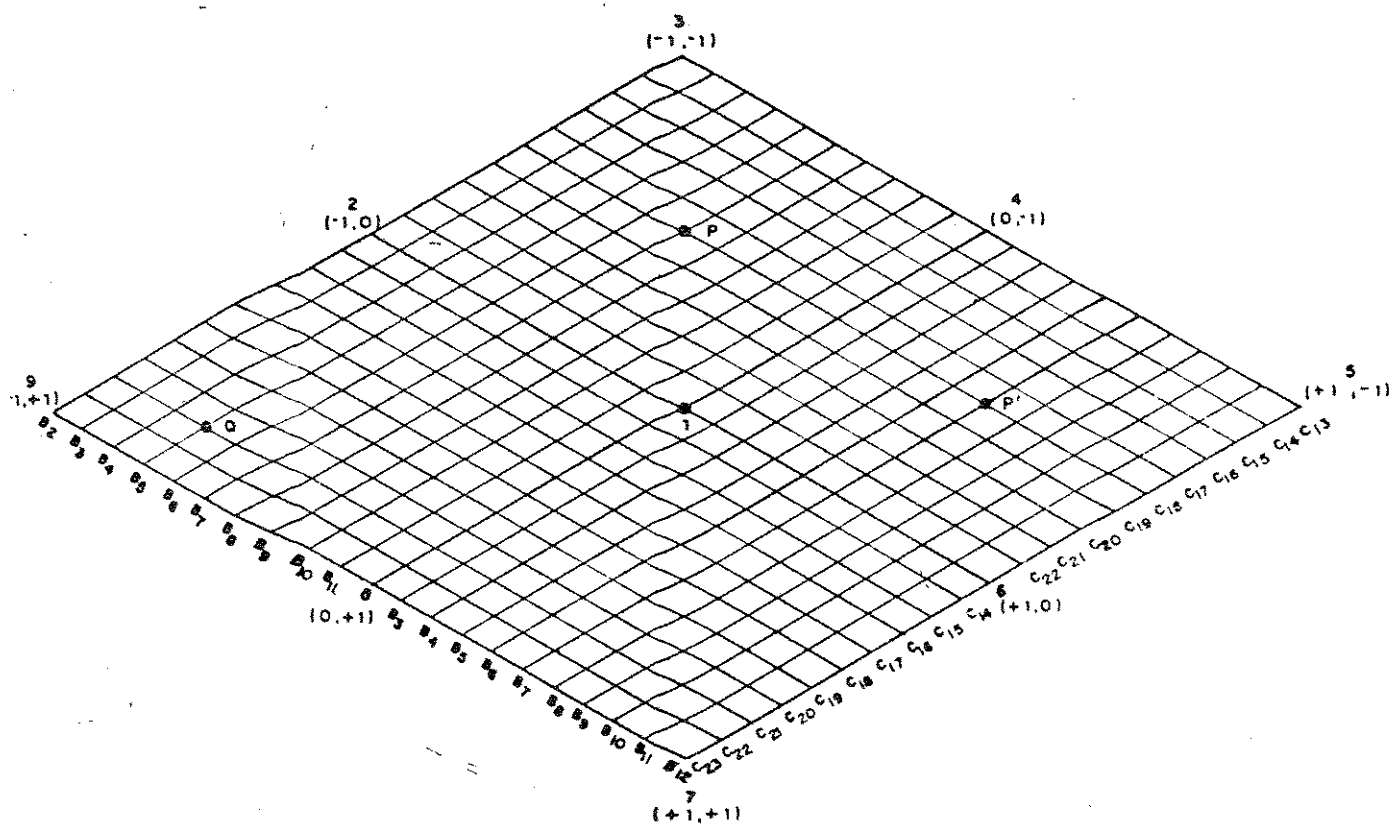


FIGURA 3.8 - Lugar geométrico de $\dot{U}_S$, considerando os "taps",
com indicação de alguns pontos particulares

Ainda para a figura 3.8, tem-se que as entradas nas bobinas auxiliares para as diversas regiões e linhas, tomando como base $\dot{U}_E$ em A_1A_0 , são:

	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
Entrada da auxiliar B	B_{12}	B_{12}	-	B_2	B_2	B_2	-	B_{12}
Entrada da auxiliar C	-	C_{23}	C_{23}	C_{23}	-	C_{13}	C_{13}	C_{13}

TABELA 3.4 - Entradas das bobinas auxiliares para as diversas regiões e linhas

Para as tabelas 3.3 e 3.4 é importante observar que:

- A região 1,2,3,4,1 não contém as linhas 1,2 e 1,4;
- A região 1,4,5,6,1 não contém as linhas 1,4 e 1,6;
- A região 1,6,7,8,1 não contém as linhas 1,6 e 1,8;
- A região 1,8,9,2,1 não contém as linhas 1,8 e 1,2;

A figura 3.8 mostra ainda que são possíveis $(10+10+1)^2$, ou seja 441 diferentes valores para $\dot{U}_S$, incluindo o caso em que $\dot{U}_S = \dot{U}_E$, com "apenas" 10 "taps" por bobina auxiliar.

3.3.1 - Equações do Protótipo

A equação (3.25) aplicada ao protótipo, resulta em:

$$\vec{U}_S = \begin{bmatrix} 1,0 - 0,5 (K_1 + K_2) & 0,1 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} -0,866 (K_1 - K_2) & 0,1 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

A equação (3.26), entretanto, só serve para determinar $\vec{U}_S$ quando o mesmo assumir as posições 2,3 ... 9, pois, implicitamente está se considerando cada bobina auxiliar tomada integralmente ou não.

No caso de serem usados os "taps" das bobinas auxiliares, a equação (3.26) torna-se:

$$\vec{U}_S = \begin{bmatrix} 1,0 - 0,05 (T_1 K_1 + T_2 K_2) \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} -0,0866 (T_1 K_1 - T_2 K_2) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Onde T_1 e T_2 , com base na tabela 3.4, são obtidos conforme mostrado na tabela 3.5.

SAÍDA EM										
Entrada em B ₂	B ₃	B ₄	B ₅	B ₆	B ₇	B ₈	B ₉	B ₁₀	B ₁₁	B ₁₂
T ₁	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Entrada em B ₁₂	B ₁₁	B ₁₀	B ₉	B ₈	B ₇	B ₆	B ₅	B ₄	B ₃	B ₂
SAÍDA EM										

(a)

Entrada em C_{13}	SAÍDA EM									
	C_{14}	C_{15}	C_{16}	C_{17}	C_{18}	C_{19}	C_{20}	C_{21}	C_{22}	C_{23}
T_2	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
Entrada em C_{23}	C_{22}	C_{21}	C_{20}	C_{19}	C_{18}	C_{17}	C_{16}	C_{15}	C_{14}	C_{13}
SAÍDA EM										

(b)

TABELA 3.5 - Valores dos "taps" de saída

3.3.2 - Cálculo de $\vec{U}_S$ para Diversas Posições

De posse da equação (3.27), da figura 3.8 e das tabelas 3.3, 3.4 e 3.5 foram realizados cálculos para $\vec{U}_S$ em alguns pontos do losango que define o lugar geométrico do fasor tensão de saída, para posterior comparação com resultados obtidos em laboratório. Para tanto a cada posição selecionada foi atribuído o número de um caso em estudo.

CASO 1 - U_S NA POSIÇÃO 3

Da figura 3.8 tem-se as saídas das bobinas auxiliares em B_2 e C_{13} e a região é 1,2,3,4,1. Logo as entradas são em B_{12} e C_{23} , conforme tabela 3.4.

Da tabela 3.3, vem:

$$K_1 = -1$$

$$K_2 = -1$$

Da tabela 3.5, vem:

$$T_1 = 1,0$$

$$T_2 = 1,0$$

Logo:

$$T_1 K_1 = -1$$

$$T_2 K_2 = -1$$

$$T_1 K_1 + T_2 K_2 = -2$$

$$T_1 K_1 - T_2 K_2 = 0$$

Em (3.27), vem:

$$\dot{\bar{U}}_S = \left[1,0 - 0,05 (- 2) \right] + j \left[-0,0866 (0) \right]$$

$$\dot{\bar{U}}_S = 1,1 + j 0$$

$$\dot{\bar{U}}_S = 1,1 \angle 0^\circ$$

CASO 2 - $\dot{\bar{U}}_S$ NA POSIÇÃO 5

Da figura 3.8 tem-se as saídas das bobinas auxiliares em B_{12} e C_{13} e a região é 1,4,5,6,1. Logo as entradas são B_2 e C_{23} , conforme tabela 3.4.

Da tabela 3.3, vem:

$$K_1 = + 1$$

$$K_2 = - 1$$

Da tabela 3.5, vem:

$$T_1 = 1,0$$

$$T_2 = 1,0$$

Logo:

$$T_1 K_1 = - 1,0$$

$$T_2 K_2 = -1,0$$

e

$$T_1 K_1 + T_2 K_2 = 0,0$$

$$T_1 K_1 - T_2 K_2 = 2,0$$

Em (3.27), vem:

$$\dot{\bar{U}}_S = \left[1,0 - 0,05 (0,0) \right] + j \left[-0,0866 (2,0) \right]$$

$$\dot{\bar{U}}_S = 1,0 - j 0,1732$$

$$\dot{\bar{U}}_S = 1,015 \angle -9,826^\circ$$

CASO 3 - $\dot{\bar{U}}_S$ NA POSIÇÃO P

Da figura 3.8 tem-se as saídas das bobinas auxiliares em B_7 e C_{18} e a região é 1,2,3,4,1. Logo as entradas são B_{12} e C_{23} , conforme tabela 3.4.

Da tabela 3.3, vem:

$$K_1 = -1$$

$$K_2 = -1$$

Da tabela 3.5, vem:

$$T_1 = 0,5$$

$$T_2 = 0,5$$

Logo:

$$T_1 K_1 = -0,5$$

$$T_2 K_2 = -0,5$$

$$T_1 K_1 + T_2 K_2 = -1,0$$

$$T_1 K_1 - T_2 K_2 = 0,0$$

Em (3.27), vem:

$$\dot{\bar{U}}_S = [1,0 - 0,05 (-1,0)] + j [-0,0866 (0,0)]$$

$$\dot{\bar{U}}_S = 1,0 + 0,05$$

$$\dot{\bar{U}}_S = 1,05 \angle 0^\circ$$

CASO 4 - $\vec{U}_S$ NA POSIÇÃO Q

Da figura 3.8 tem-se as saídas das bobinas auxiliares em B_5 e C_{21} e a região é 1,8,9,2,1. Logo as entradas são B_{12} e C_{13} , conforme tabela 3.4.

Da tabela 3.3, vem:

$$K_1 = -1$$

$$K_2 = +1$$

Da tabela 3.5, vem:

$$T_1 = 0,7$$

$$T_2 = 0,8$$

Logo:

$$T_1 K_1 = -0,7$$

$$T_2 K_2 = 0,8$$

e

$$T_1 K_1 + T_2 K_2 = 0,1$$

$$T_1 K_1 - T_2 K_2 = -1,5$$

Em (3.27), vem:

$$\dot{\bar{U}}_S = [1,0 - 0,05 (0,1)] + j [-0,0866 (-1,5)]$$

$$\dot{\bar{U}}_S = 0,995 + j 0,130$$

$$\dot{\bar{U}}_S = 1,003 \angle 7,44^\circ$$

Obs.: Atente-se ao fato de que para os casos das posições 3 e P, somente houveram variações de módulo; no caso da posição Q praticamente só houve variação do ângulo de fase; já no caso da posição 5 houve variação de módulo e de ângulo de fase, como era de interesse e já possível de visualizar através da figura 3.8.

3.4 - RESULTADOS DE LABORATÓRIO

Para a comprovação prática dos resultados, foi necessário o desenvolvimento de um medidor de ângulo elétrico de alta precisão e que pudesse medir pequenos ângulos, como é o caso que ocorre no "ADZ". Tal medidor (ANEXO IV) foi desenvolvido e também encontra-se nos Laboratórios de Eletricidade da EFEI.

De posse de um voltímetro digital e desse medidor de ângulo, procurou-se a comprovação dos resultados teóricos obtidos. A montagem para essas verificações é mostrada na figura 3.9.

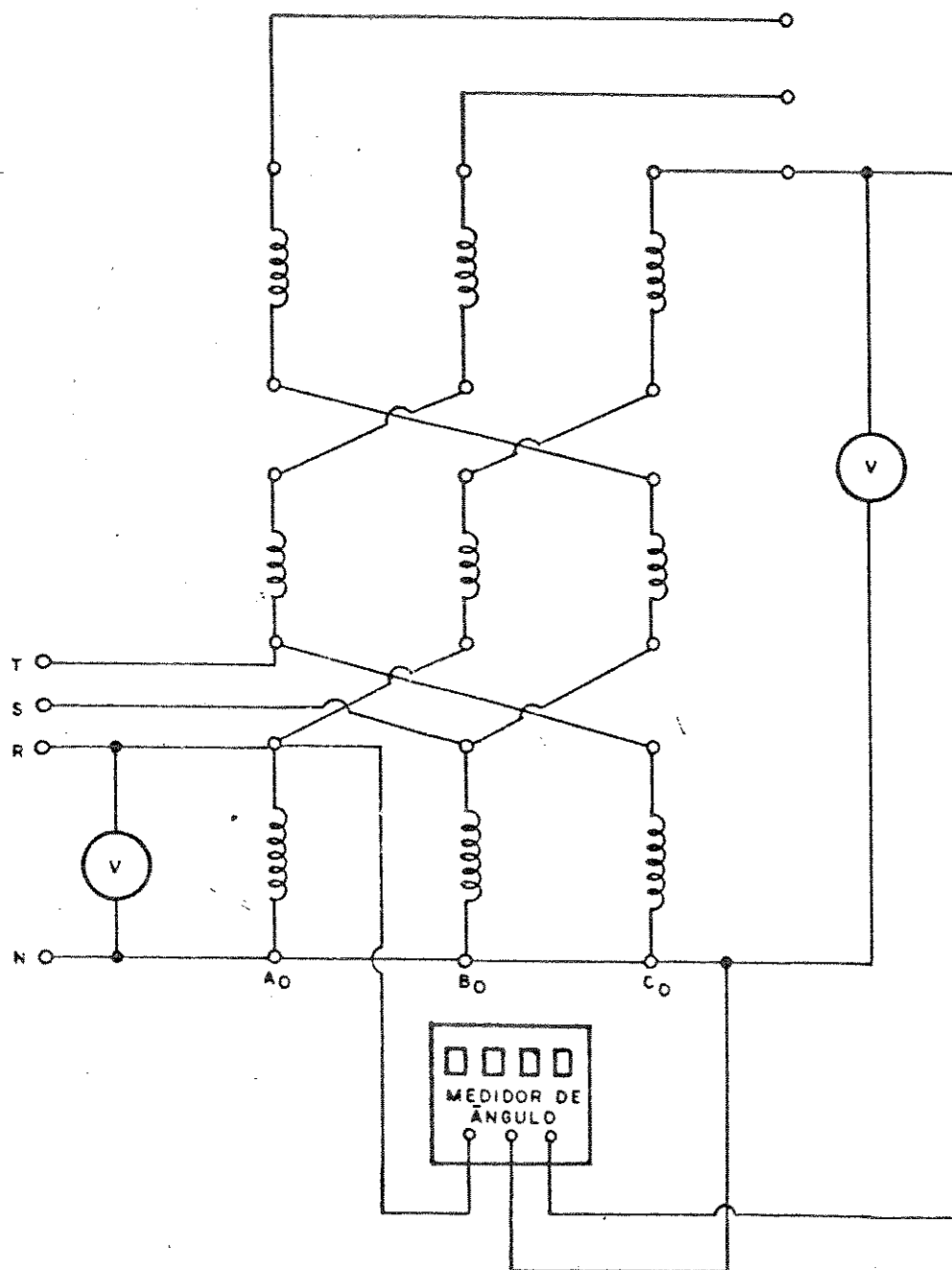


FIGURA 3.9 - Montagem de laboratório para medições de U_E e U_S

4.1 - Medições Efetuadas

CASO 1 - POSIÇÃO 3

$$\dot{U}_{A_1 A_0} = \dot{U}_E = 127 \quad \underline{0^\circ}$$

$$\dot{U}_{C_{13} A_0} = \dot{U}_S = 139,7 \quad \underline{0^\circ}$$

Logo:

valor medido: $\dot{U}_S = 1,1 \quad \underline{0^\circ}$

valor calculado: $\dot{U}_S = 1,1 \quad \underline{0^\circ}$

(Vide 3.3.2 - CASO 1)

CONCLUSÃO : COMPROVADO !

CASO 2 - POSIÇÃO 5

$$\dot{U}_{A_1 A_0} = \dot{U}_E = 127 \quad \underline{0^\circ}$$

$$\dot{U}_{C_{13} A_0} = \dot{U}_S = 128,8 \quad \underline{- 9,9^\circ}$$

Logo:

valor medido: $\dot{U}_E = 1,014 \quad \underline{- 9,9^\circ}$

valor calculado: $\dot{U}_E = 1,015 \quad \underline{- 9,826^\circ}$

(Vide 3.3.2 - CASO 2)

CONCLUSÃO : COMPROVADO !

CASO 3 - POSIÇÃO P

$$\dot{U}_{A_1 A_0} = \dot{U}_E = 127 \quad \underline{0^\circ}$$

$$\dot{U}_{C_{18} A_0} = \dot{U}_S = 133 \quad \underline{0^\circ}$$

Logo:

valor medido: $\dot{U}_S = 1,047 \quad \underline{0^\circ}$

valor calculado: $\dot{U}_S = 1,05 \quad \underline{0^\circ}$ (Vide 3.3.2 - CASO 3)

CONCLUSÃO : COMPROVADO !

CASO 4 - POSIÇÃO Q

$$\dot{U}_{A_1 A_0} = \dot{U}_E = 127,5 \quad \underline{0^\circ}$$

$$\dot{U}_{C_{13} A_0} = \dot{U}_S = 128,0 \quad \underline{7,49^\circ}$$

Logo:

valor medido: $\dot{U}_S = 1,004 \quad \underline{7,49^\circ}$

valor calculado: $\dot{U}_S = 1,003 \quad \underline{7,44^\circ}$ (Vide 3.3.2 - CASO 4)

CONCLUSÃO : COMPROVADO !

3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Como pode-se observar o "ADZ" permite que o fasor tensão de saída varie em: módulo, ângulo de fase ou ambos com relação ao fasor tensão de entrada, ou seja, pode operar como um REGULADOR DE TENSÃO, como um DEFASADOR - "PHASE SHIFTER" ou como um CONTROLADOR DO FASOR TENSÃO DE SAÍDA - "PHASOR CONTROLLER". É portanto apropriado a aplicações no sistema elétrico onde essas funções sejam necessárias. A seguir mostra-se duas das principais aplicações em que se visualiza a colocação de um "ADZ", a saber: controle de fluxo de potências em uma rede elétrica e alimentação de sistemas multiconversores.

CAPÍTULO IV

APLICAÇÃO A SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O objetivo deste capítulo é o da verificação do comportamento de um sistema elétrico de potência, quando da introdução no mesmo, de um único equipamento que possa variar, simultaneamente a abertura angular entre as tensões de duas barras interligadas e o próprio nível de tensão de uma delas, uma vez que, como amplamente citado e estudado na bibliografia clássica, transformadores permitem uma forma adicional de controlar fluxo de potência ativa e reativa; Entretanto o controle simultâneo, em geral, necessita de mais de um transformador, pois é feito com um controle do sinal "em fase" e outro "em quadratura de fase" [4], [13].

No atendimento a este objetivo, fez-se necessário o uso de um programa de fluxo de carga, que aceitasse a colocação de um controlador de fasor no sistema em estudo. Para tal usou-se o programa TIPR100P [8]. Com relação ao sistema em estudo, a opção foi pelo da "MALHA PRINCIPAL DO SISTEMA INTERLIGADO DAS REGIÕES SUL E SUDESTE", elaborado pelo SCO/GCOI/ELETROBRÁS.

4.2 - FLUXO DE POTÊNCIAS EM SISTEMA ELÉTRICO COM CONTROLADOR DE FASOR

Seja o sistema elétrico representado pela figura 4.1 abaixo:

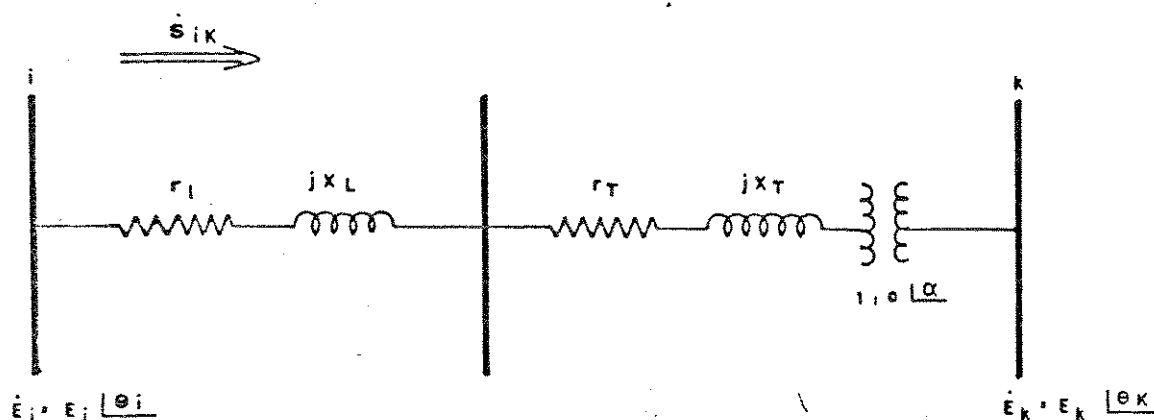


FIGURA 4.1 - Linha de transmissão com "PHASOR CONTROLLER"

onde:

i - barra i.

k - barra k.

E_i - tensão da barra i.

E_k - tensão da barra k.

E_i - módulo da tensão da barra i.

E_k - módulo da tensão da barra k.

θ_i - ângulo de fase de E_i .

θ_k - ângulo de fase de E_k .

Γ_L - resistência da linha.

x_L - reatância da linha.

Γ_T - resistência do transformador.

x_T - reatância do transformador.

a - relação de transformação.

α - defasagem angular.

Para este sistema, tem-se:

$$\dot{S}_{ik} = \dot{E}_i \dot{I}_{ik}^* \quad (4.1)$$

$$\dot{I}_{ik} = \frac{(\dot{E}_i - \dot{E}_k) / a e^{j\alpha}}{(\Gamma_L + \Gamma_T) - j(x_L + x_T)}$$

Em (4.1), vem:

$$\begin{aligned}
 \dot{S}_{ik} &= \dot{E}_i \left[\frac{\left(\dot{E}_i^* - \dot{E}_k^* \right) / a e^{-j\alpha}}{\left(\Gamma_L + \Gamma_T \right) - j \left(x_L + x_T \right)} \right] = \\
 &= \frac{E_i^2 - \frac{1}{ae^{-j\alpha}} \left[E_i E_k e^{j \left(\theta_i - \theta_k \right)} \right]}{\left(\Gamma_L + \Gamma_T \right) - j \left(x_L + x_T \right)} = \\
 &= \frac{E_i^2 - \frac{E_i E_k}{ae^{-j\alpha}} e^{j \left(\theta_i - \theta_k \right)}}{\left(\Gamma_L + \Gamma_T \right) - j \left(x_L + x_T \right)} =
 \end{aligned}$$

fazendo-se:

$$\left(\Gamma_L + \Gamma_T \right) = R$$

$$\left(x_L + x_T \right) = X$$

$$\left(\theta_i - \theta_k \right) = \theta_{ik}$$

vem:

$$\begin{aligned}
 \dot{S}_{ik} &= \frac{1}{R^2 + X^2} \left\{ E_i^2 - \frac{E_i E_k}{a} \left[\cos \left(\theta_{ik} + \alpha \right) + j \sin \left(\theta_{ik} + \alpha \right) \right] \right\} \left[R + jX \right] = \\
 &= \frac{1}{R^2 + X^2} \left\{ RE_i^2 - \frac{E_i E_k}{a} \left[X \cos \left(\theta_{ik} + \alpha \right) - X \sin \left(\theta_{ik} + \alpha \right) \right] \right\} +
 \end{aligned}$$

$$+ j \left[X E_i^2 - \frac{E_i E_k}{a} \left[R \sin(\theta_{ik} + \alpha) + X \cos(\theta_{ik} + \alpha) \right] \right] \Bigg\}$$

Logo:

$$P_{ik} = \frac{1}{R^2 + X^2} \left\{ R E_i^2 - \frac{E_i E_k}{a} \left[R \cos(\theta_{ik} + \alpha) - X \sin(\theta_{ik} + \alpha) \right] \right\} \quad (4.2)$$

e

$$Q_{ik} = \frac{1}{R^2 + X^2} \left\{ X E_i^2 - \frac{E_i E_k}{a} \left[R \sin(\theta_{ik} + \alpha) + X \cos(\theta_{ik} + \alpha) \right] \right\} \quad (4.3)$$

Para $R \ll X$, como em geral o é, vem:

$$P_{ik} = \frac{E_i E_k}{a} \sin(\theta_{ik} + \alpha) \quad (4.4)$$

e

$$Q_{ik} = \frac{E_i^2}{X} - \frac{E_i E_k}{aX} \cos(\theta_{ik} + \alpha) \quad (4.5)$$

As expressões (4.4) e (4.5), bem como (4.2) e (4.3) mostram que a alteração do módulo e do ângulo de fase da tensão de uma das barras, pela introdução de um "PHASOR CONTROLLER", leva a alterações nos fluxos de potências ativa e reativa na linha. Passa-se então a estudar em um sistema real essas influências. Para tanto usou-se o programa TIPR100P já citado e fez-se diversas simulações [10], das quais alguns casos selecionados, suficientes para as verificações das influências citadas, são aqui apresentados.

$$+ j \left[X E_i^2 - \frac{E_i E_k}{a} \left[R \sin(\theta_{ik} + \alpha) + X \cos(\theta_{ik} + \alpha) \right] \right] \Bigg\}$$

Logo:

$$P_{ik} = \frac{1}{R^2 + X^2} \left\{ R E_i^2 - \frac{E_i E_k}{a} \left[R \cos(\theta_{ik} + \alpha) - X \sin(\theta_{ik} + \alpha) \right] \right\} \quad (4.2)$$

$$Q_{ik} = \frac{1}{R^2 + X^2} \left\{ X E_i^2 - \frac{E_i E_k}{a} \left[R \sin(\theta_{ik} + \alpha) + X \cos(\theta_{ik} + \alpha) \right] \right\} \quad (4.3)$$

Para $R \ll X$, como em geral o é, vem:

$$P_{ik} = \frac{E_i E_k}{a} \sin(\theta_{ik} + \alpha) \quad (4.4)$$

$$Q_{ik} = \frac{E_i^2}{X} - \frac{E_i E_k}{aX} \cos(\theta_{ik} + \alpha) \quad (4.5)$$

As expressões (4.4) e (4.5), bem como (4.2) e (4.3) mostram que a alteração do módulo e do ângulo de fase da tensão de uma das barras, pela introdução de um "PHASOR CONTROLLER", leva a alterações nos fluxos de potências ativa e reativa na linha. Passa-se então a estudar em um sistema real essas influências. Para tanto usou-se o programa TIPR100P já citado e fez-se diversas simulações [10], das quais alguns casos selecionados, suficientes para as verificações das influências citadas, são aqui apresentados.

1.3 - DEFINIÇÃO DA ÁREA EM ESTUDO E SEU EQUIVALENTE ELÉTRICO

A área escolhida para os estudos é aquela mostrada na figura 4.2 a seguir. Esta área contém linhas-fronteira entre as regiões sul e sudeste, permitindo então uma análise do intercâmbio entre as duas regiões.

Definida a área era necessário buscar o seu equivalente elétrico. O que se fez foi considerar como carga as linhas que estavam ligadas a barras da área delimitada, atribuindo-se-lhes sinais positivos ou negativos aos respectivos valores, de conformidade com o sentido dos fluxos de potência obtidos no resumo apresentado a seguir no quadro 4.1. Além disso os quadros 4.2 e 4.3 a seguir mostram o arquivo de dados contendo as informações das barras e linhas do sistema em estudo.

Definidos a área e o seu equivalente - cujo diagrama unifilar é mostrado na figura 4.3 -, a barra 507, por ser a de maior capacidade geradora, foi escolhida como a barra de referência.

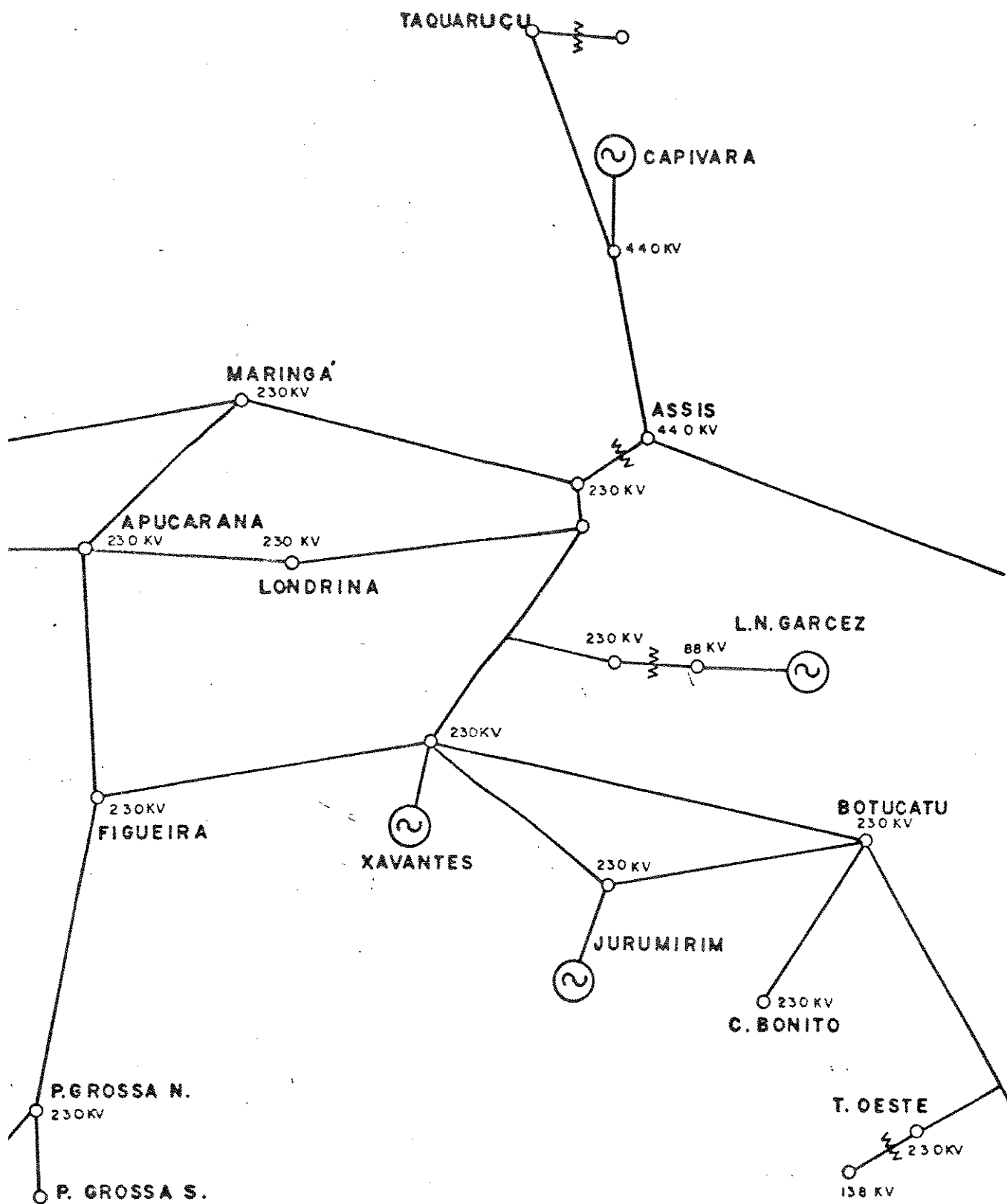


FIGURA 4.2 - Área a ser estudada

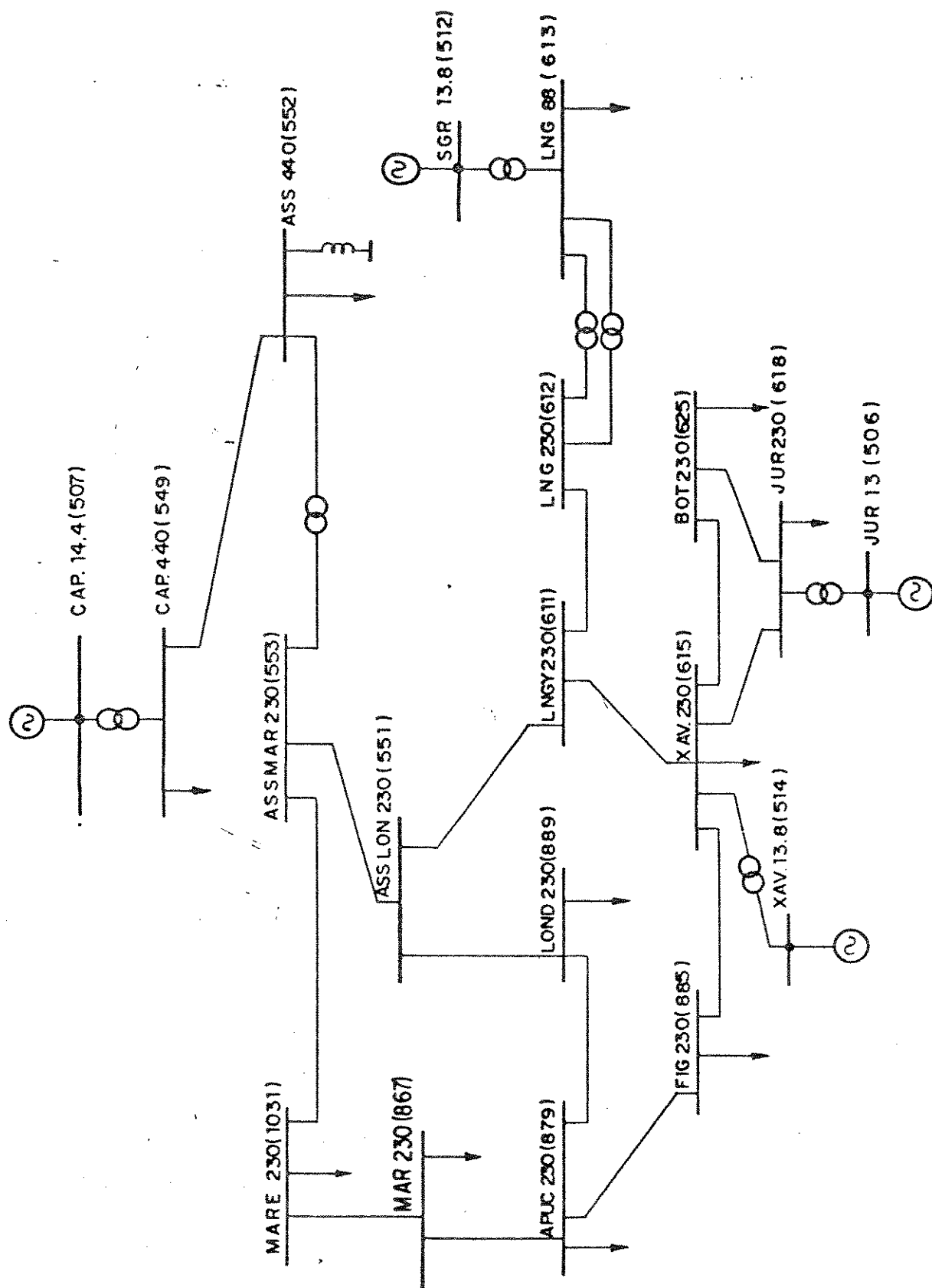


FIGURA 4.3 - Diagrama Unifilar do equivalente da área em estudo

ARQUIVO "JPLETRO" - Este arquivo contém dados e resultados referentes ao subsistema da figura 4.3, numa dada situação.

BUS-DATA						LINE-FLOW	
BUS	BUS	U	ANG	MW	MVAR	MW	MVAR
506	618	1.030	- 4.7	90.0G	9.4G	90.0	9.4
507	549	1.040	- 4.6	400.0G	111.5G	400.0	111.5
512	613	0.980	- 2.8	70.0G	24.8G	70.0	24.8
514	615	1.010	- 0.8	370.0G	89.3G	370.0	89.3
549	507	1.017	- 1.2	100.5C	61.6C	- 400.0	- 68.9
	552					299.6	7.4
551	553	1.025	- 6.3			- 74.6	16.1
	611					16.1	- 32.6
	889					58.5	17.1
552	549	1.003	- 4.3	214.6C	- 67.6C	- 298.3	- 95.2
	553					83.7	- 18.4
	552				-181.1E		
553	551	1.025	- 6.3			74.5	- 16.1
	552					- 83.7	21.5
	1031					9.2	- 4.7
611	551	1.033	- 6.7			- 16.0	20.4
	612					16.6	11.9
	615					- 0.6	- 32.3
612	611	1.032	- 6.8			- 16.6	- 14.3
	613					8.3	7.1
	613					8.3	7.1
613	512	1.043	- 7.8	86.6C	31.9C	- 70.0	- 18.1
	612					- 8.3	- 6.9
	612					- 8.3	- 6.9
615	514	1.040	- 6.8	13.2C	6.0C	- 370.0	- 49.1
	611					0.7	23.8
	618					199.6	6.7
	625					142.3	2.7
	885					14.2	9.9
618	506	1.024	- 10.9	106.3C	1.2C	- 90.0	0.4
	615					- 197.1	- 5.8
	625					180.8	4.2
625	615	1.002	- 17.1	314.9C	6.8C	- 137.5	- 1.3
	618					- 177.4	- 5.6
867	879	0.997	- 7.0	118.5C	33.8C	19.2	- 17.0
	1031					- 137.8	- 16.8
879	867	1.001	- 7.7	- 30.8C	3.0C	- 19.2	7.5
	885					- 8.6	- 22.5
	889					58.5	12.0
885	615	1.018	- 7.3	5.5C	24.8C	- 14.1	- 28.2
	879					8.6	3.3
889	551	0.993	- 8.8	116.2C	61.9C	- 57.9	- 40.8
	879					- 58.3	- 21.1
1031	553	0.997	- 7.0	-128.7C	13.2C	- 9.1	- 29.6
	867					137.8	16.8

QUADRO 4.1 - QUADRO-RESUMO

NOME	TENSÃO P. U.	P. GER. P.U.	Q. GER. P.U.	P. CARGA P.U.	Q. CARGA P.U.
BAR507	1.0400	4.000	1.115	.000	.000
BAR1031	.9970	.000	.000	.622	.160
BAR506	1.0300	.900	.094	.000	.000
BAR512	.9800	.700	.248	.000	.000
BAR514	1.0100	3.700	.893	.000	.000
BAR549		.000	.000	.201	.123
BAR551		.000	.000	.000	.000
BAR552	1.0030	.000	.000	.429	- .135
BAR553		.000	.000	.000	.000
BAR611		.000	.000	.000	.000
BAR612		.000	.000	.000	.000
BAR613		.000	.000	.546	.248
BAR615		.000	.000	.026	.012
BAR618		.000	.000	.213	.002
BAR625		.000	.000	.630	.014
BAR867		.000	.000	3.363	.409
BAR879	1.0010	.000	.000	.197	.036
BAR885		.000	.000	.156	.299
BAR889	.9930	.000	.000	3.298	.748

QUADRO 4.2 - ARQUIVO COM DADOS DE BARRAS

DA BARRA	PARA A BARRA	N	RESIST. P. U.	REATANCIA P. U.	SUSCEP. TOTAL P.U.
BAR507	BAR549	1	.00000	.02880	.00000
BAR549	BAR552	1	.00140	.01820	1.02190
BAR1031	BAR553	1	.03789	.19430	.34057
BAR1031	BAR867	1	.00000	.00010	.00000
BAR867	BAR879	1	.01100	.05680	.09790
BAR552	BAR553	1	.00000	.04330	.00000
BAR552				.58900	
BAR553	BAR551	1	.00000	.00010	.00000
BAR551	BAR889	1	.01430	.08210	.26730
BAR551	BAR611	1	.00630	.03610	.11750
BAR879	BAR889	1	.00580	.03210	.10390
BAR879	BAR885	1	.02180	.11350	.19050
BAR611	BAR612	1	.00120	.00710	.02310
BAR611	BAR615	1	.00430	.02490	.08100
BAR612	BAR613	1	.00000	.23600	.00000
BAR612	BAR613	2	.00000	.23600	.00000
BAR512	BAR613	1	.00000	.11720	.00000
BAR885	BAR615	1	.02010	.10290	.17820
BAR615	BAR625	1	.02520	.13440	.23010
BAR615	BAR618	1	.00680	.03910	.12720
BAR625	BAR618	1	.01080	.06230	.20310
BAR615	BAR514	1	.00000	.02830	.00000
BAR618	BAR506	1	.00000	.12590	.00000

QUADRO 4.3 - ARQUIVO COM DADOS DE LINHAS

Os quadros 4.4 e 4.5 a seguir apresentam, respectivamente, resultados de barras e de linhas, para os casos com 1031, 552, 879 e 889 com tensão especificada, além das barras que possuíam geração.

Então o equivalente, que serviria como caso-base para todos estudos posteriores, apresentava:

- a) a barra de referência escolhida foi a de nº 507;
- b) linhas interligadas com barras da área a ser estudada foram representadas como cargas;
- c) além das barras que possuíam geração, as barras 1031, 552, 879 e 889 tiveram suas respectivas tensões fixadas como dados de entrada.

Deve-se ressaltar que o equivalenciamento do sistema sudeste ligado através de Assis, não leva em conta os efeitos das fortes barras geradoras de Jupiá e Ilha Solteira, que se manifestam através de Bauru. Existe ainda, operativa posteriormente à data das simulações, a interconexão Sul-Sudeste através da Subestação Ivaiporã, agregando-se uma malha via Campo Mourão-Salto Osório. Estas simplificações podem originar erros na resposta dos fluxos ativos e reativos calculados nos quadros a seguir, sem entretanto, mascarar totalmente o desacoplamento entre os fluxos ativos e reativos decorrente da mudança de "taps" do "ADZ".

Tais limitações poderiam ser resolvidas de maneira eficiente, equivalenciando as ligações através de um modelo de Ward-estendido que simula de modo muito mais exato as respostas do

fluxo de reativos. Limitações computacionais existentes no "software" disponível impediram a adoção deste tipo de solução, ficando portanto estas simulações com valor meramente qualitativo, destinado a exemplificar o uso do "ADZ" em um cenário plausível de interconexão de áreas.

NOME	TIPO	TENSÃO		GERAÇÃO		CARGA		SHUNT (MVAR)
		MODULO (P.U.)	ANG. (GRAUS)	ATIVA (MW)	REATIVA (MVAR)	ATIVA (P.U.)	REATIVA (MVAR)	
BAR507	REF.	1.0400	.00	532.9	113.3	.0	.0	.0
BAR1031	PV	.9970	- 53.13	.0	184.4	82.2	16.0	.0
BAR506	PV	1.0300	- 12.55	90.0	11.0	.0	.0	.0
BAR512	PV	.9800	- 15.33	70.0	9.3	.0	.0	.0
BAR514	PV	1.0100	- 13.20	370.0	14.9	.0	.0	.0
BAR549	PQ	1.0194	- 8.32	.0	.0	20.1	12.3	.0
BAR551	PQ	.9903	- 25.24	.0	.0	.0	.0	.0
BAR552	PV	1.0030	- 13.50	.0	155.2	42.9	- 13.5	-170.7
BAR553	PQ	.9902	- 25.23	.0	.0	.0	.0	.0
BAR611	PQ	1.0002	- 21.42	.0	.0	.0	.0	.0
BAR612	PQ	.9988	- 21.34	.0	.0	.0	.0	.0
BAR613	PQ	.9725	- 20.27	.0	.0	54.6	24.8	.0
BAR615	PQ	1.0112	- 19.08	.0	.0	2.6	1.2	.0
BAR618	PQ	1.0225	- 18.73	.0	.0	21.3	.2	.0
BAR625	PQ	1.0228	- 20.40	.0	.0	63.0	1.4	.0
BAR867	PQ	.9969	- 53.14	.0	.0	336.3	40.9	.0
BAR879	PV	1.0010	- 46.28	.0	77.6	- 19.7	3.6	.0
BAR885	PQ	.9728	- 33.68	.0	.0	15.6	29.9	.0
BAR889	PV	.9930	- 45.17	.0	164.5	329.8	74.8	.0

QUADRO 4.4 - RESULTADOS DE BARRAS, SEM "PHASOR CONTROLLER"

DA BARRA	PARA A BARRA	N	POT.	ENVIADA	POT.	RECEBIDA
			ATIVA (MW)	REATIVA (MVAR)	ATIVA (MW)	REATIVA (MVAR)
BAR507	BAR549	1	532.7	113.3	532.7	34.3
BAR549	BAR552	1	512.6	22.0	509.0	79.5
BAR553	BAR1031	1	235.9	- 8.3	214.5	- 84.8
BAR553	BAR551	1	230.2	- 13.4	230.2	- 13.4
BAR552	BAR553	1	466.1	- 74.2	466.1	- 21.7
BAR611	BAR551	1	171.2	- 3.4	169.4	- 2.3
BAR612	BAR611	1	15.4	- 23.0	15.4	- 20.7
BAR512	BAR613	1	70.0	8.8	70.0	2.7
BAR613	BAR612	1	7.7	- 11.0	7.7	- 11.5
BAR613	BAR612	2	7.7	- 11.0	7.7	- 11.5
BAR514	BAR615	1	370.0	11.5	370.0	- 26.5
BAR615	BAR611	1	156.9	15.2	155.8	17.3
BAR506	BAR618	1	90.0	10.3	90.0	.6
BAR618	BAR615	1	21.0	19.1	20.9	31.8
BAR615	BAR625	1	15.6	- 23.2	15.5	.2
BAR618	BAR625	1	47.7	- 18.7	47.5	1.2
BAR1031	BAR867	1	132.3	81.3	132.3	81.3
BAR879	BAR867	1	208.9	- 25.2	204.0	- 40.4
BAR615	BAR885	1	215.8	12.1	206.6	17.6
BAR885	BAR879	1	191.0	- 47.5	182.2	- 74.5
BAR551	BAR889	1	399.6	- 15.7	376.3	-122.7
BAR889	BAR879	1	46.6	- 37.8	46.4	- 28.6

QUADRO 4.5 - RESULTADOS DE LINHAS, SEM "PHASOR CONTROLLER"

O quadro a seguir mostra os dados de linhas com o "ADZ" localizado na linha 615-885.

DA BARRA	PARA A BARRA	N	REIST. P. U.	REATANCIA P. U.	SUSCEP. TOTAL P.U.	
BAR507	BAR549	1	.00000	.02880	.00000	
BAR549	BAR552	1	.00140	.01820	1.02190	
BAR1031	BAR553	1	.03789	.19430	.34057	
BAR1031	BAR867	1	.00000	.00010	.00000	
BAR867	BAR879	1	.01100	.05680	.09790	
BAR552	BAR553	1	.00000	.04330	.00000	
BAR552				.58900		
BAR553	BAR551	1	.00000	.00010	.00000	
BAR551	BAR889	1	.01430	.0821	.26730	
BAR551	BAR611	1	.00630	.03610	.11750	
BAR879	BAR889	1	.00580	.03210	.10390	
BAR879	BAR885	1	.02180	.11350	.19050	
BAR611	BAR612	1	.00120	.00710	.02310	
BAR611	BAR615	1	.00430	.02490	.08100	
BAR612	BAR613	1	.00000	.23600	.00000	
BAR612	BAR613	2	.00000	.23600	.00000	
BAR512	BAR613	1	.00000	.11720	.00000	
BAR615	BARFIC	1	.00000	.02145	.00000	.9996
DADO ADICIONAL PARA TAP DE QUADRA						- .0261
BARFIC	BAR885	1	.02010	.10290	.17820	
BAR615	BAR625	1	.02520	.13440	.23010	
BAR615	BAR618	1	.00680	.03910	.12720	
BAR625	BAR618	1	.01080	.06230	.20310	
BAR615	BAR514	1	.00000	.02830	.00000	
BAR618	BAR506	1	.00000	.12590	.00000	

QUADRO 4.6 - DADOS DE LINHAS, "PHASOR CONTROLLER"
NA LINHA 615-885

1.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Após definida a área em estudo e escolhida a localização do "PHASOR CONTROLLER" na linha 615-885, procedeu-se a diversas simulações [10], cujos resumos são apresentados nos sub-ítem a seguir.

4.4.1 - Variações no Ângulo de Defasagem

Foram feitas diversas simulações com o controlador de fasor, operando como um defasador, instalado na linha 615-885, ou seja com relação de tensão 1:1 e variações na defasagem angular. O resumo de alguns casos selecionados, para fluxo de potência ativa, é apresentado no quadro 4.7 .

LINHA ↓	ÂNGULO DE FASE / POTÊNCIA ATIVA [MW]				
	+ 5.0	0.0°	- 1.5°	- 5.0°	- 10.0°
553-1031	233.2	239.5	241.4	246.1	252.8
551-889	393.3	407.8	412.2	422.9	438.4
615-885	225.6	203.7	197.1	181.7	159.8

QUADRO 4.7 - FLUXO DE POTENCIA ATIVA [MW] PARA
DIVERSOS ÂNGULOS DE DEFASAGEM

4.4.2 - Variações no Módulo de Tensão

Para a observação da variação do módulo de tensão, o controlador de fasor, agora operando como regulador de tensão, continuou localizado na linha 615-885, com relação $1 : \bar{U} \angle 0,0^\circ$, sendo que $\bar{U}$ variou entre 0,9 e 1,1 pu. O resumo dos casos selecionados - no que tange a potência ativa -, apresenta-se no quadro 4.8 .

LINHA ↓	TENSÃO / POTÊNCIA ATIVA [MW]				
	1:0.90	1:0.95	1:1.00	1:1.05	1:1.10
553-1031	245.7	242.5	239.5	236.6	233.9
551-889	421.7	414.6	407.8	401.4	395.3
615-885	186.9	195.4	203.7	212.0	220.2

QUADRO 4.8 - FLUXO DE POTÊNCIA ATIVA [MW]
PARA DIVERSOS VALORES DE TENSÃO

4.4.3 - Variações Simultâneas de Ângulo e de Módulo

Na verdade uma análise conjunta dos quadros dos sub-ítem 4.4.1 e 4.4.2 , já permitiria uma verificação como a que propõe o título deste sub-ítem. Contudo, alguns casos mais foram simulados, e o resumo - para potência ativa - para as linhas-fronteira, apresenta-se no quadro 4.9, percebendo-se a atuação do "ADZ" como controlador de fasor.

LINHA ↓	TENSÃO / POTÊNCIA ATIVA [MW]				
	1:0.90	1:0.95	1:1.00	1:1.05	1:1.10
553-1031	251.8	248.9	246.1	243.4	241.0
551-889	435.7	429.1	422.9	416.9	411.4
615-885	166.4	174.1	181.7	189.3	196.7

QUADRO 4.9 - VARIAÇÃO COMBINADA

(ÂNGULO: - 5.0°)

Os quadros 4.7, 4.8 e 4.9, permitem a construção do quadro 4.10 a seguir, que mostra que para diferentes combinações de módulos e de ângulos, os fluxos de potência ativa são praticamente os mesmos.

LINHA ↓	FASOR TENSÃO / POTÊNCIA ATIVA [MW]		
	1:1.00 -1.5°	1:0.95 0.0°	1:1.10 -5.0°
553-1031	241.4	242.5	241.0
551-889	412.2	414.6	411.4
615-885	197.1	195.4	196.7

QUADRO 4.10 - FLUXO DE POTÊNCIAS ATIVAS PARA DISTINTOS VALORES DE ÂNGULOS E DE MÓDULOS DE TENSÃO

Por outro lado, para as mesmas linhas em análise e nas mesmas situações, o fluxo de potência reativas é:

LINHA ↓	FASOR TENSÃO / POTÊNCIA REATIVA [MVAR]		
	1:1.00 -1.5°	1:0.95 0.0°	1:1.10 -5.0°
553-1031	- 7.4	- 6.9	- 8.2
551-889	- 15.5	- 14.5	- 17.5
615-885	8.4	- 0.7	- 5.3

QUADRO 4.11 - FLUXO DE POTÊNCIAS REATIVAS PARA AS MESMAS SITUAÇÕES DO QUADRO 4.10

Finalmente, o perfil de tensões é:

BARRA	TENSÃO EM P. U.		
	1:1.00 - 1,5°	1:0.95 0.0°	1:1.10 - 5.0°
553	0.9897	0.9902	0.9879
1031	0.9970	0.9970	0.9970
551	0.9897	0.9902	0.9879
889	0.9930	0.9930	0.9930
615	1.0114	1.0142	1.0051
885	0.9748	0.9484	1.0262

QUADRO 4.12 - PERFIL DE TENSÕES PARA AS MESMAS SITUAÇÕES
DO QUADRO 4.10

4.5 - RESULTADOS DE LABORATÓRIO

Após os resultados de simulações obtidos em 4.4, passa-se agora a verificar os resultados obtidos em laboratório com a inclusão do "ADZ" em um sistema com duas linhas em paralelo, como o mostrado na figura 4.4.

Foram feitas diversas medições, com o "ADZ" fornecendo $\bar{U}_S$ com diferentes valores. Vale ressaltar, que os casos selecionados aqui apresentados, para facilidade da análise da introdução do "ADZ", sofreram tratamento nos valores das medições efetuadas, de forma a apresentar a contribuição de cada linha em por cento das potências recebidas pela carga.

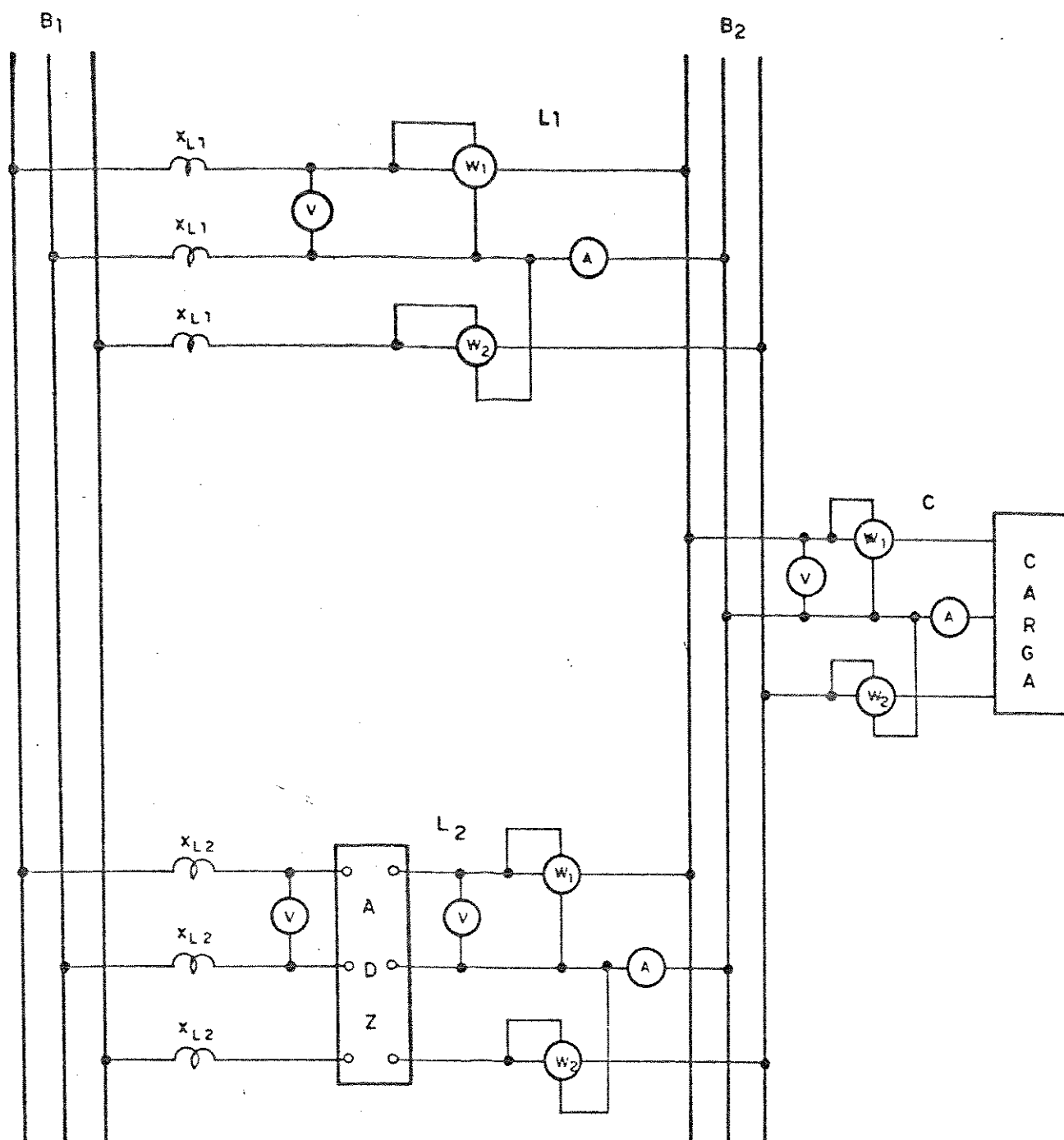


FIGURA 4.4 - Configuração do sistema para verificação da atuação do "ADZ"

Na figura 4.4, tem-se:

B_1 - Barramento de entrada.

B_2 - Barramento de carga.

L_1 - Linha 1.

L_2 - Linha 2.

C - Carga.

"ADZ" - "Phasor Controller"

W - Medidor de potência ativa.

A - Amperímetro.

V - Voltímetro.

X_{L1} - Reatância da linha 1.

X_{L2} - Reatância da linha 2.

4.5.1 - Medições Efetuadas

Os quadros a seguir mostram os resultados obtidos, a partir das medições efetuadas em laboratório.

	Potência Ativa, [%]	Potência Reativa [%]
Linha 1	48,96	55,14
Linha 2	51,04	44,86
Carga	100,00	100,00

QUADRO 4.13 - LINHA 2 SEM "ADZ"

	Potência Ativa [%]	Potência Reativa [%]
Linha 1	51,85	44,99
Linha 2	48,15	55,01
Carga	100,00	100,00

QUADRO 4.14 - LINHA 2 COM "ADZ" NA POSIÇÃO 3

$$\left(\vec{U}_S = 1,1 \angle 0^\circ \right)$$

	Potência Ativa [%]	Potência Reativa [%]
Linha 1	48,37	66,46
Linha 2	51,63	33,54
Carga	100,00	100,00

QUADRO 4.15 - LINHA 2 COM "ADZ" NA POSIÇÃO 7

$$\left[\dot{U}_S = 0,9 \mid 0^\circ \right]$$

	Potência Ativa [%]	Potência Reativa [%]
Linha 1	55,02	45,24
Linha 2	44,98	54,76
Carga	100,00	100,00

QUADRO 4.16 - LINHA 2 COM "ADZ" NUMA POSIÇÃO PARTICULAR P'

$$\left[\dot{U}_S = 1,004 \mid -4,95^\circ \right]$$

	Potência Ativa [%]	Potência Reativa [%]
Linha 1	46,43	55,06
Linha 2	53,57	44,94
Carga	100,00	100,00

QUADRO 4.17 - LINHA 2 COM "ADZ" NA POSIÇÃO 2

$$\left[\dot{U}_S = 1,054 \mid 4,72^\circ \right]$$

4.5.2 - Análise dos Resultados

Comparando-se os resultados dos quadros 4.13, 4.14 e 4.15, verifica-se que em termos de potência ativa houve ligeira variação nos fluxos de potência, enquanto que em termos de potência reativa essa variação foi substancial.

Já do quadro 4.16, pode-se verificar que alterações no ângulo de fase, promoveram substancial mudança no fluxo de potência ativa e a variação combinada do módulo de tensão e do ângulo de fase, mostrada no quadro 4.17, permitiram praticamente manter os fluxos de potência ativa e reativa. Vale ressaltar então que esses resultados estão em perfeita consonância com o item 4.4 e, por sua vez, com as equações (4.4) e (4.5).

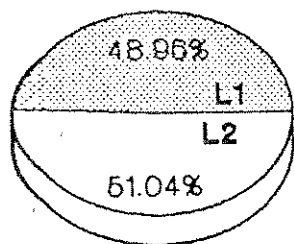
4.5.3 - Apresentação Gráfica dos Resultados

As figuras 4.5 a 4.8 mostram graficamente a distribuição de potências para os casos do sub-item 4.5.1 .

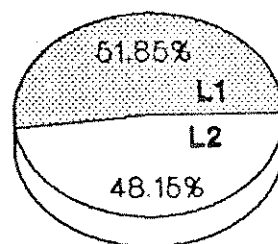
Fluxo de Potencia

Sem o ADZ

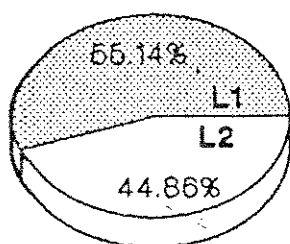
Com o ADZ na
Linha 2



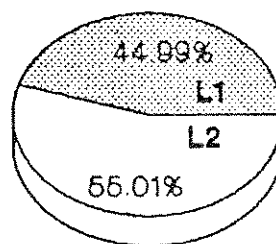
Ativa



Ativa



Reativa

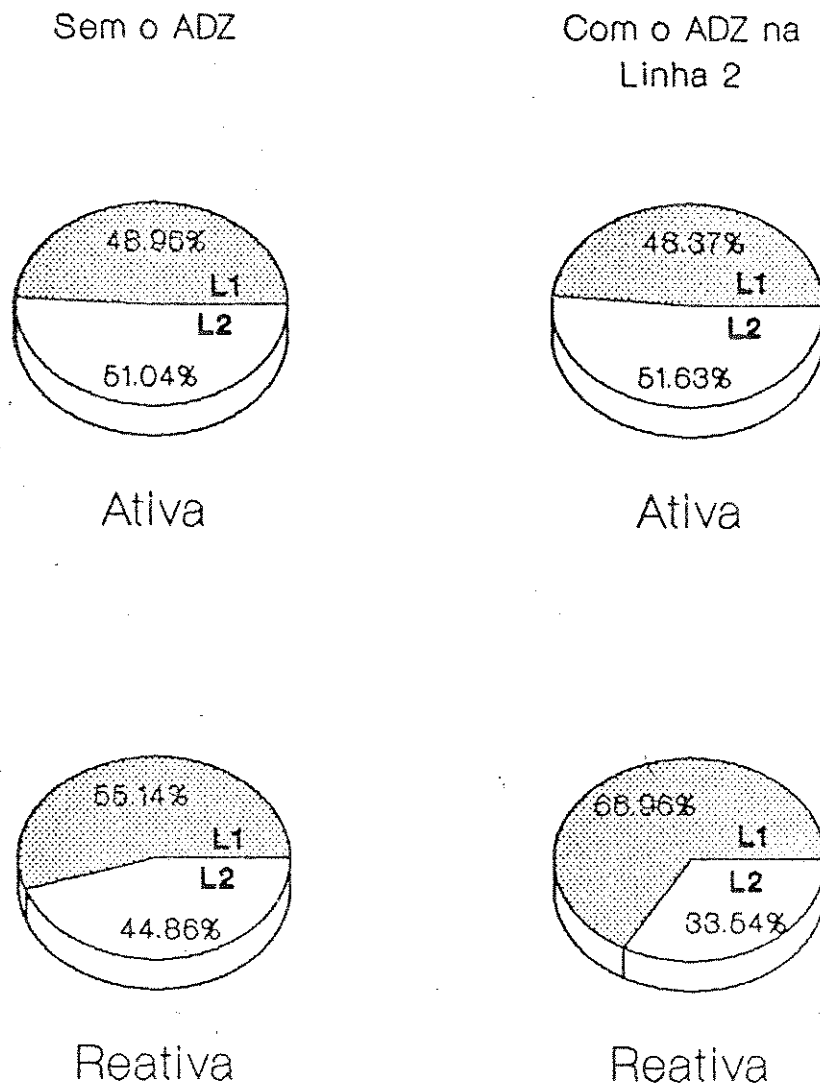


Reativa

Tensao de saida do ADZ na Posicao 3: 1.1 pu / 0 grau

FIGURA 4.5 - Comparação gráfica do fluxo de potência na linha 2 sem "ADZ" e com "ADZ" na posição 3.

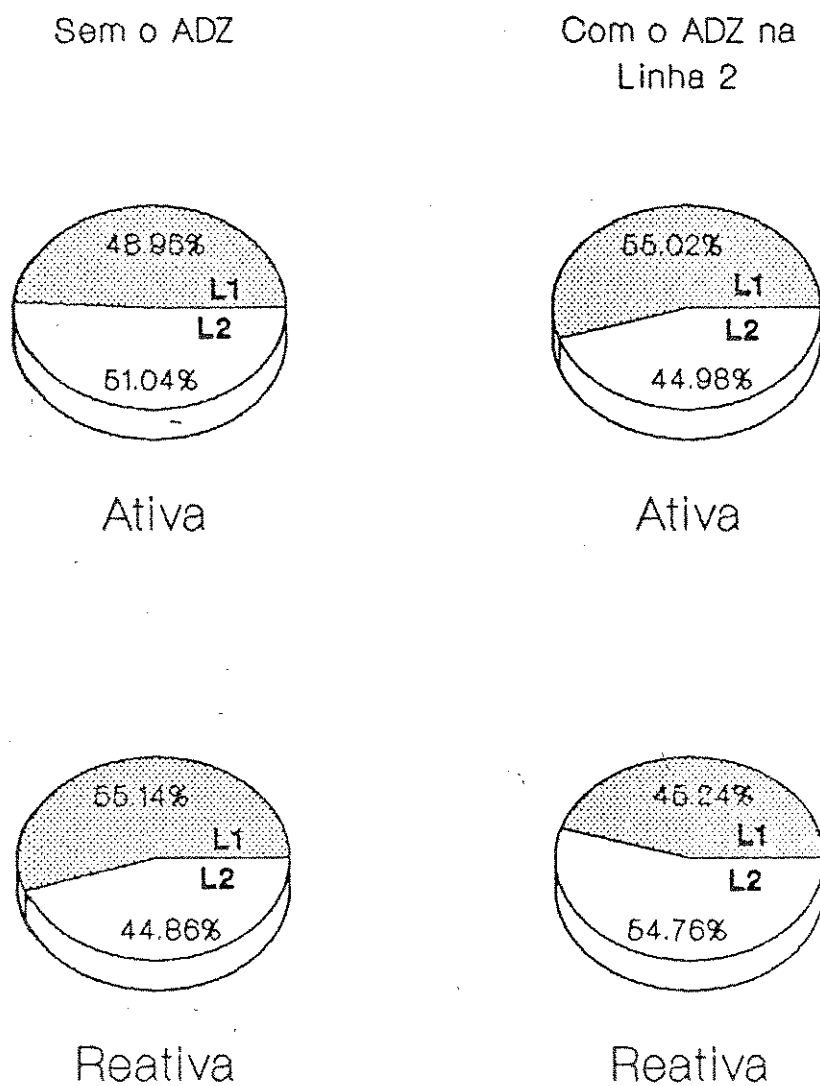
Fluxo de Potencia



Tensão de saída do ADZ na Posição 7: 0.9 pu / 0 graus

FIGURA 4.6 - Comparação gráfica do fluxo de potência na linha 2 sem "ADZ" e com "ADZ" na posição 7.

Fluxo de Potencia

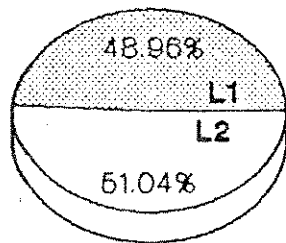


Tensão de saída do ADZ na Posicao P': 1.004 pu / -4.95 graus

FIGURA 4.7 - Comparação gráfica do fluxo de potência na linha 2 sem "ADZ" e com "ADZ" na posição P'.

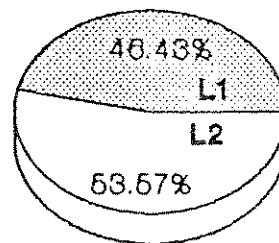
Fluxo de Potencia

Sem o ADZ

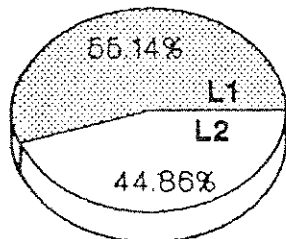


Ativa

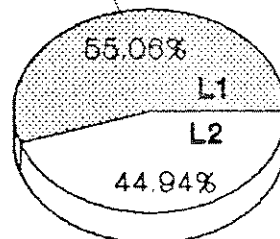
Com o ADZ na
Linha 2



Ativa



Reativa



Reativa

Tensão de saída do ADZ na Posicao 2: 1.054 pu / 4.72 graus

FIGURA 4.8 - Comparação gráfica do fluxo de potência na linha 2
sem "ADZ" e com "ADZ" na posição 2.

4.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

As comparações feitas no item 4.4, mostram que é possível obter-se diversas situações que proporcionem o mesmo fluxo de potência ativa. Logo, é permitido concluir que, para situações não satisfatórias de fluxo de potência reativa e de níveis de tensão, seria possível uma determinada variação combinada do ângulo de fase e do módulo da tensão, que pudesse fornecer melhorias nestes outros sem prejuízo daquele, como se verifica pelos quadros 4.10 a 4.12. Ora, um equipamento que possa variar simultaneamente essas grandezas, adequa-se perfeitamente a essas situações. Neste sentido é que foi concebido o "ADZ".

A conclusão final é de que, a inclusão do "ADZ" proporcionou uma melhor distribuição de potências entre as linhas-fronteira, sem praticamente afetar as linhas vizinhas. Além disso, permite, como já afirmado, controlar-se potências ativa e reativa simultaneamente com um único equipamento, como também verificado no item 4.5.

CAPÍTULO V

APLICAÇÃO A SISTEMAS MULTICONVERSORES ESTÁTICOS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Na medida em que permite variações tanto em fase quanto em módulo da tensão de saída, o "ADZ" pode ser aplicado a sistemas eletrônicos multiconversores, promovendo a necessária defasagem nos sinais de alimentação dos multiconversores, e, se necessário, o ajuste no nível da tensão de alimentação, ou seja, das suas três funções possíveis mostrados no Capítulo III, o "ADZ" entra no sistema multiconversor como um defasador e se houver necessidade de compensação de tensão, pode operar também como regulador.

Com o intuito de mostrar a aplicabilidade do "ADZ" a sistemas multiconversores, começou-se o estudo pela análise de um conversor de doze pulsos, evoluindo para um de vinte e quatro pulsos, ora sem "ADZ", ora com "ADZ".

5.2 - FORMAS DE ONDAS DE CORRENTES E DE TENSÕES EM CONVERSORES ALIMENTADOS POR TRANSFORMADORES CONVENCIONAIS

Neste ítem serão mostrados as formas de ondas de correntes e de tensões de conversores alimentados por transformadores convencionais, começando-se por um conversor de doze pulsos e em seguida passando-se a multiconversor de vinte e quatro pulsos.

5.2.1 - O Conversor de 12 Pulsos

A figura 5.1 ilustra um sistema conversor de 12 pulsos, alimentado por um transformador de três circuitos do tipo estrela/estrela/delta.

O sistema conversor de 12 pulsos é basicamente formado pela associação de duas pontes conversoras de 6 pulsos alimentadas com transformadores cujas tensões de saída estão defasadas de 30° entre si.

Na figura 5.1 os tiristores estão numerados na sequência em que os mesmos entram em condução.

Adotado, por conveniência, uma relação de espiras 1:1 para o "transformador" Y/Y e por consequência $1:\sqrt{3}$ para o "transformador" Y/ Δ , tem-se, por balanço de forças magnetomotrizas:

$$i_A = i_{a1} + \left[i_{b2a2} \right] \sqrt{3} \quad (5.1)$$

$$i_B = i_{b1} + \left[i_{c2b2} \right] \sqrt{3} \quad (5.2)$$

$$i_C = i_{c1} + \left[i_{a2c2} \right] \sqrt{3} \quad (5.3)$$

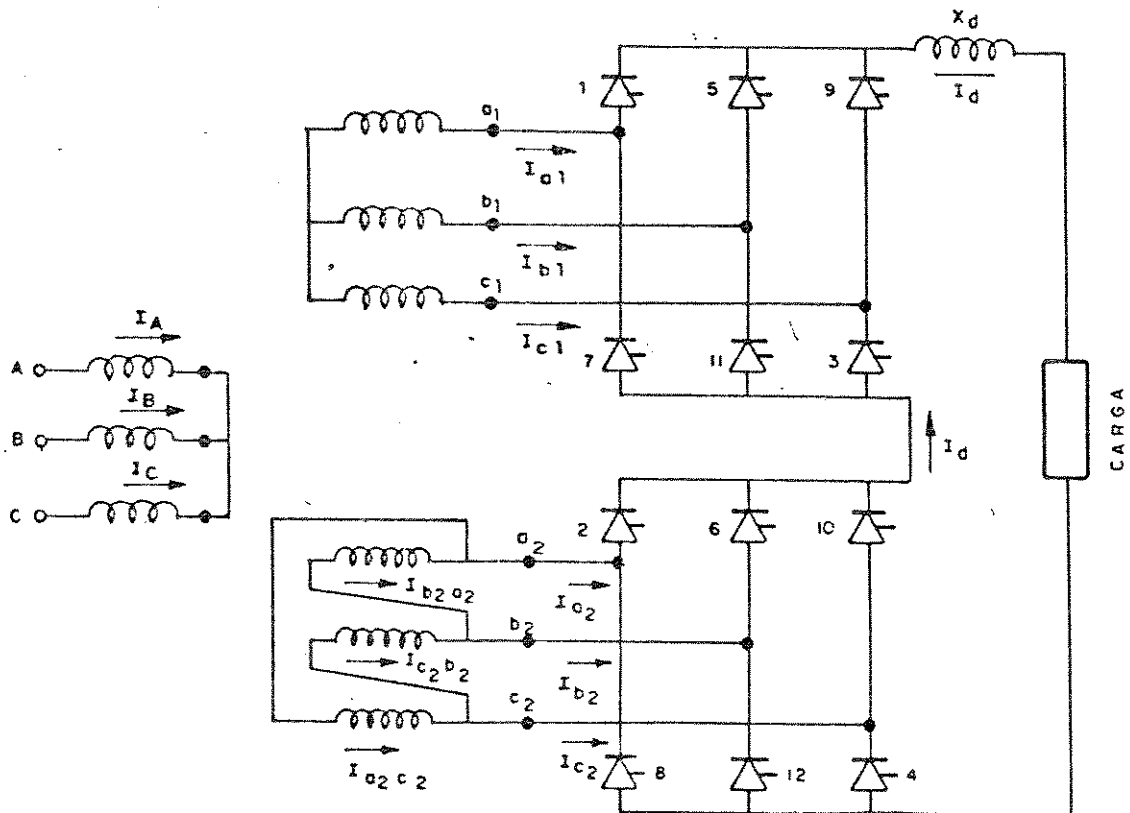


FIGURA 5.1 - Conversor de 12 pulsos

Tomando-se, por exemplo, a equação (5.1), tem-se o comportamento da corrente primária i_A em função das correntes secundária e terciária i_{a1} e i_{b2a2} , que por sua vez dependem de I_d .

As figuras 5.2 e 5.3 ilustram as formas de onda de correntes i_{a1} , i_{b2a2} , i_A , i_B , i_C e também as de tensões de saída das duas pontes conversoras e a tensão de saída do conversor de 12 pulsos, obtidos por simulação [33], para ângulo de disparo $\alpha = 30^\circ$ e ângulo de comutação $\mu = 15^\circ$.

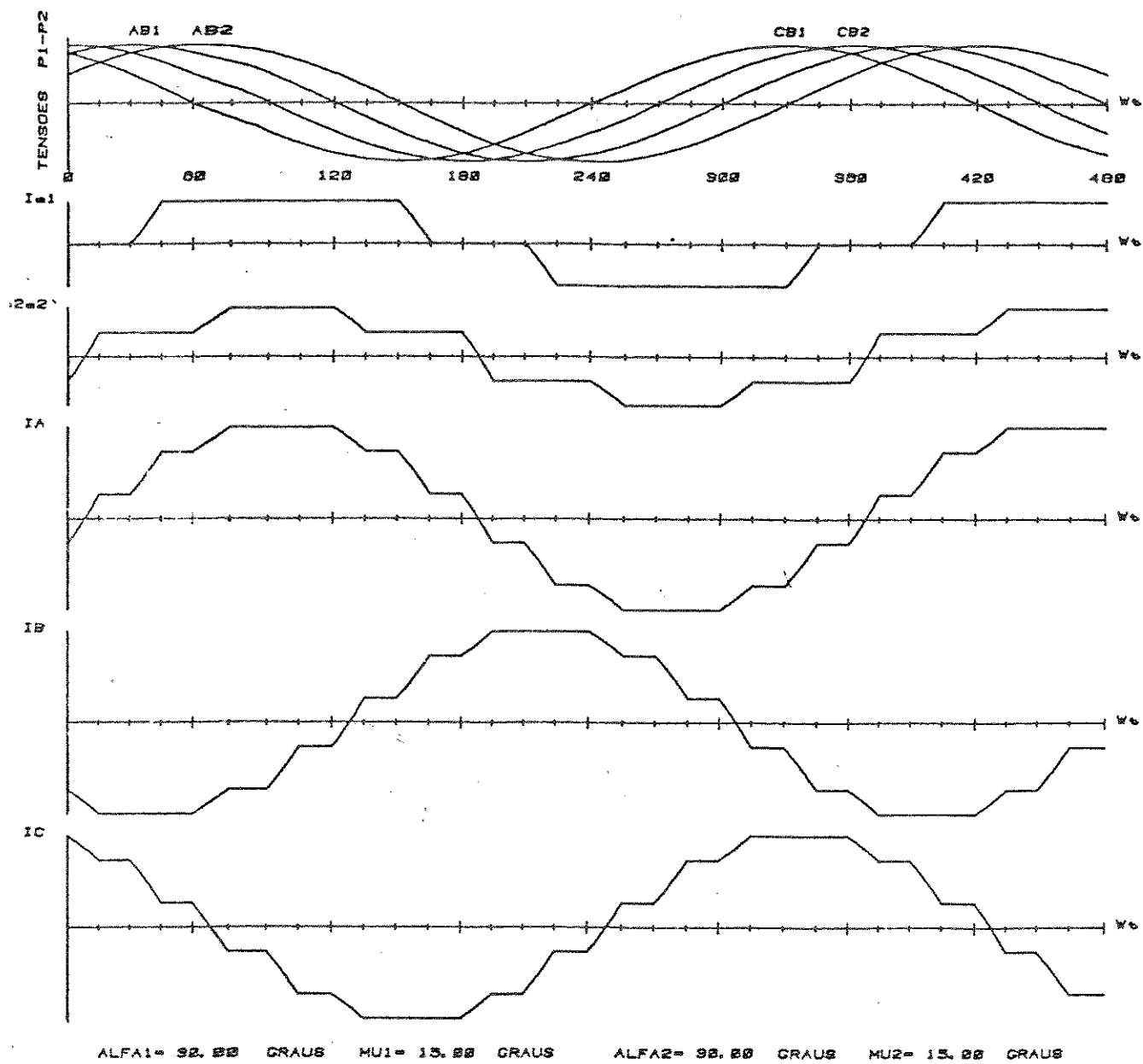


FIGURA 5.2 - Formas de onda de correntes em conversor de
 12 pulsos com $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$

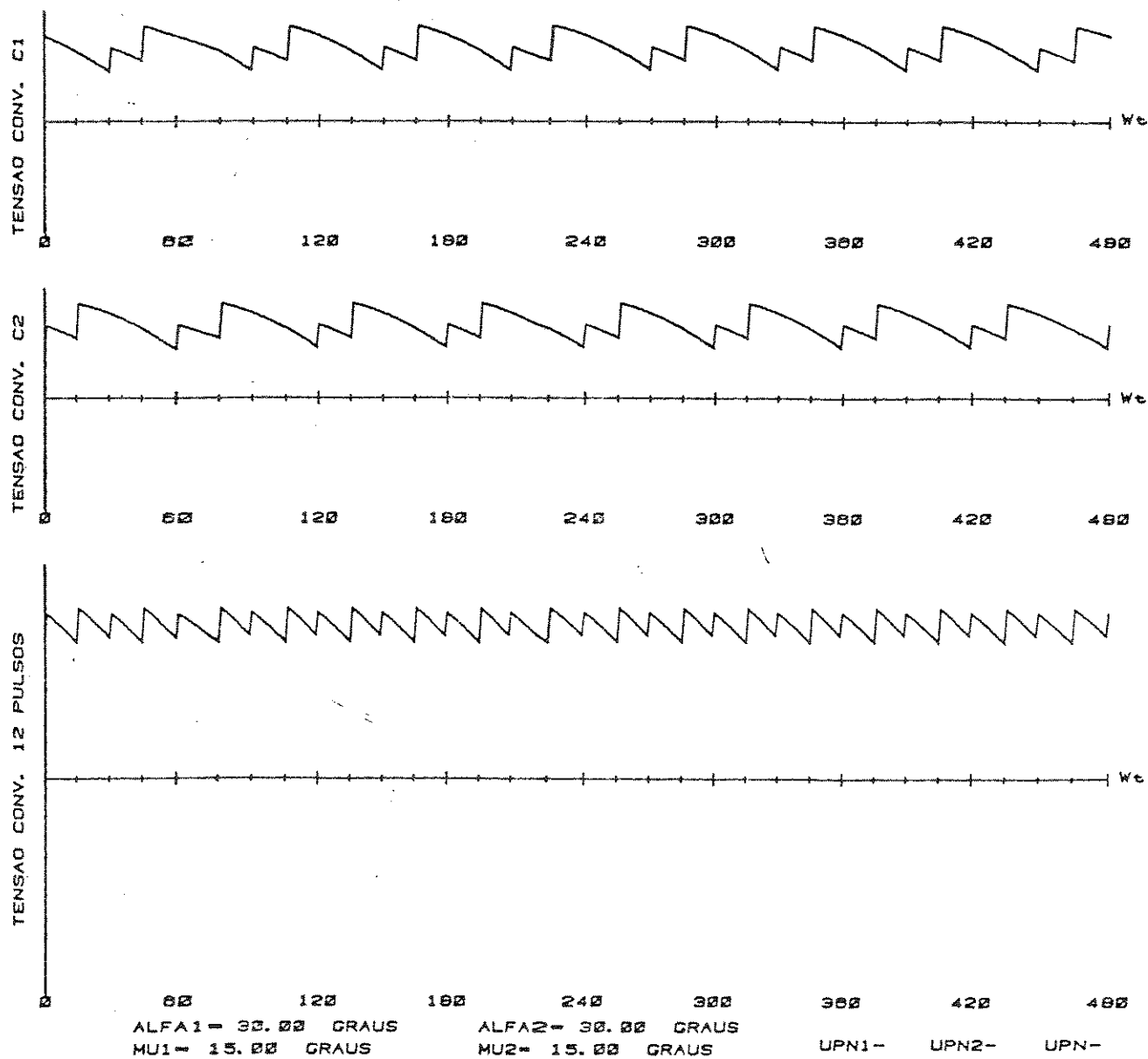


FIGURA 5.3 - Formas de onda de tensões em conversor
de 12 pulsos com $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$

A configuração usada para a obtenção de um conversor de 12 pulsos foi aquela mostrada na figura 5.1, onde o transformador de alimentação é Y/Y/Δ. Existem transformadores especiais como o caso do estrela/delta estendido, que promovendo defasagens de $\pm 15^\circ$ podem alimentar conversores de doze pulsos [15]. Neste caso específico, embora também possa promover defasagens de $\pm 15^\circ$, devido a não isolação elétrica, o "ADZ" não seria aplicado. Entretanto para multiconversores, ou seja número de pulsos superior a doze, o "ADZ" pode ser aplicado como mostra o item 5.3. Antes, porém, será feita a apresentação de um multiconversor de 24 pulsos, com alimentação usual, para posterior comparação, quando da colocação do "ADZ".

5.2.2 - O Conversor de 24 Pulsos

Tem-se neste caso, como uma das configuração possíveis, o uso de quatro conversores de 6 pulsos associados em série, alimentados por intermédio de transformadores, cujas tensões de saída devem estar defasadas de $\pm 15^\circ$ entre si. A figura 5.4 ilustra.

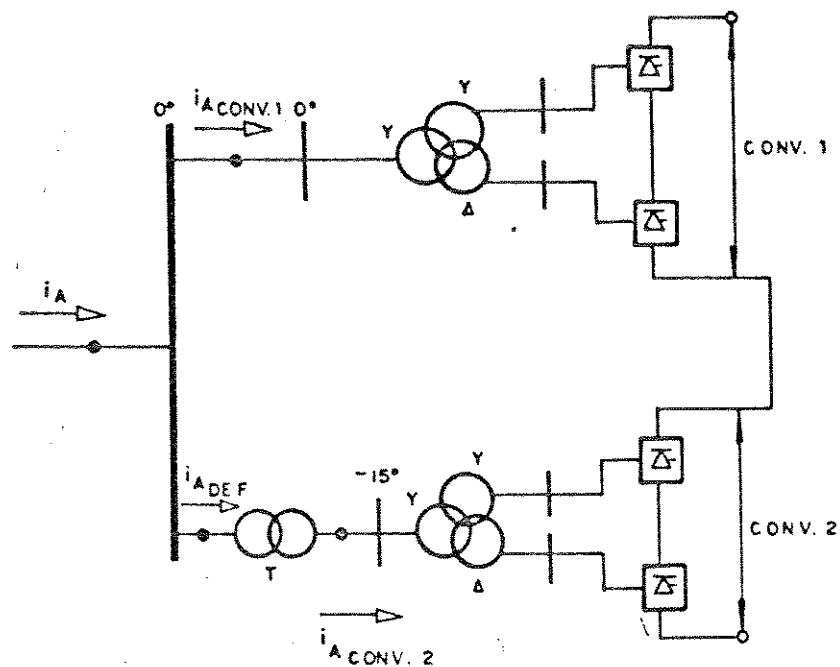


FIGURA 5.4 - Sistema conversor de 24 pulsos

O transformador T da figura 5.4 é um defasador, de relação de transformação 1:1, e é responsável pela necessária defasagem de $\pm 15^\circ$. Utilizar-se-á neste caso um transformador delta zigue/zague [26].

A figura 5.5 ilustra o transformador delta zigue/zague.

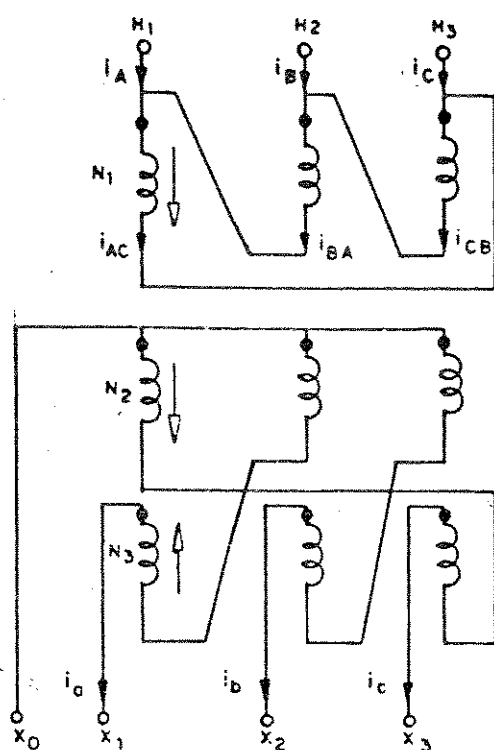


FIGURA 5.5 - Transformador delta/Zigue-Zague

Na figura 5.5, para que a tensão de entrada seja igual a de saída, ou seja relação de transformação 1:1, deve-se ter $N_2 = N_3 = \frac{1}{3} N_1$ e neste caso a defasagem angular será de 0° , conforme mostrado pela figura 5.6.

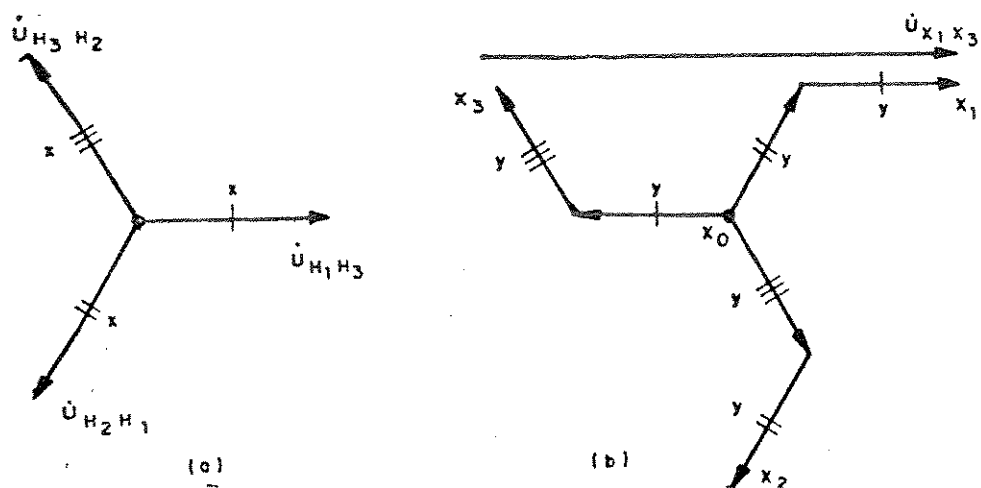


FIGURA 5.6 - Diagrama de Fasores

(a) da conexão delta

(b) da conexão zigue-zague

Na figura 5.6, tem-se:

$$U_{X_1 X_0} = U_{X_3 X_0} = \sqrt{3} y$$

logo:

$$U_{X_1 X_3} = \sqrt{3} \sqrt{3} y = 3y$$

Sendo $y = \frac{1}{3} x$, tem-se:

$$U_{H_1 H_3} = U_{X_1 X_3}$$

Ainda da figura 5.6, tem-se que o ângulo de defasagem entre $\dot{U}_{H_1 H_3}$ e $\dot{U}_{X_1 X_3}$ é nulo, portanto:

$$\dot{U}_S = \dot{U}_E$$

onde:

$\dot{U}_S$ - fasor tensão de saída.

$\dot{U}_E$ - fasor tensão de entrada.

Para que se possa ter defasagem de por exemplo -15° , deve-se alterar de forma adequada os valores de N_2 e N_3 . A figura 5.7, que mostra uma das fases da conexão zigue-zague, ilustra:

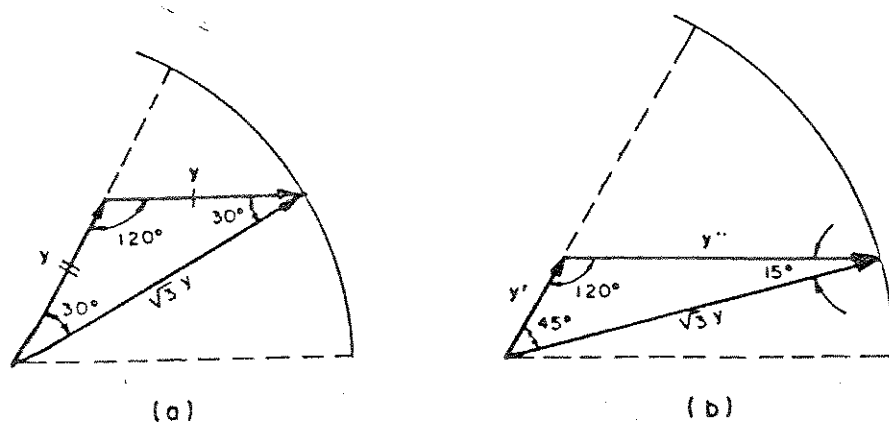


FIGURA 5.7 - Determinação gráfica de N_2' e N_3'

(a) $Dz = 0^\circ$

(b) $Dz = -15^\circ$

Na figura 5.7.b, tem-se:

$$\frac{y'}{\sin 15^\circ} = \frac{\sqrt{3} y}{\sin 120^\circ}$$

logo:

$$y' = 0,5177 y \quad (5.4)$$

e:

$$\frac{y''}{\sin 45^\circ} = \frac{\sqrt{3} y}{\sin 120^\circ}$$

logo:

$$y'' = 1,4143 y \quad (5.5)$$

$$\text{Portanto, para } N'_2 = \frac{0,5177}{3} N_1 \text{ e } N'_3 = \frac{1,4143}{3} N_1 ,$$

tem-se:

$$\dot{U}_{X_1 X_3} = \dot{U}_{H_1 H_3} \quad \underline{-15^\circ}$$

Para o transformador defasador de -15° , o balanço de forças magnetomotrizes, na primeira e segunda colunas do núcleo resulta em:

$$i_{AC} - 0,4714 i_a + 0,1726 i_c = 0 \quad (5.6)$$

e

$$i_{BA} - 0,4714 i_b + 0,1726 i_a = 0 \quad (5.7)$$

Invertendo-se o sinal da equação (5.7), vem:

$$- i_{BA} - 0,1726 i_a + 0,4714 i_b = 0 \quad (5.8)$$

Somando-se (5.6) e (5.8), vem:

$$i_{AC} - i_{BA} - 0,6440 i_a + 0,4714 i_b + 0,1726 i_c = 0 \quad (5.9)$$

Nas figuras 5.4 e 5.5, tem-se

$$i_{AC} - i_{BA} = i_{A_{DEF}} \quad (5.10)$$

Logo, substituindo-se (5.10) em (5.9), vem:

$$i_{A_{DEF}} = 0,644 i_a - 0,4714 i_b - 0,17226 i_c \quad (5.11)$$

Ainda, da figura 5.4, tem-se:

$$i_A = i_{A_{DEF}} + i_{A_{CONV. 1}} \quad (5.12)$$

De posse dessas equações e levando-se ao programa apresentado em [12], obtém-se as simulações cujos resultados são mostrados nas figuras 5.8 e 5.9 para $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$. Estes resultados foram inicialmente apresentados em [26].

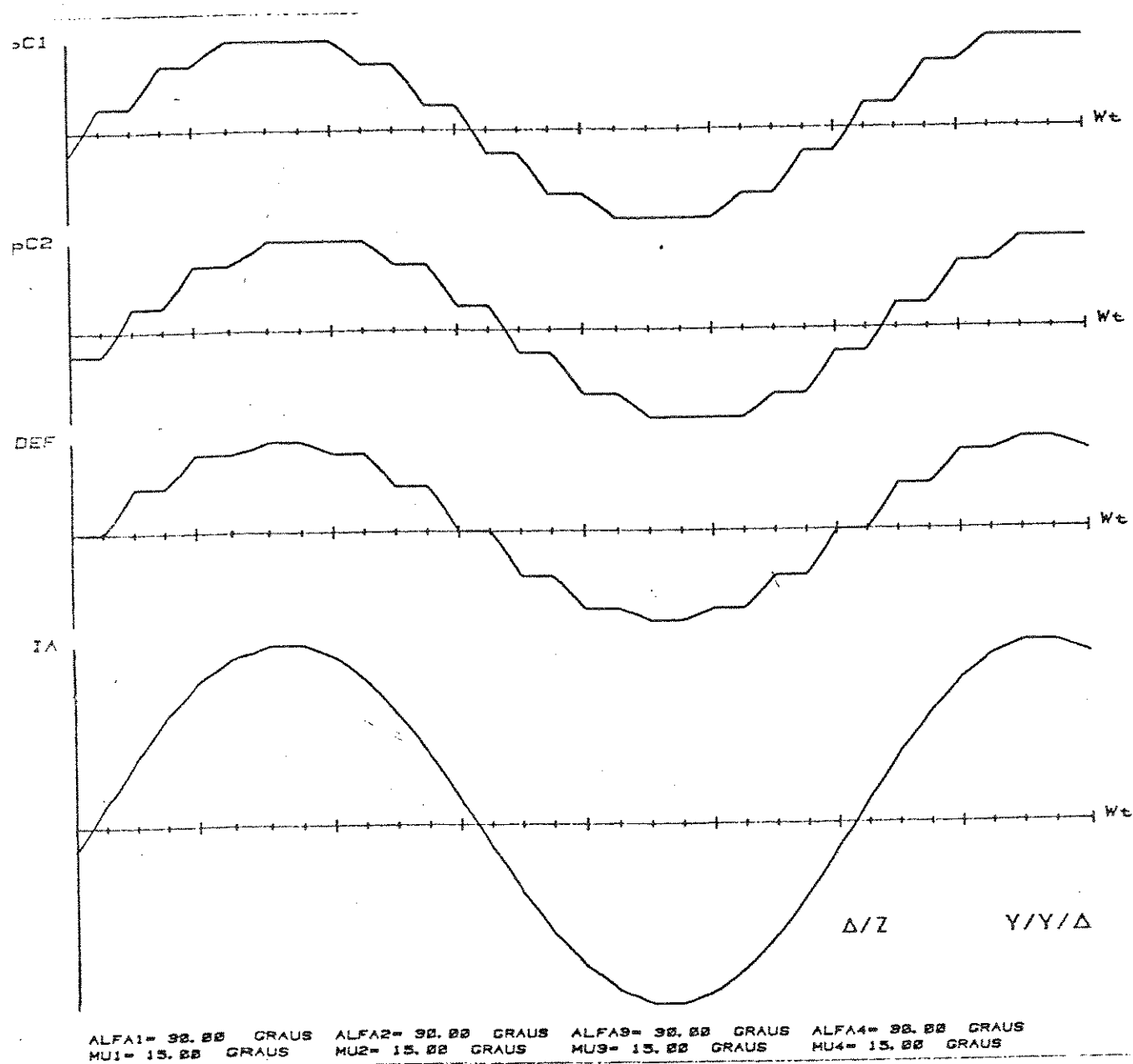


FIGURA 5.8 - Formas de ondas de correntes em multiconversor de 24 pulsos com $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$

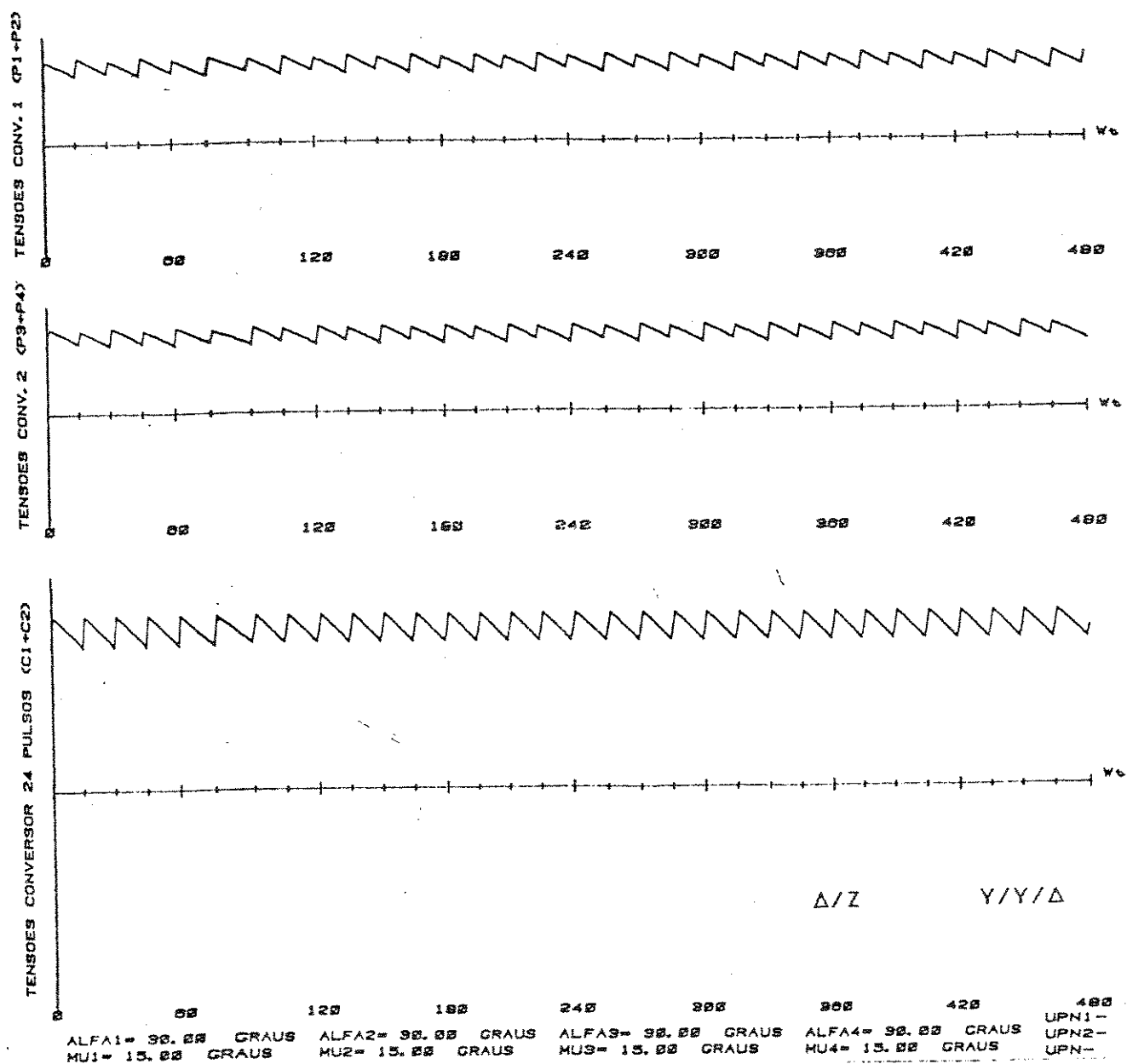


FIGURA 5.9 - Formas de ondas de tensões em multiconversor de 24 pulsos com $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$

5.3 - FORMAS DE ONDAS DE CORRENTES E DE TENSÕES EM CONVERSORES ALIMENTADOS, TAMBÉM, PELO "ADZ"

A idéia central neste ítem é a de substituir o transformador T da figura 5.4 por um "ADZ", tal que se possa observar as formas de ondas de tensões e de correntes com a troca de defasador. No caso do conversor de 24 pulsos da citada figura, o "ADZ" deve ter relação de tensões de 1:1 e defasagem de -15° . Isto significa que deve-se andar no sentido da região 1,4,5,6,1, mostrada na figura 3.8 do capítulo III, e que o "ADZ" terá função somente de defasador. As figuras 5.10 e 5.11 esclarecem.

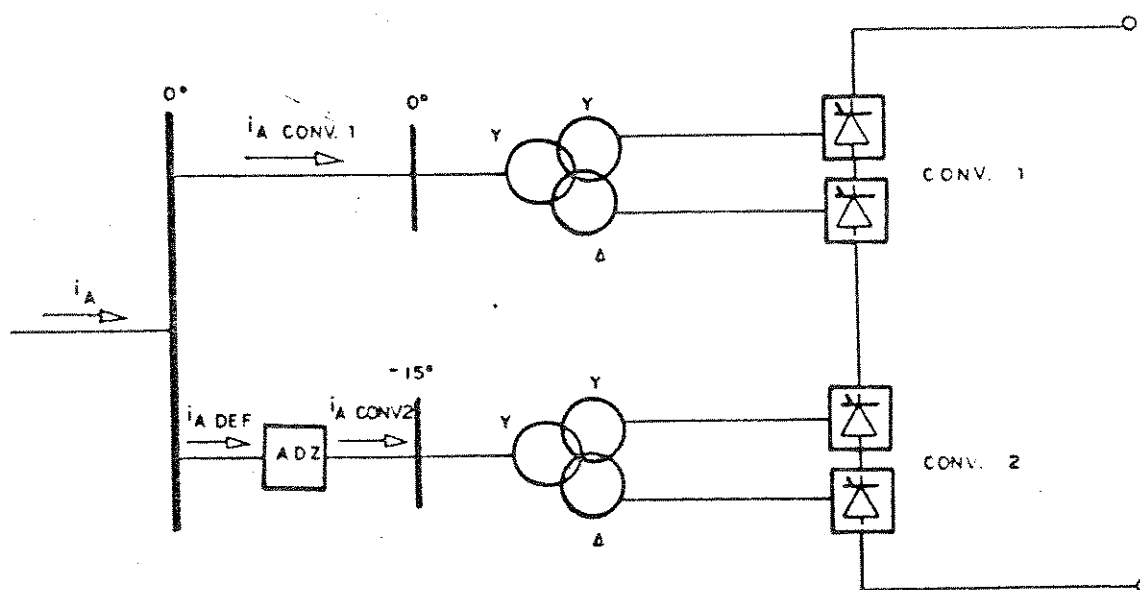


FIGURA 5.10 - Configuração do sistema com "ADZ"

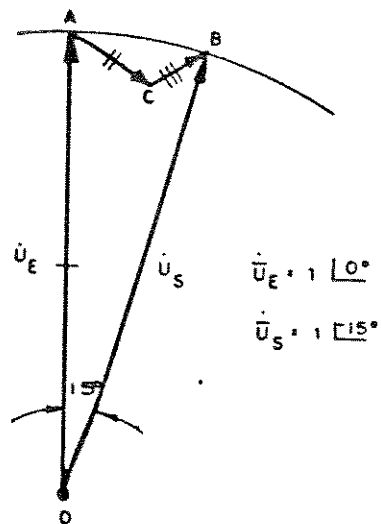


FIGURA 5.11 - Diagrama de fasores para uma
das fases do "ADZ" - 15°

Da figura 5.11, por construção, tem-se:

$$\overline{OA} = \overline{OB} = 1$$

$$\widehat{BAO} = \frac{180^\circ - 15^\circ}{2} = 82,5^\circ$$

$$\widehat{ABO} = \widehat{BAO} = 82,5^\circ$$

Logo:

$$\overline{AB} = \frac{\text{sen } 15^\circ}{\text{sen } 82,5^\circ} \cdot \overline{OA}$$

então:

$$\overline{AB} = 0,2611$$

Por outro lado:

$$\widehat{CA\ AB} = 60^\circ$$

então:

$$\widehat{BA\ AC} = 82,5^\circ - 60^\circ = 22,5^\circ$$

como:

$$\widehat{AC\ CB} = 120^\circ$$

tem-se:

$$\widehat{CB\ BA} = 180^\circ - 120^\circ - 22,5^\circ = 37,5^\circ$$

Por fim, vem:

$$\overline{CA} = \frac{\text{sen } 37,5^\circ}{\text{sen } 120^\circ} \overline{AB}$$

ou seja:

$$\overline{CA} = 0,1835 \quad (5.13)$$

$$\overline{BC} = \frac{\text{sen } 22,5^\circ}{\text{sen } 120^\circ} \overline{AB}$$

ou seja:

$$\overline{BC} = 0,1154 \quad (5.14)$$

Em verdade, $\overline{CA}$ e $\overline{BC}$ fornecem a décima parte dos valores de T_1 e T_2 da equação (3.27) do capítulo III. Aplicando-se então esta equação, lembrando que a região é 1,4,5,6,1, tendo-se então da tabela 3.3, $K_1 = +1$ e $K_2 = -1$, vem:

$$\begin{aligned} \dot{U}_S = & \left\{ 1,0 - 0,05 \left[\begin{pmatrix} 1,835 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1,154 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 \end{pmatrix} \right] \right\} + \\ & + j \left\{ -0,0866 \left[\begin{pmatrix} 1,835 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 1,154 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 \end{pmatrix} \right] \right\} \end{aligned}$$

então:

$$\dot{U}_S = 1,00 \angle -15,01^\circ$$

Portanto, para que possa fornecer a tensão de saída com o mesmo módulo da de entrada e defasada da mesma de -15° , o "ADZ" tem que ser construído com relações de espiras e com as ligações conforme mostrado na figura 5.12.

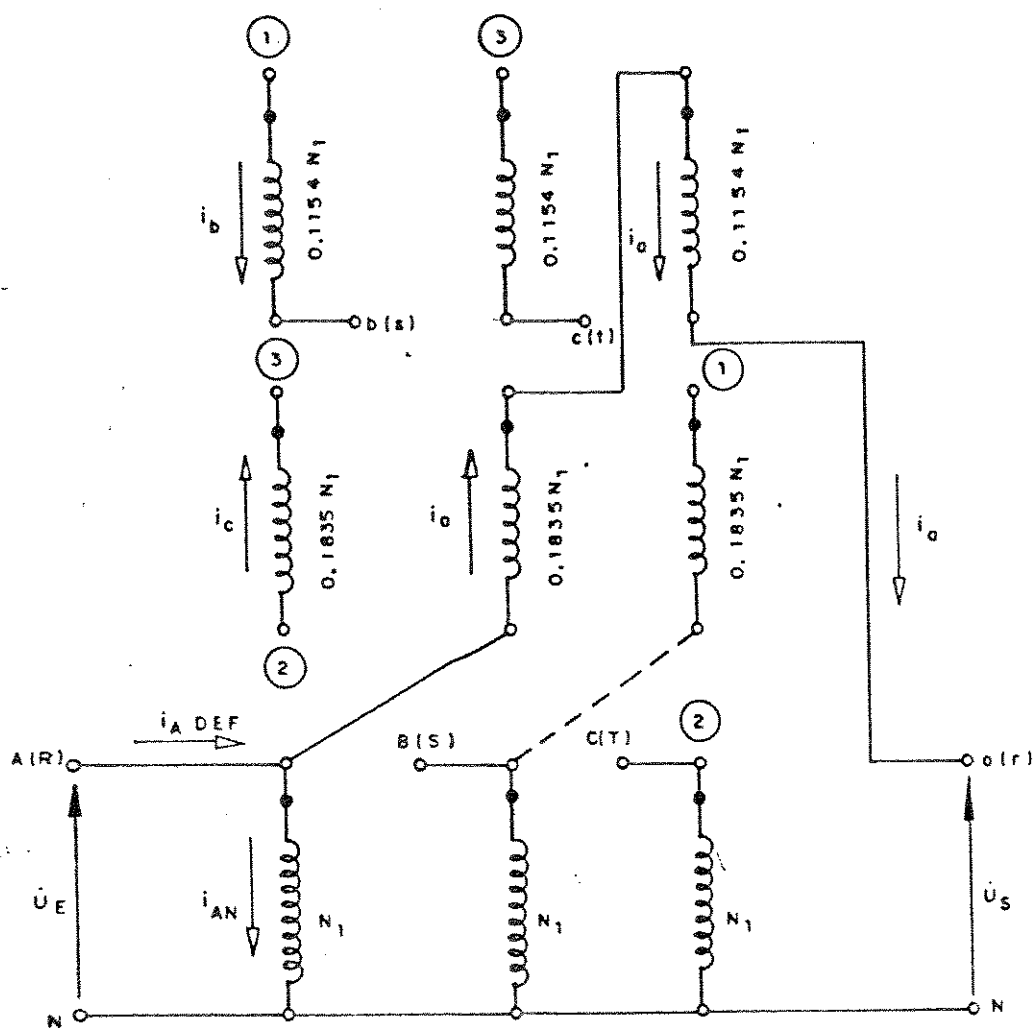


FIGURA 5.12 - "ADZ" com $\dot{U}_S = \dot{U}_E \angle -15^\circ$

A partir da figura 5.12, fazendo-se o balanço de forças magnetomotrizes na 1ª coluna do núcleo, tem-se:.

$$i_{AN} + 0,1154 i_b - 0,1835 i_c = 0$$

ou:

$$i_{AN} = -0,1154 i_b + 0,1835 i_c \quad (5.15)$$

Por outro lado, da figura 5.12, tem-se:

$$i_{A_{DEF}} = i_{AN} + i_a \quad (5.16)$$

Logo:

$$i_{A_{DEF}} = i_A - 0,1154 i_b + 0,1835 i_c \quad (5.17)$$

Da figura 5.10, tem-se:

$$i_A = i_{A_{CONV1}} + i_{A_{DEF}}$$

$$i_A = i_{A_{CONV1}} + i_a - 0,1154 i_b + 0,1835 i_c \quad (5.18)$$

onde:

i_A - corrente primária na fase a do multiconversor.

$i_{A_{CONV.1}}$ - corrente primária na fase a do converor 1.

i_a - corrente primária na fase a do conveersor 2.

i_b - corrente primária na fase b do conversor 2.

i_c - corrente primária na fase c do conversor 2.

De posse da equação (5.18) e levando-se ao mesmo programa de [12], obtem-se as simulações cujos resultados são mostrados na figuras 5.13 e 5.14, para $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$. Atende-se ao fato de que os resultados mostrados nas figuras 5.13 e 5.14 são perfeitamente compatíveis com os das figuras 5.8 e 5.9. Estes resultados foram inicialmente apresentados em [27].

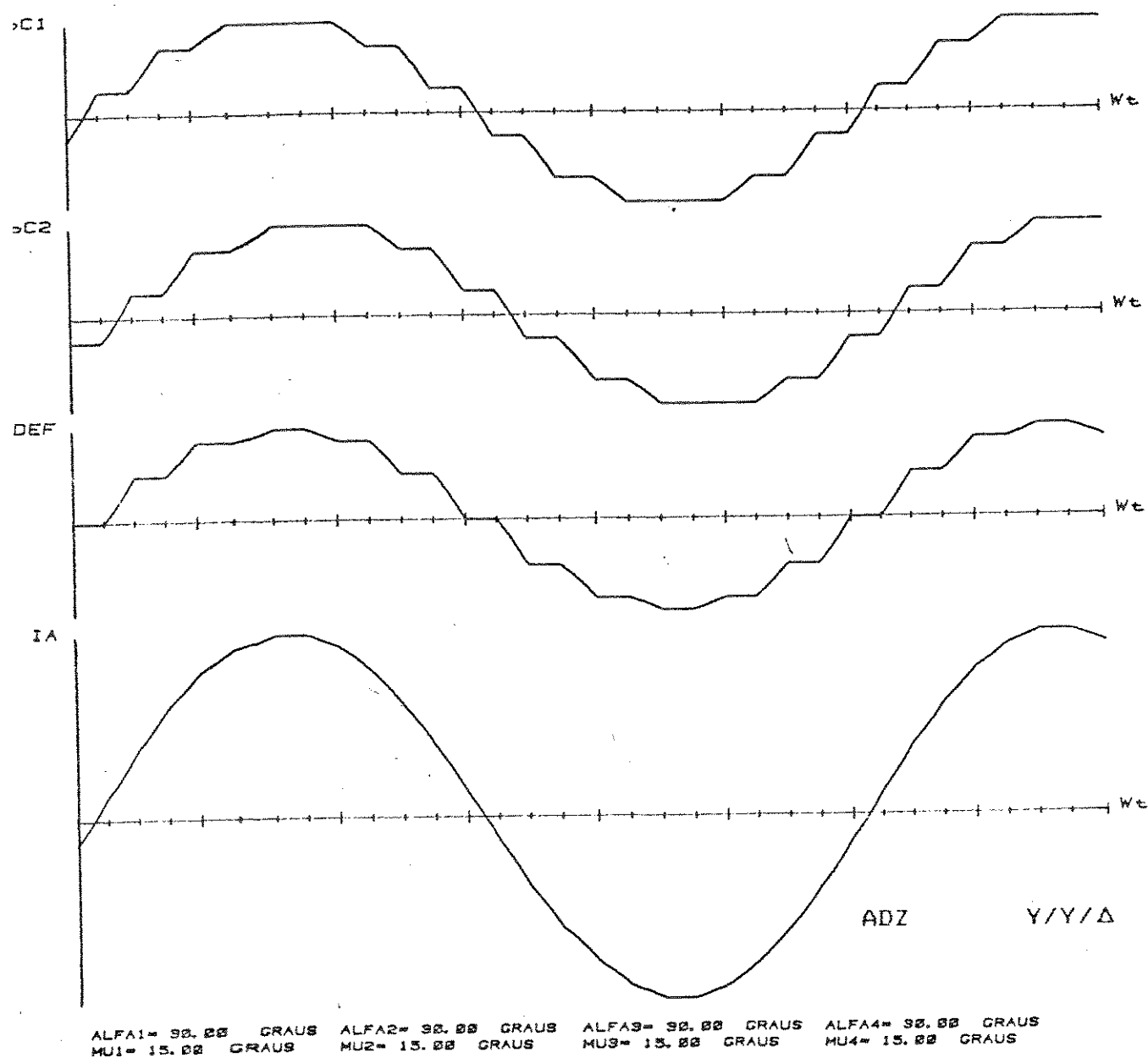


FIGURA 5.13 - Formas de ondas de correntes em multiconversor de 24 pulsos com "ADZ", $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$

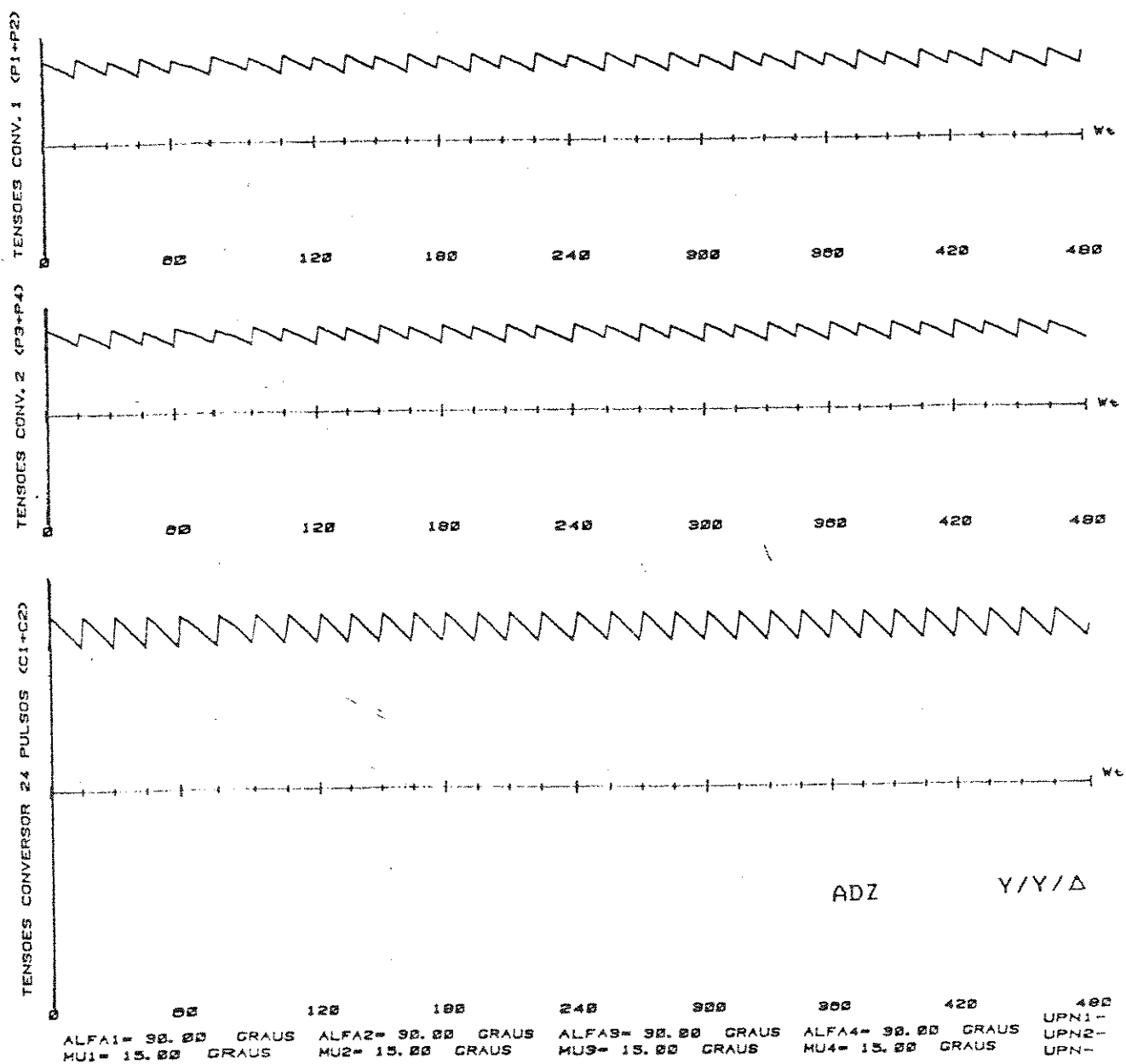


FIGURA 5.14 - Formas de ondas de tensões em multiconversor de 24 pulsos com "ADZ", $\alpha = 30^\circ$ e $\mu = 15^\circ$

5.4 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

As diversas formas de ondas mostradas evidenciam que é possível a introdução do "ADZ" substituindo os transformadores usuais, para alimentação de multiconversores com 24 pulsos ou mais [12], uma vez que nestes casos, entre o "ADZ" e as pontes existem outros transformadores, eliminando então o inconveniente da não isolação elétrica característica de um autotransformador, mas exatamente por isso apresenta a vantagem de ter menor custo que os transformadores usualmente instalados.

Naturalmente, no caso dos multiconversores, o "ADZ" não necessita de "taps" variáveis como no caso da aplicação a sistemas elétricos de potência, uma vez que o ângulo e o módulo da tensão são perfeitamente definidos e invariáveis para a operação do multiconversor para um determinado número de pulsos e, portanto, seu custo seria ainda menor que no caso da aplicação a redes elétricas, para operação como controlador de fasor.

CAPÍTULO VI

CHAVEAMENTO ELETRÔNICO DAS BOBINAS AUXILIARES - ALTERNATIVAS DE CONEXÃO

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

No caso específico do uso do "ADZ" para controle de fluxo de potências, em que são necessários diversos "taps" para um controle fino das potências, principalmente a ativa, é aconselhável que a comutação de um "tap" para outro seja feita automaticamente.

Neste sentido, a comutação eletrônica com o uso de tiristores em anti-paralelo, bem como variações em torno das bobinas auxiliares do "ADZ", adequadas a uma eficaz estratégia de controle, fazem-se necessários. Este capítulo tem como finalidade a discussão desses assuntos.

6.2 - COMUTAÇÃO ELETRÔNICA

Segundo Mathur e Basati [16], entre as alternativas para mudança de "taps" sob carga, aquela da utilização de pares de tiristores em anti-paralelo, que neste capítulo serão chamados de chaves ou comutadores eletrônicos, tem como características:

- é mais onerosa que a comutação eletromecânica convencional;
- é um processo muito mais rápido, durável e confiável, por não apresentar problemas mecânicos;
- tem como grande vantagem, comparada ao regulador, de ângulo de disparo variável, o fato de não gerar harmônicos.

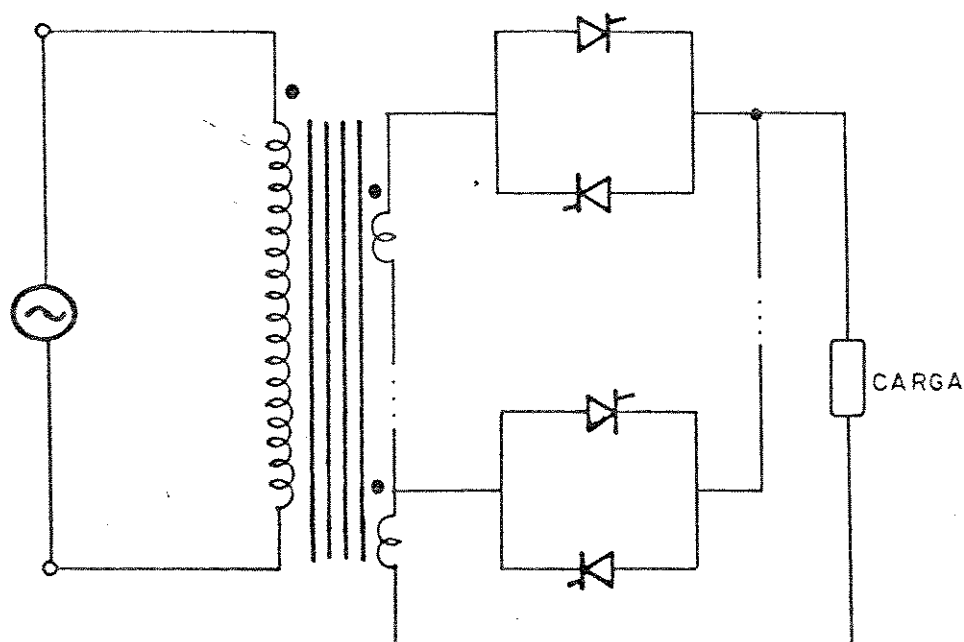


FIGURA 6.1 - Comutação eletrônica de "taps"

Com relação ao primeiro item, que obviamente caracteriza uma desvantagem, mudanças nas bobinas auxiliares do "ADZ", como será mostrado neste capítulo, podem permitir que o número de comutadores eletrônicos (tiristores em anti-paralelo) seja diminuído, reduzindo então o custo total do sistema de comutação.

Com relação ao terceiro item, que naturalmente é uma vantagem, a não geração de harmônicos é conseguida com o sistema operando com ângulo de disparo (α) - entendendo-se ângulo de disparo como o atraso angular entre a passagem da tensão da fonte por zero e o início do disparo - dos tiristores de cada chave eletrônica, mostrada na figura 6.2, menor ou igual ao argumento da impedância de carga (φ). Caso α seja maior que φ , os sinais apresentarão distorção como comenta-se a seguir.

Admita-se que o tiristor T1 tenha sido disparado com $\varphi < \alpha \leq \pi$. Nessas condições ele conduzirá a corrente i_1 a partir de α . Por outro lado o tiristor T2 está polarizado diretamente desde a extinção de T1 podendo assumir a condução de i_2 , desde que seja disparado. Caso o disparo de T2 ocorra após a extinção de T1, nem

T1 e nem T2 estarão conduzindo o que implica em tensão nula sobre a carga até que T2 seja disparado. Portanto ter-se-ia uma distorção na forma de onda de u_c , distorção esta que poderia então ser eliminada se T1 fosse disparado com $\alpha \leq \varphi$ e T2 com $\alpha \leq \pi + \varphi$ [7] [16]. Isto significa dizer que se o ângulo de disparo (α) for igual a zero, existe a garantia da chave eletrônica não gerar harmônicos. Para a obtenção do ângulo nulo, deve-se aplicar um trem de pulsos (figura 6.2.b) a partir da passagem por zero, em sentido positivo, da correspondente tensão de fase aplicada ao tiristor de cima de cada anti-paralelo, e da passagem por zero, em sentido negativo, para o tiristor de baixo. Naturalmente a duração do trem de pulsos deve ser maior que o φ_{MAX} admissível na carga.

Para verificação em laboratório foi montado o circuito mostrado na figura 6.2, e as chaves "disparadas" com distintos α para um determinado φ , conforme mostrado nas figuras 6.3 a 6.7.

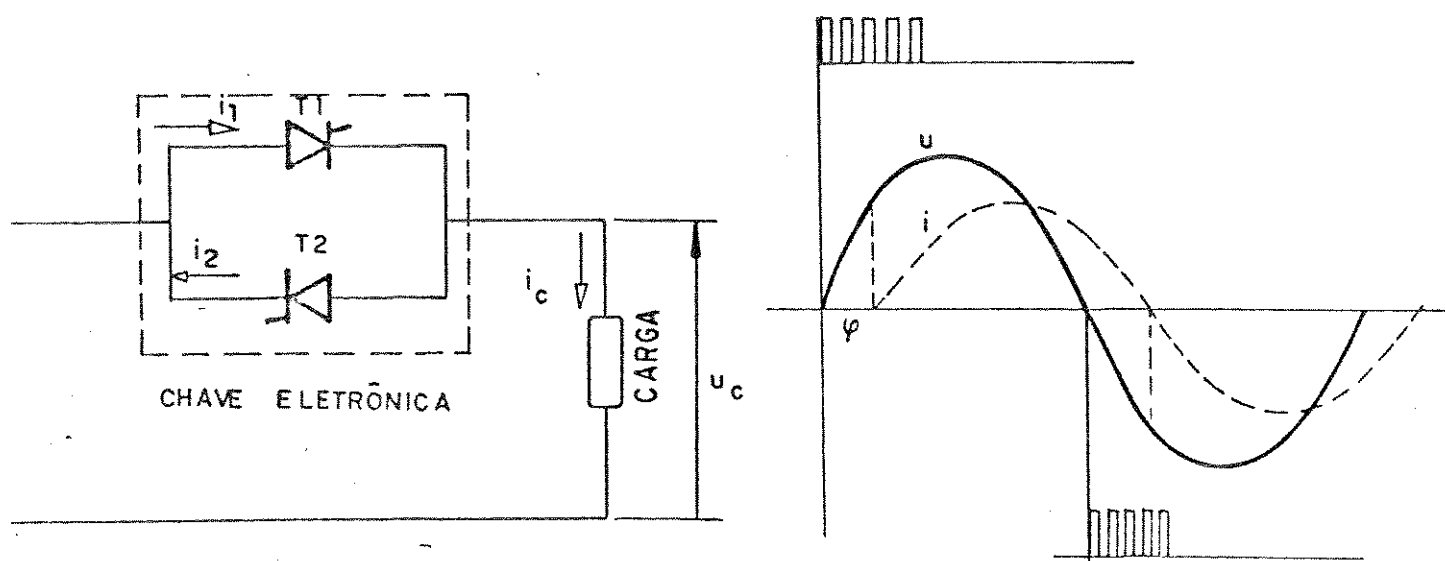


FIGURA 6.2 - Montagem para verificação do comportamento do comutador eletrônico

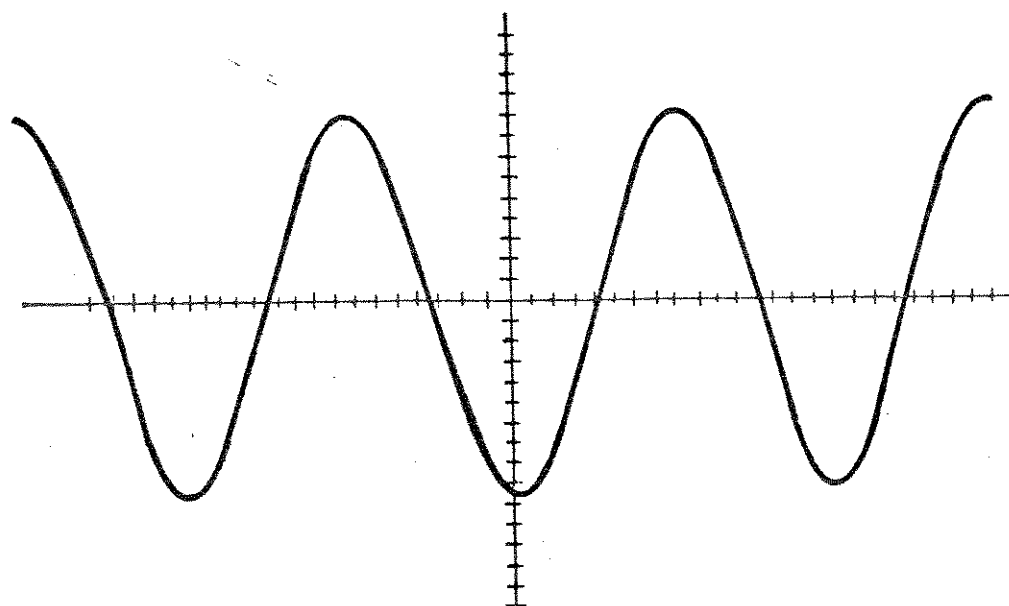


FIGURA 6.3 - Forma de onda do sinal de saída para $\alpha = 0^\circ$ e $\varphi = 33^\circ$

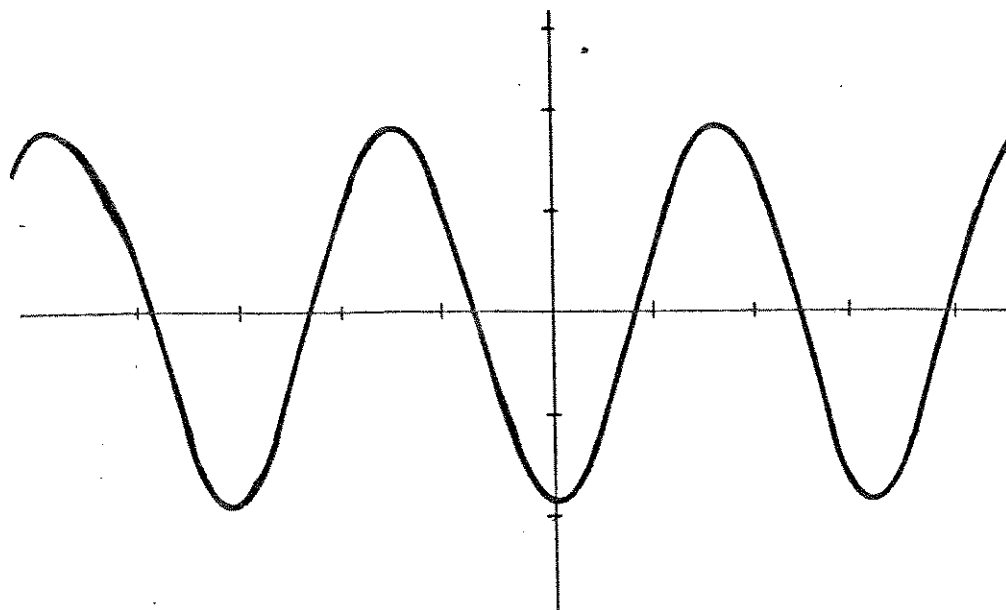


FIGURA 6.4 - Forma de onda do sinal de saída para $\alpha = 20^\circ$ e $\varphi = 33^\circ$

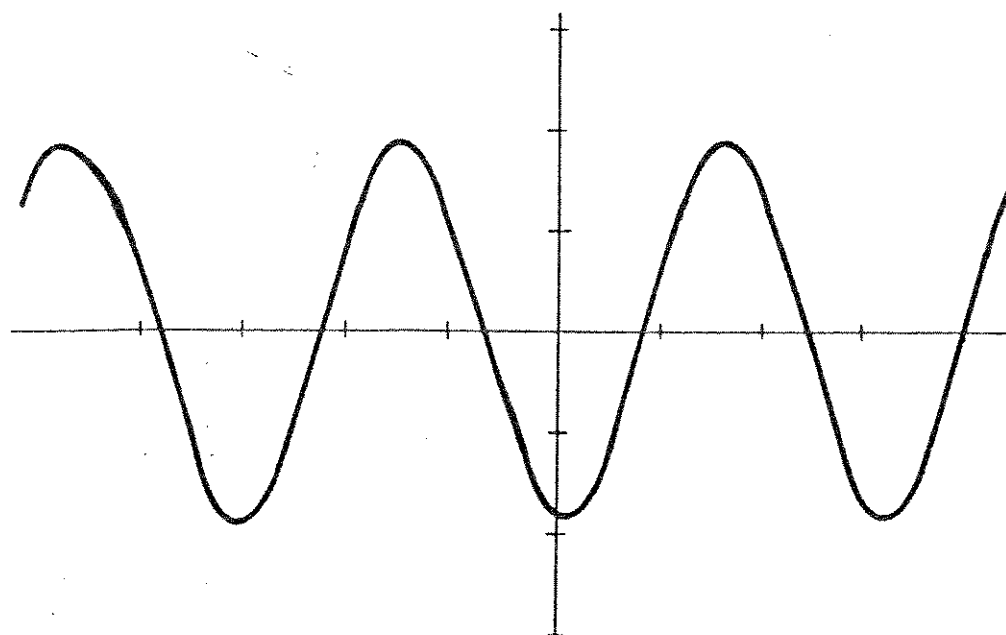


FIGURA 6.5 - Forma de onda do sinal de saída para $\alpha = 33^\circ$ e $\varphi = 33^\circ$

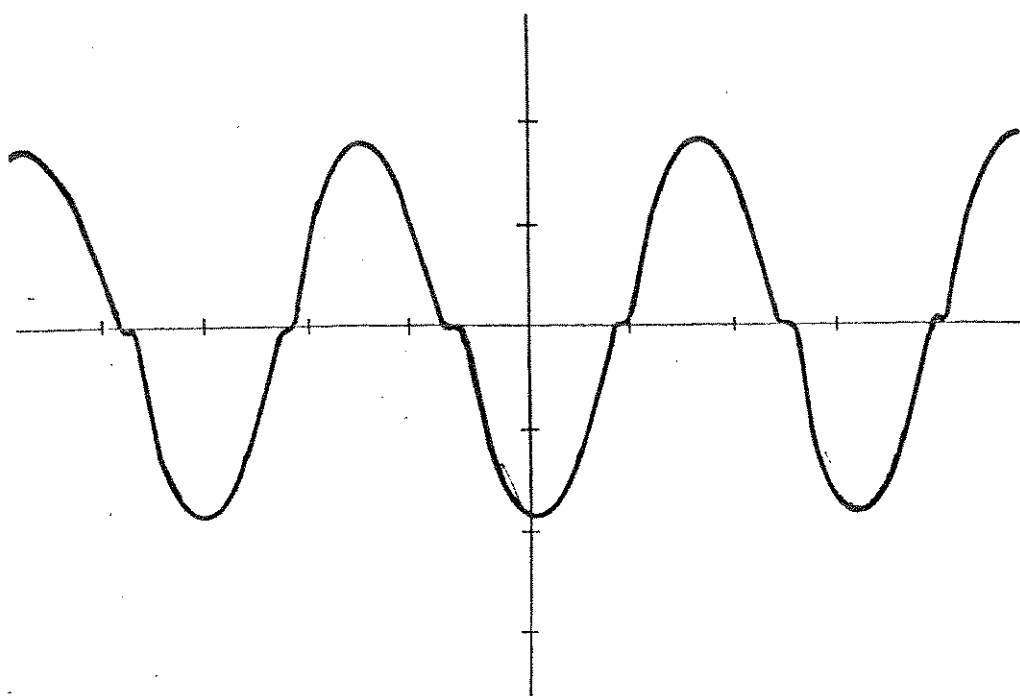


FIGURA 6.6 - Forma de onda do sinal de saída para $\alpha = 50^\circ$ e $\varphi = 33^\circ$

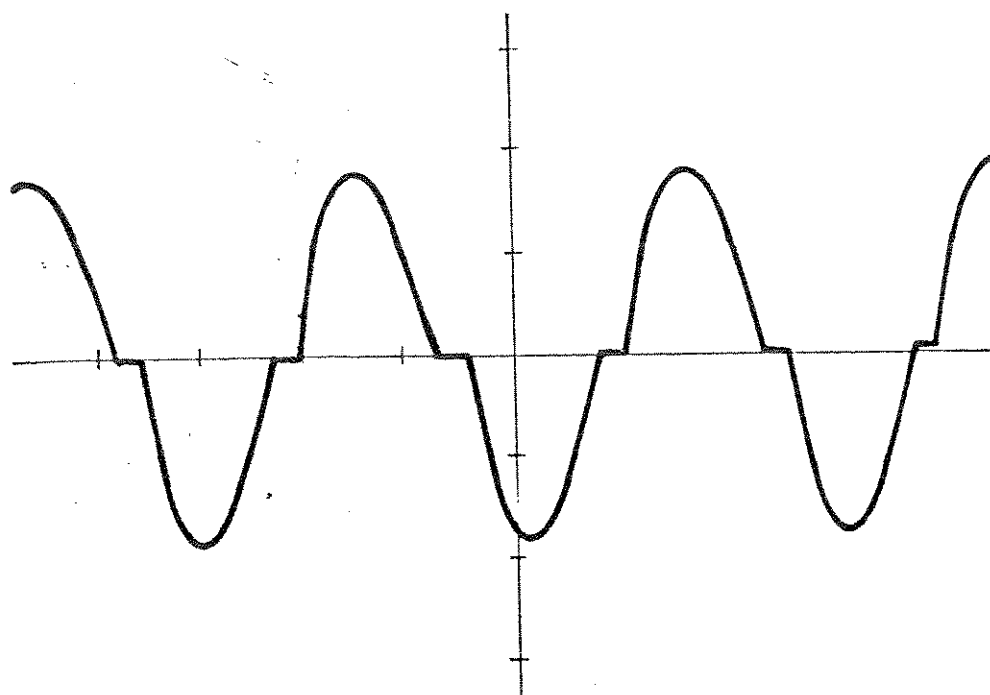


FIGURA 6.7 - Forma de onda do sinal de saída para $\alpha = 60^\circ$ e $\varphi = 33^\circ$

Face ao exposto, e pelas figuras de 6.3 a 6.7, observa-se que se $\alpha \leq \varphi$, o sinal não apresenta distorções, logo é aconselhável que o ângulo de disparo dos tiristores seja igual a zero, dessa forma como já afirmado é garantida a não geração de harmônicos. Portanto, para a concepção básica já apresentada, o conjunto "ADZ" - comutadores deve ser montado conforme figura 6.8.

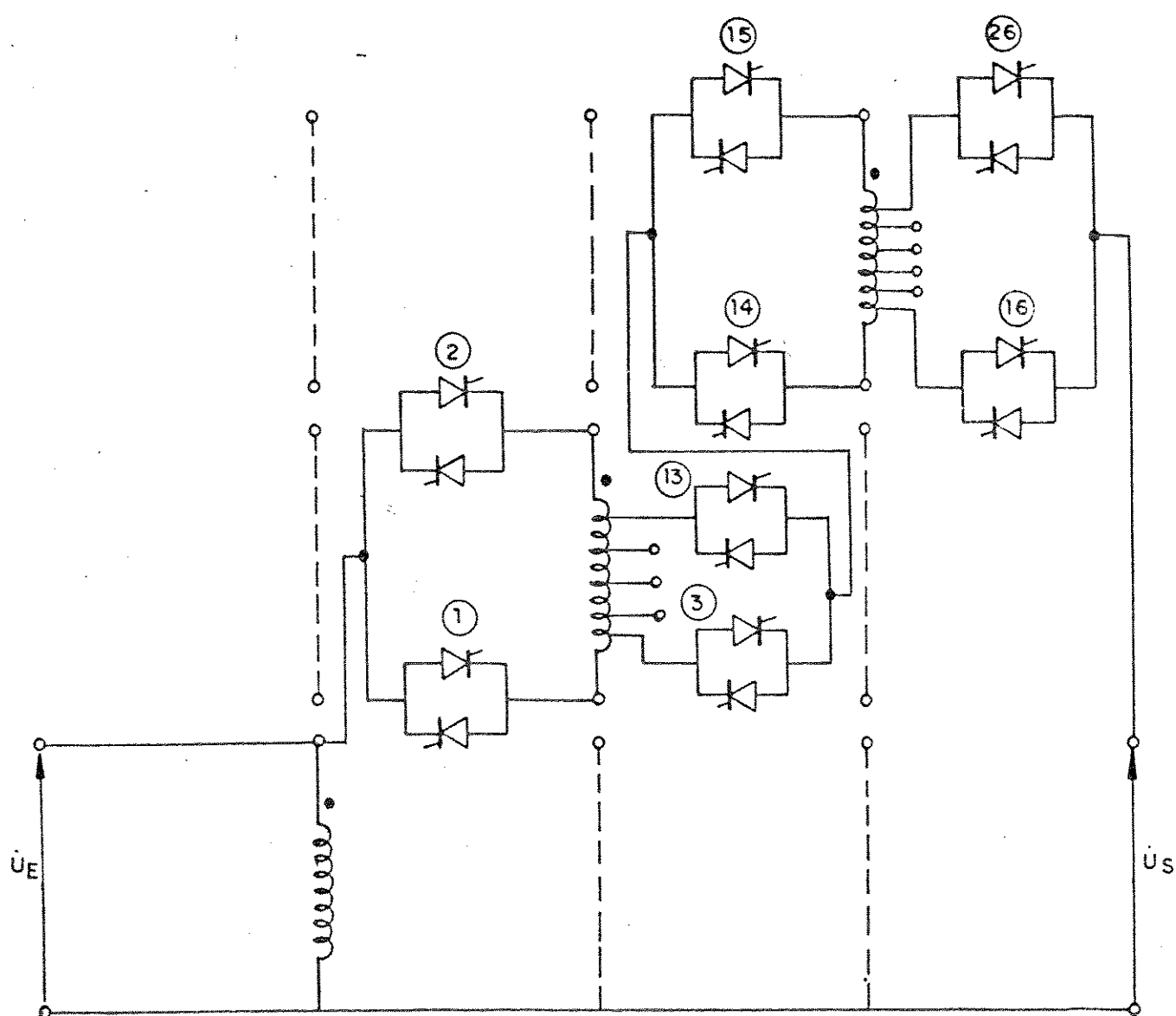


FIGURA 6.8 - Esquema de uma fase do "ADZ" com comutação eletrônica

Com relação à figura 6.8, deve-se observar que:

- a) os comutadores 1 e 2 definem a polaridade da bobina auxiliar (1), ou seja definem o sinal de K_1 da equação (3.27).
- b) análogamente, tem-se para os comutadores 14 e 15 da bobina auxiliar (2), a definição do sinal de K_2 , na mesma equação.
- c) os comutadores de 3 a 13 e de 16 a 26, permitem a seleção de "taps" das bobinas auxiliares (1) e (2), respectivamente.
- d) portanto, o número de comutadores eletrônicos, por bobina auxiliar, é igual a treze. Notar entretanto que neste caso podem ser obtidos $(10+10+1)^2$, ou seja 441 diferentes valores para $\dot{U}_S$.

Com o intuito de diminuir o número de comutadores eletrônicos, as bobinas auxiliares devem ser modificadas. Para que estas modificações possam ser efetivadas, deve-se discutir quais parâmetros originais devem ser mantidos, a saber:

- a faixa de variação do módulo de $\dot{U}_S$ é de 0,9 a 1,1;
- a faixa de variação do ângulo de fase de $\dot{U}_S$ é de $-9,83^\circ$ a $+9,83^\circ$;
- o número de possíveis diferentes valores de $\dot{U}_S$ é de 441;
- o incremento do módulo de $\dot{U}_S$ "tap" a "tap" é de 0,01.

6.3 - PARTIÇÃO IDEAL DE UMA BOBINA

Como, em princípio, em uma versão modificada, seria difícil atender simultaneamente a todas as condições acima, passa-se a estudar alternativas de modificação das bobinas auxiliares, fixando-se somente que o módulo de $\vec{U}_S$ possa variar na faixa de 0,9 a 1,1 e que seu ângulo de fase possa variar de $-9,83$ a $+9,83$, até porque esses dois parâmetros atendem sobejamente as necessidades de um sistema elétrico e, por outro lado, a possibilidade de obtenção de 441 (quatrocentos e quarenta e um) distintos valores de $\vec{U}_S$, bem como a variação "tap" a "tap" de 0,01 por unidade não se constituem em necessidade intrínseca de um sistema elétrico. A partir desse balisamento far-se-á o estudo das modificações a serem efetuadas nas bobinas auxiliares.

6.3.1 - Obtenção de "taps" em Bobinas Divididas e em Bobinas Particionadas

A obtenção normal de "taps" é feita, em geral, pela divisão em partes iguais ou não, da bobina fornecedora de tensão, sendo que estas partes são ligadas entre si, conforme mostra a figura 6.9. Nesta figura e daqui por diante, por estar dentro do escopo deste trabalho, a bobina é dividida em partes iguais entre si.

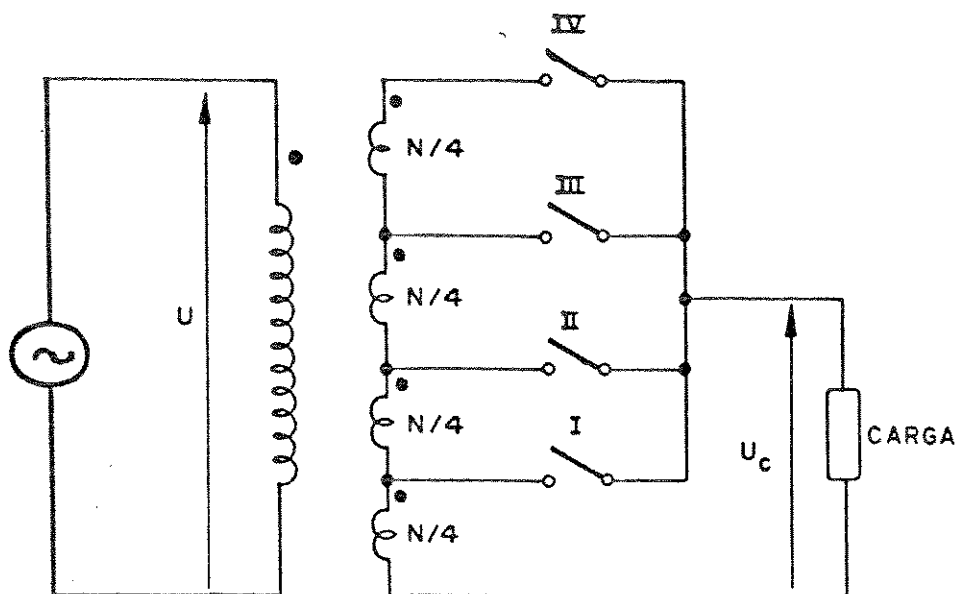


FIGURA 6.9 - Obtenção normal de "taps" em uma bobina dividida

Entretanto, sabe-se que uma bobina, ou parte, tem três estados distintos, ou seja: ligada ou desligada; se ligada pode apresentar o sinal de tensão com valor positivo (a favor da polaridade) ou com valor negativo (contra a polaridade). Para estes três estados três valores de tensão são obtidos, a saber: 0, + U, - U, conforme mostram a figura 6.10 e a tabela 6.1 a seguir.

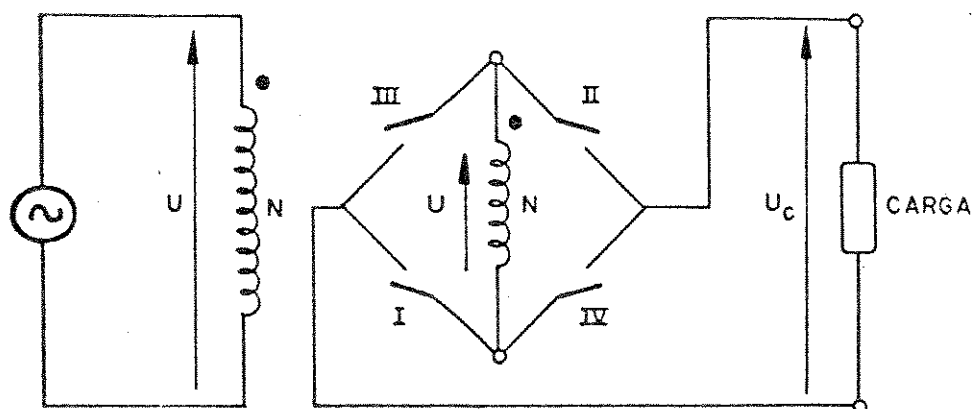


FIGURA 6.10 - Representação dos três estados de uma bobina

COMUTADORES				
I	II	III	IV	TENSÃO NA CARGA - U_C
1	1	0	0	U
0	0	1	1	$-U$
0	0	0	0	ZERO

1 - COMUTADOR FECHADO

0 - COMUTADOR ABERTO

TABELA 6.1 - Valores de Tensão na carga para os três estados possíveis da bobina da figura 6.10

A partir daí pode-se então obter os mesmos "taps" da configuração mostrada na figura 6.9, particionando-se a bobina em duas secções, sem ligação elétrica entre si, com respectivamente $\frac{N}{4}$ e $\frac{3N}{4}$ espiras, como mostrado na configuração apresentada na figura 6.11. Para distinguir do caso da bobina dividida, em que as divisões são definidas pelas derivações, preservando-se a continuidade elétrica, as partes isoladas da figura 6.11 serão chamadas simplesmente de secções.

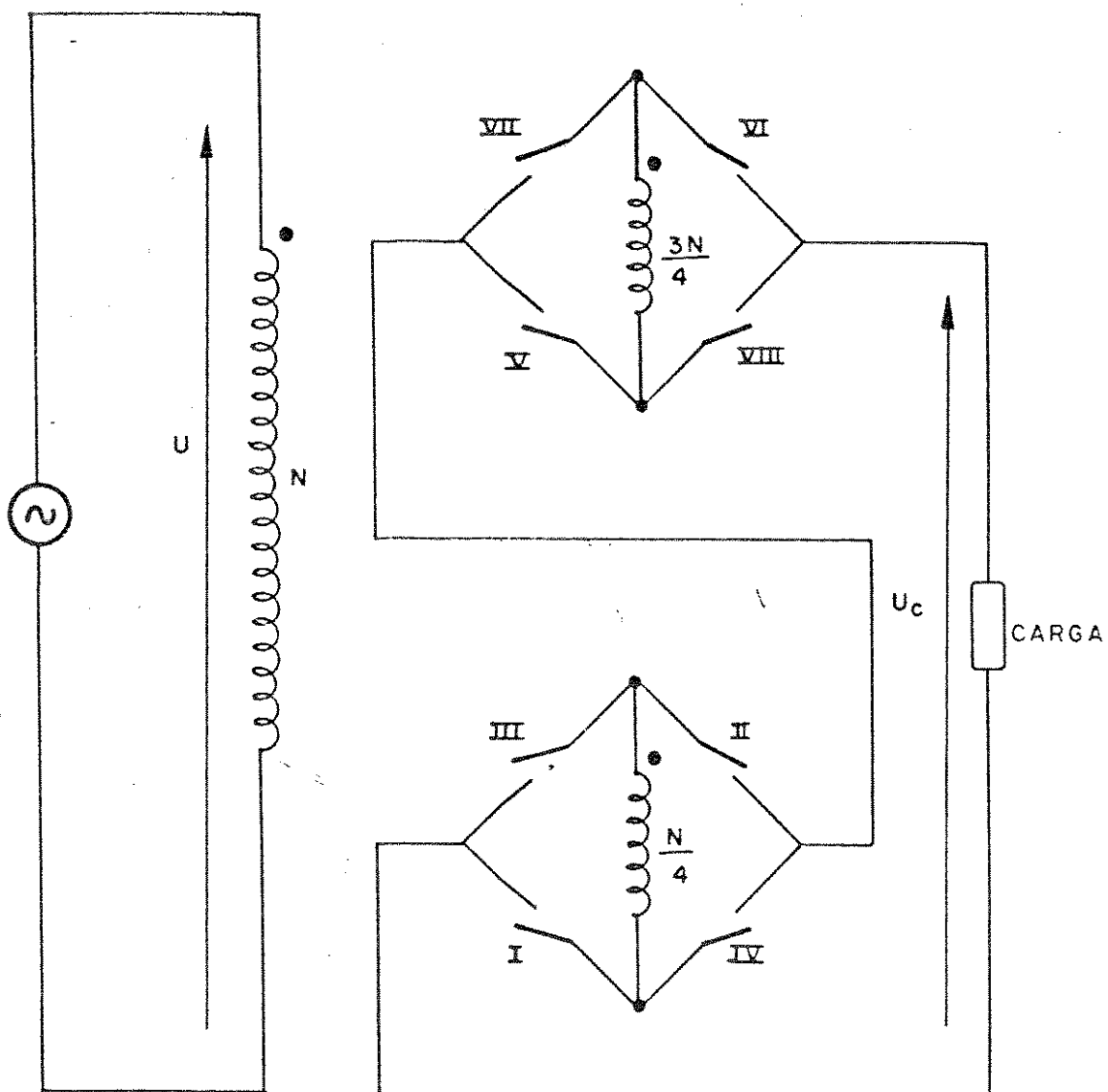


FIGURA 6.11 - Partição de bobina para formação de "taps"

Os possíveis valores de U_C para o caso da figura 6.11 são mostrados na tabela 6.2.

COMUTADORES								
I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	U_C
0	0	0	0	0	0	0	0	ZERO
1	1	0	0	1	0	0	1	$1/4 U$
0	0	1	1	1	1	0	0	$2/4 U$
1	0	0	1	1	1	0	0	$3/4 U$
1	1	0	0	1	1	0	0	U
0	0	1	1	1	0	0	1	$- 1/4 U$
1	1	0	0	0	0	1	1	$- 2/4 U$
1	0	0	1	0	0	1	1	$- 3/4 U$
0	0	1	1	0	0	1	1	$- U$

0 - COMUTADOR ABERTO

1 - COMUTADOR FECHADO

TABELA 6.2 - Valores de tensão na carga para a configuração da figura 6.11

Por outro lado, para a configuração da figura 6.9, somente 4 (quatro) valores de U_C podem ser obtidos, a saber: $1/4 U$, $2/4 U$, $3/4 U$ e U . Entretanto ao adicionar-se três outros comutadores como mostrado na figura 6.12, os mesmos valores de U_C obtidos para a configuração da figura 6.11, serão obtidos, conforme mostrado na tabela 6.3.

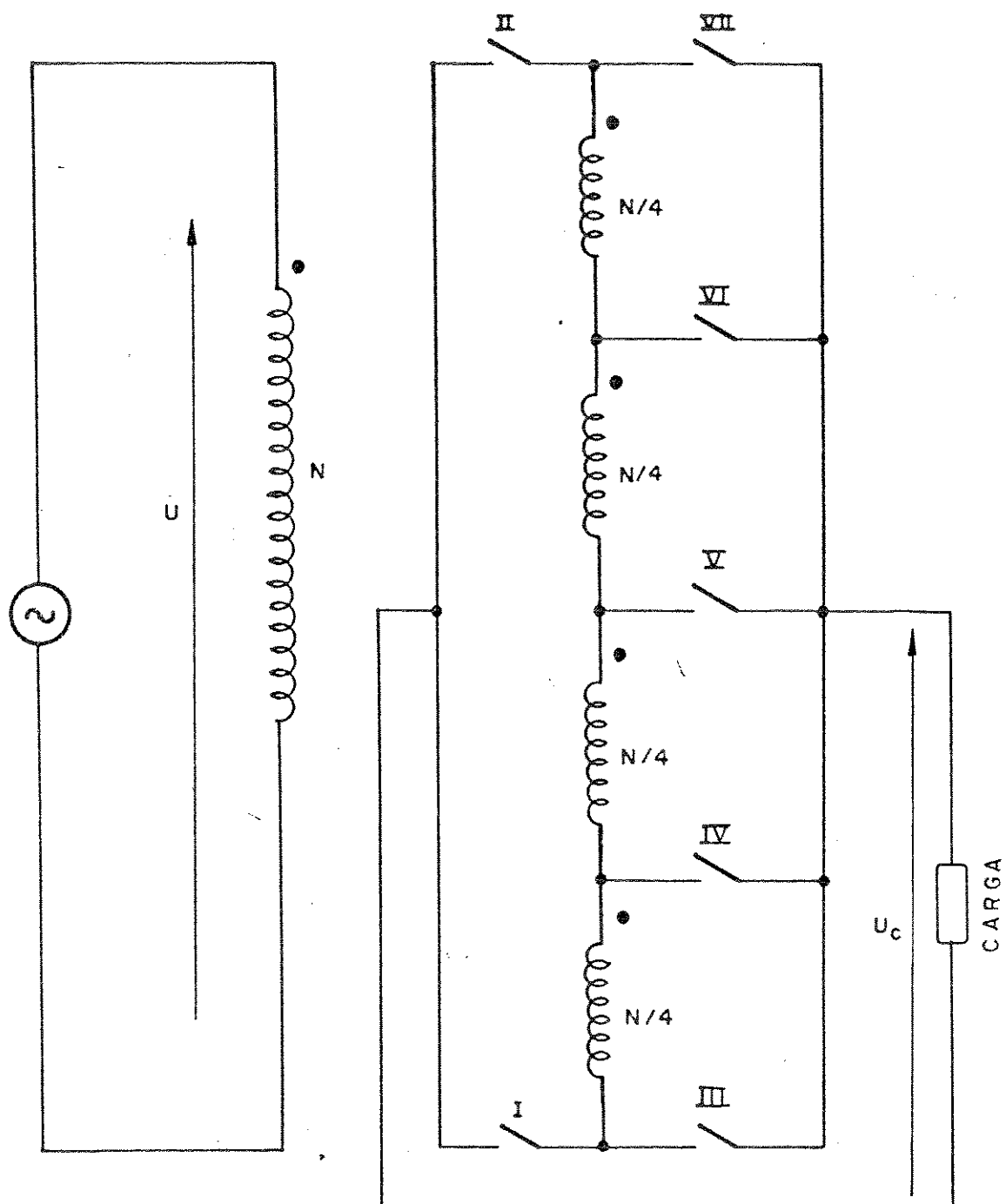


FIGURA 6.12 - Obtenção de "taps" em uma bobina dividida

Os possíveis valores de U_C para a configuração da figura 6.12 são mostrados na tabela 6.3.

COMUTADORES							U_C
I	II	III	IV	V	VI	VII	
0	0	0	0	0	0	0	ZERO
1	0	0	1	0	0	0	$1/4 U$
1	0	0	0	1	0	0	$2/4 U$
1	0	0	0	0	1	0	$3/4 U$
1	0	0	0	0	0	1	U
0	1	0	0	0	1	0	$- 1/4 U$
0	1	0	0	1	0	0	$- 2/4 U$
0	1	0	1	0	0	0	$- 3/4 U$
0	1	1	0	0	0	0	$- U$

0 - COMUTADOR ABERTO

1 - COMUTADOR FECHADO

TABELA 6.3 - Valores de tensão para a configuração da figura 6.12

Verifica-se a partir das tabelas 6.2 e 6.3 que para os mesmos valores de U_C , a sua obtenção com a bobina dividida em secções iguais, usa um comutador a menos que no caso da bobina particionada em secções diferentes. Atente-se, entretanto, ao fato de que no caso da bobina particionada em secções diferentes foram usadas apenas duas secções. Portanto duas questões são basicamente re-

evantes, a saber:

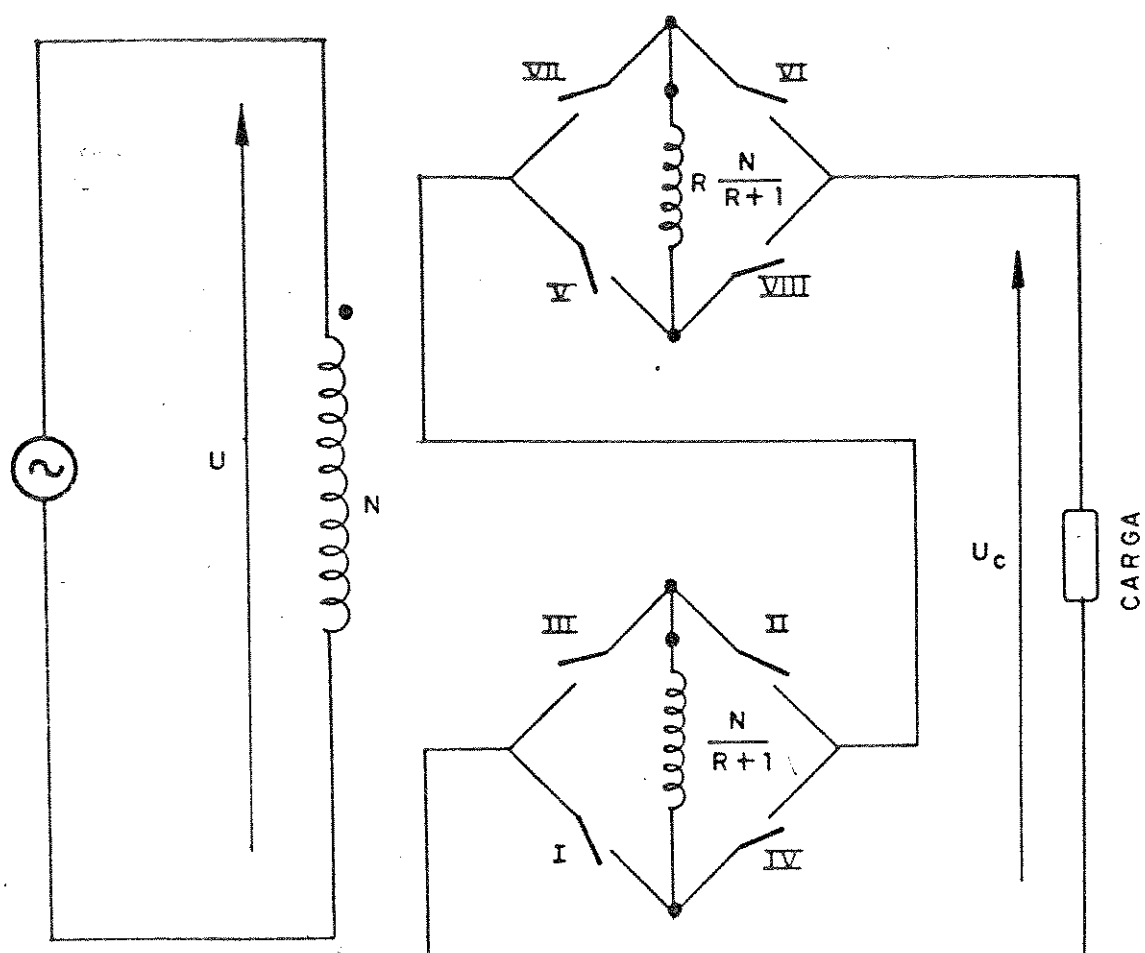
- 1º - Qual a razão ideal, relação de espirais entre uma determinada secção e a precedente em uma bobina particionada, para que possa apresentar os mesmos valores de tensão de uma bobina dividida em partes iguais ?
- 2º - O fato de a bobina dividida em secções iguais usar menos comutadores, é válido para qualquer número de secções de uma bobina particionada em secções diferentes ?

Essas duas questões são discutidas a seguir.

6.3.2 - Obtenção Ideal de "taps" em uma Bobina Particionada

Em princípio, a primeira questão levantada no item anterior é a mais relevante, uma vez que de nada adianta discutir a economia no número de comutadores, se não houver uma razão ideal que permita, aumentando-se o número de secções, obter-se os mesmos valores de tensão que podem ser obtidos com uma bobina dividida em partes iguais.

Desta forma, usando-se ainda de duas secções na bobina particionada, será feita a verificação da razão ideal entre as secções. Seja a figura 6.13.



R - Razão, relação de espira, entre secções

FIGURA 6.13 - Configuração para determinação da razão ideal entre secções de uma bobina particionada

A partir da análise da figura 6.13, obtém-se a tabela

6.4.

ESTADOS ↓	COMUTADORES								U_C
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	
A	0	0	0	0	0	0	0	0	ZERO
B	1	1	0	0	1	0	0	1	$N/(R+1)$
C	0	0	1	1	1	1	0	0	$(R-1)N/(R+1)$
D	1	0	0	1	1	1	0	0	$R N/(R+1)$
E	1	1	0	0	1	1	0	0	N
F	0	0	1	1	1	0	0	1	$- N/(R+1)$
G	1	1	0	0	0	0	1	1	$-(R-1)N/(R+1)$
H	1	0	0	1	0	0	1	1	$- R N/(R+1)$
I	0	0	1	1	0	0	1	1	$- N$

0 - COMUTADOR ABERTO

1 - COMUTADOR FECHADO

TABELA 6.4 - Valores de tensão na carga para a configuração da figura 6.13

A partir da tabela 6.4, pode-se conseguir os valores de U_C para as nove posições possíveis (estados) em função de diferentes valores de R, como mostrado na tabela 6.5.

R ↓	ESTADO								
	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1	0	$\frac{N}{2}$	0	$\frac{N}{2}$	N	$-\frac{N}{2}$	0	$-\frac{N}{2}$	- N
2	0	$\frac{N}{3}$	$\frac{N}{3}$	$\frac{2N}{3}$	N	$-\frac{N}{3}$	$-\frac{N}{3}$	$-\frac{2N}{3}$	- N
3	0	$\frac{N}{4}$	$\frac{N}{2}$	$\frac{3N}{4}$	N	$-\frac{N}{4}$	$-\frac{N}{2}$	$-\frac{3N}{4}$	- N
4	0	$\frac{N}{5}$	$\frac{3N}{5}$	$\frac{4N}{5}$	N	$-\frac{N}{5}$	$-\frac{3N}{5}$	$-\frac{4N}{5}$	- N
5	0	$\frac{N}{6}$	$\frac{2N}{3}$	$\frac{5N}{6}$	N	$-\frac{N}{6}$	$-\frac{2N}{3}$	$-\frac{5N}{6}$	- N

TABELA 6.5 - Valores de U_C por estado, para diversos valores de R

Na tabela 6.5, verifica-se que para $R = 1$ existem quatro repetições de valores da saída, assim como para $R = 2$ existem duas. Por outro lado, para $R = 4$, existem duas falhas, o que impede que a variação "tap" a "tap" seja igual, vale dizer os "steps" seriam diferentes, bem como no caso de $R = 5$, existem quatro falhas.

Da mesma tabela, observa-se que o único caso em que não há repetições e nem falhas é aquele para $R = 3$, em perfeito acordo com a teoria do matemático Jan Lukazievics e da implementação do chamado "Sistema Ternário Sinalizado (Ternary Signed System)" proposto pela primeira vez por Donald Knuth. Uma vez que uma bobina, ou parte, pode apresentar três estados diferentes, para a obtenção de todos os "taps" possíveis e de mesmo valor é necessário a partição da bobina em seções com $R = 3$. Logo, a razão ideal

le número de espiras entre uma secção e a precedente é igual a 3.

Portanto, se o número de espiras das secções de uma bobina particionada cresce geometricamente com razão 3, então os valores de tensão de saída obtidos "tap" a "tap" cresce em progressão aritmética com razão 3^0 , sem falhas e sem repetições.

6.3.3 - Comparações entre Bobina Dividida e Bobina Particionada

A segunda questão ao final do item 6.3.1 era sobre a quantidade de comutadores a serem usados nos casos de bobina dividida em partes iguais e bobina particionada em secções diferentes, mas que tenham os mesmos valores de tensão.

a) Análise na Bobina Dividida

Bem, para uma bobina dividida em partes iguais tem-se que o número de comutadores, conforme a figura 6.12, é dado por:

$$NC = ND + 3 \quad (6.1)$$

onde:

NC - número de comutadores.

ND - número de derivações (não incluindo a de valor nulo)

Obs.: 1) ND é portanto igual ao número de partes da bobina dividida, ou número de partes iguais.

2) Nesta equação o valor + 3 é devido a necessidade de três comutadores para obtenção de valores positivos e negativos, bem como o valor nulo, como mostrado na figura 6.12.

Por outro lado, o número de diferentes valores de tensão de saída, ou número de posições, é dado por:

$$NP = 2 ND + 1 \quad (6.2)$$

onde:

NP - número de posições, ou de diferentes valores de tensão de saída.

Obs.: 1) Nesta equação o coeficiente 2 de ND deve-se ao fato de ser possível obter-se valores positivos e negativos.

2) Ainda mais, o valor + 1 é devido ao fato de que existe a posição de valor nulo, que vale para ambos os lados.

b) Análise na Bobina Particionada

Para uma bobina particionada em secções distintas, em que o número de espiras cresce em progressão geométrica, NC e NP podem ser obtidos a partir da análise a seguir.

Seja a configuração geral de uma bobina particionada como mostrada na figura 6.14.

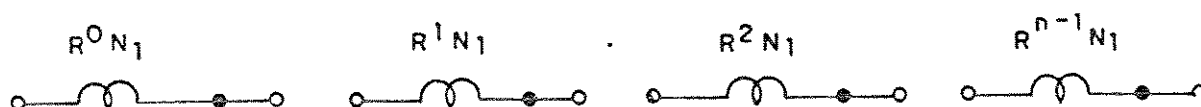


FIGURA 6.14 - Partição de uma bobina em n secções

Da figura 6.14, e tendo em conta a discussão efetuada no item anterior, tem-se:

$$NP = \left[R^0 + R^1 + R^2 + \dots + R^{n-1} \right] = R^n \quad (6.3)$$

onde:

NP - número de posições ou de diferentes valores de tensão.

R - relação de número de espiras entre uma secção e a precedente.

n - número de secções em que a bobina foi particionada.

Por outro lado da figura 6.13, tem-se que cada secção da bobina necessita de quatro comutadores, logo:

$$NC = 4 n \quad (6.4)$$

onde:

NC - número de comutadores.

n - número de secções da bobina particionada.

c) Tabelas Comparativas

Comparando NC e NP para as bobinas dividida e particionada, para obtenção do mesmo número de posições, tem-se:

	NP			
	9	27	81	243
ND	4	13	40	121
NC	7	16	43	124

TABELA 6.6 - Necessidades de derivações e comutadores em bobina dividida

	NP			
	9	27	81	243
n	2	3	4	5
NC	8	12	16	20

TABELA 6.7 - Necessidades de secções e comutadores
em bobina particionada ($R = 3$)

As tabelas 6.6 e 6.7 permitem concluir que:

- a) A partir de 3 secções a bobina particionada, sob o aspecto do número de comutadores necessários, é mais vantajosa que a bobina dividida;
- b) O processo de manufatura de uma bobina particionada é mais simples que o de uma bobina dividida já a partir de $n = 2$, pois neste caso a bobina dividida necessitaria de quatro derivações. Observe-se que acima desses valores cada vez mais acentua-se esse efeito.

6.4 - POSSÍVEIS ALTERAÇÕES NAS BOBINAS AUXILIARES DO "ADZ"

Antes de estudar as possíveis alterações nas bobinas auxiliares do "ADZ", cabem as perguntas:

- a) Quantos distintos valores de $\dot{U}_S$ serão possíveis a partir de tais modificações ?
- b) Na prática, essa gama de variações é necessária ?

Bem, com relação a primeira pergunta, tem-se que como o "ADZ" tem em sua concepção básica duas bobinas auxiliares, colocadas em colunas diferentes do núcleo magnético, o número total de posições, ou de valores de $\dot{U}_S$ é dado por:

$$NT = \left[NP \right]^2 \quad (6.5)$$

onde:

NT - número total de possíveis diferentes valores de $\dot{U}_S$.

Para o caso de uma bobina dividida, substituindo-se (6.2) em (6.5), vem:

$$NT = \left[2 ND + 1 \right]^2 \quad (6.6)$$

No caso de uma bobina particionada, substituindo-se (6.3) em (6.5), vem:

$$NT = R^{2n} \quad (6.7)$$

Aplicando-se as equações (6.5) ou (6.6) e (6.7) aos valores das tabelas 6.6 e 6.7, vem:

BOBINA DIVIDIDA	ND			
	4	13	40	121
NT	81	729	6561	59049
BOBINA PARTICIONADA (R = 3)	2	3	4	5
	n			

TABELA 6.8 - Número total de posições para bobinas dividida e particionada, em função de ND e de n

Da tabela 6.8, verifica-se ainda mais a vantagem de uma bobina particionada a partir de $n = 3$, aliado ao aumento, já verificado, vertiginoso do número de comutadores, para os mesmos resultados finais, no caso da bobina dividida.

Com relação a segunda questão colocada, pode-se afirmar que para o uso específico do "ADZ" em um sistema elétrico de potência, 81 diferentes valores de $\bar{U}_S$, em princípio, já seriam suficientes. Entretanto nesse caso, para a faixa de variação $0,9 \leq \bar{U}_S \leq 1,1$, a cada derivação da bobina dividida, ou combinação da bobina particionada, $\bar{U}_S$ estaria incrementado em "steps" de

0,025 por unidade (vide tabelas 6.3 e 6.4). Caso se deseje "steps" de menor valor, duas soluções são factíveis:

- a) Mantidos os "steps" em 0,01 por unidade, a bobina particionada deveria ter 3 secções e então a faixa de variação de $\bar{U}_S$ estaria entre 0,87 e 1,13 e seriam necessários 12 comutadores (vide tabela 6.7), enquanto com bobina dividida deveriam haver 13 derivações e portanto 16 comutadores (vide tabela 6.6), para um total de 729 posições de $\bar{U}_S$ (vide tabela 6.8).
- b) Mantida a faixa de variação de $\bar{U}_S$ em 0,9 a 1,1, e usando bobina particionada em 3 secções, os "steps" seriam 0,0077, com 12 comutadores e 729 diferentes valores de $\bar{U}_S$ e 27 "taps" para $\bar{U}_S$; enquanto que na mesma faixa de variação de $\bar{U}_S$, uma bobina dividida com 10 derivações teria "steps" de 0,01 com 13 comutadores, 21 "taps" para $\bar{U}_S$ e 441 diferentes valores de $\bar{U}_S$.

Isso colocado, conclui-se que em transformadores que necessitem de um razoável número de "taps", a obtenção destes através de bobina particionada torna-se mais atrativa do que com bobina dividida. Logo as bobinas auxiliares do "ADZ" poderiam ser modificadas para o sistema de bobinas particionadas, como as mostradas na figura 6.13.

5.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Pelas discussões levadas a efeito neste capítulo, conclui-se que a comutação eletrônica, com tiristores em anti-paralelo disparados com $\alpha = 0^\circ$, é conveniente em termos de rapidez, confiabilidade e por permitir uma adequada estratégia de controle sem que haja o risco de geração de componentes harmônicos.

Pôde-se concluir também que para a otimização de um equipamento que permita a obtenção de diferentes valores de tensão, faz-se necessário conhecer as comparações entre uma bobina dividida e uma bobina particionada. Neste sentido, face às diversas aplicações em engenharia elétrica, onde se usa transformadores com derivações, esta discussão tornou-se assáz interessante., como no caso das modificações propostas para as bobinas auxiliares do "ADZ".

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES E SUGESTÕES

Em verdade, as considerações finais de cada capítulo já servem como um arcabouço das conclusões gerais. Desta forma, a partir das mesmas, promove-se o coroamento deste trabalho como descrito a seguir.

Por ser um autotransformador, apresentando, portanto, menor custo que um transformador convencional e por sua capacidade de controlar simultânea e independentemente o módulo e o ângulo de fase do fasor tensão de saída, ou seja, podendo atuar dentro de um sistema elétrico como um Regulador, como um Defasador, ou ainda, como um Controlador de Fasor, vale dizer por tratar-se de um único equipamento com três funções distintas, conclui-se que o "ADZ" pode ser utilizado em:

- Sistemas de Transmissão, proporcionando controle simultâneo do fluxo de potências ativa e reativa, bem como auxiliar na regulação dos níveis de tensão dos mesmos [30] e [31];

- Redistribuição de potências entre sistemas interligados, de forma a, através do controle adequado das mesmas, minimizar as perdas de energia [29];

- Alimentação de multiconversores estáticos de baixa tensão e grande potência. É o caso de algumas aplicações industriais, como, por exemplo, em plantas de obtenção e processamento de alumínio, entre outras [27] e [28];

- Correções de eventuais desequilíbrios de tensões, como por exemplo, no caso de falta de transposição de linhas, através de combinações de "taps" em suas três fases. Esta possibilidade chegou a ser verificada em laboratório durante a fase experimental levada a efeito.

Por outro lado, com relação a outros trabalhos, direta ou indiretamente, vinculados ao "ADZ", sugere-se:

- Desenvolvimento de estudos para a escolha da alocação ótima de um "ADZ" em um determinado sistema interligado;

- Outras configurações que o envolvam, associado ou não a outros transformadores especiais, para a alimentação de multiconversores estáticos;

- Desenvolvimento de um sistema de controle computadorizado, para detetar a situação momentânea de um sistema de transmissão e, então, comandar automaticamente a mudança de "taps", no sentido de atender requisitos pré-estabelecidos de: níveis de tensão, potência ativa e potência reativa;

- Estudar, com profundidade, a conveniência e a viabilidade da aplicação em compensação de desequilíbrios das tensões de linhas, podendo, evidentemente, cumprir simultaneamente outras funções;

- Projetar, construir e implementar, a nível de laboratório, um outro protótipo, em que as bobinas auxiliares fossem do tipo particionadas. -

ANEXO I

Neste anexo são apresentadas cópias de algumas das fotografias tiradas em laboratório, ao longo das diversas fases do desenvolvimento deste trabalho.

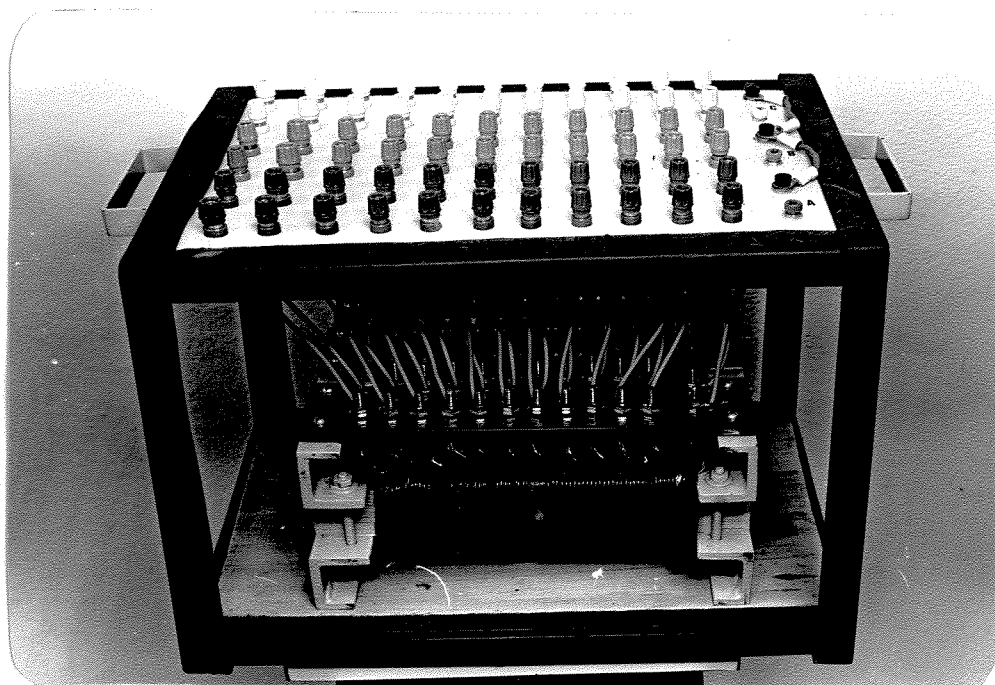


FOTO 1 - Vista frontal do "ADZ"

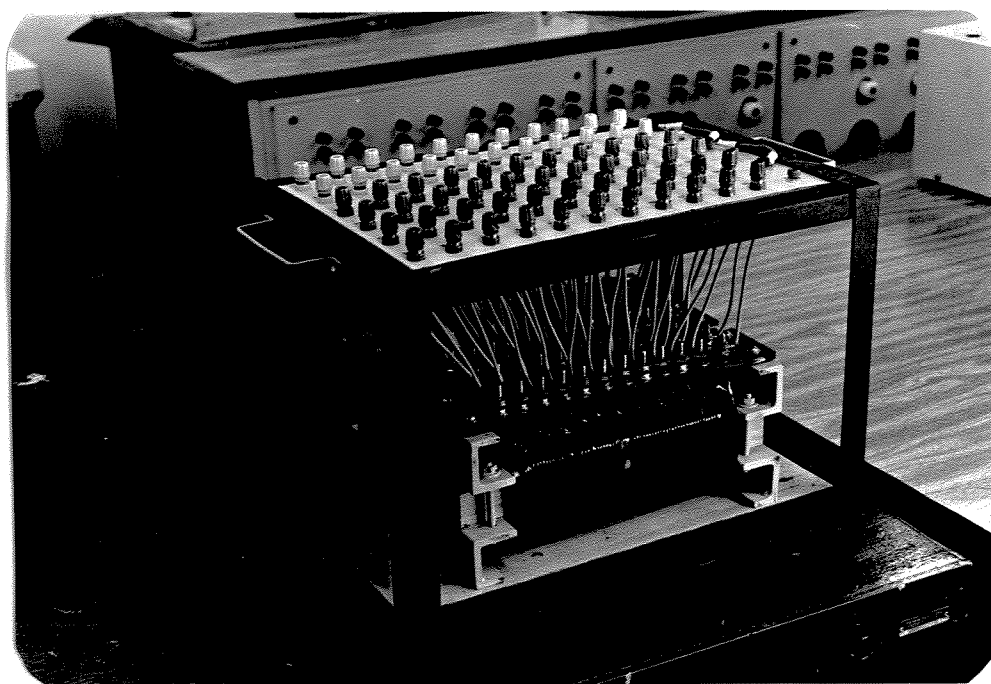


FOTO 2 - Vista geral do "ADZ"

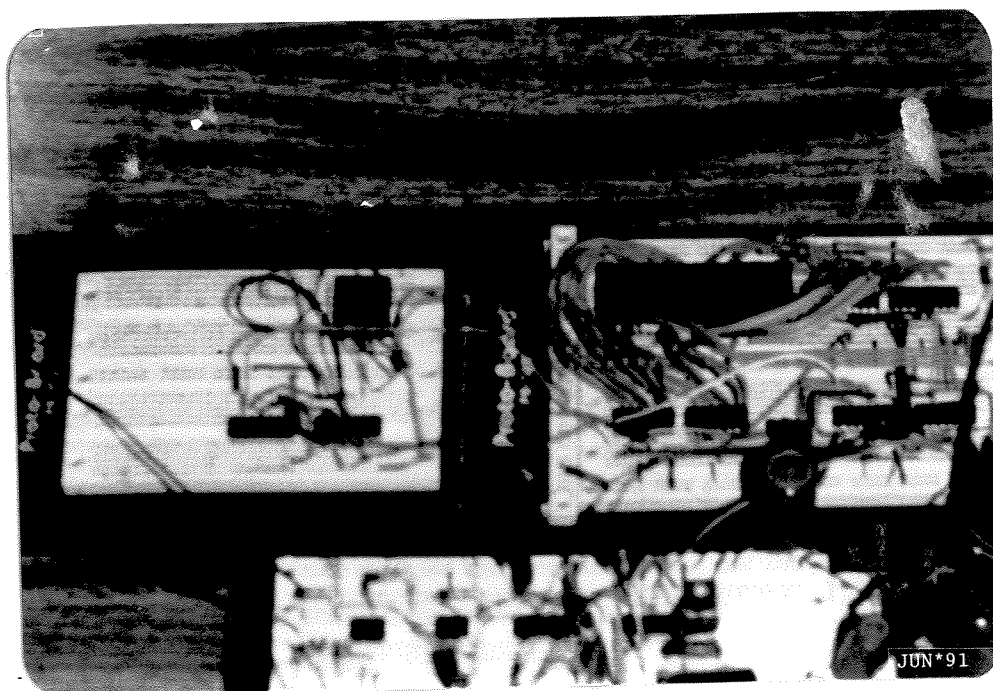


FOTO 3 - Medidor de ângulo no "Proto-Board"

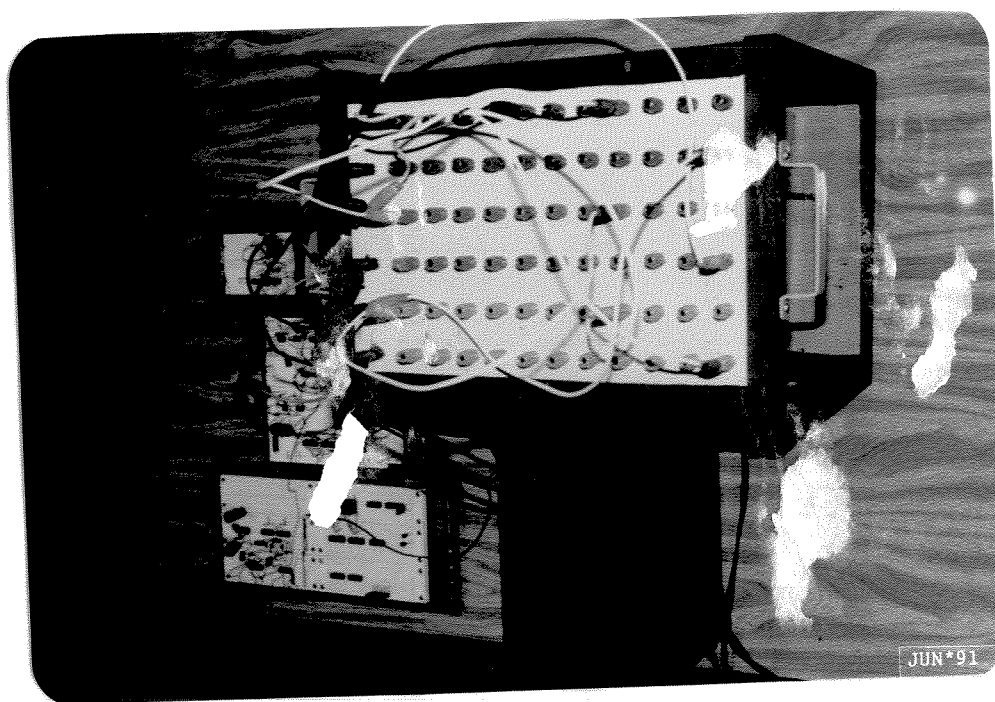


FOTO 4 - Vista superior do "ADZ" e do medidor



FOTO 5 — Medidor de ângulo com acabamento final

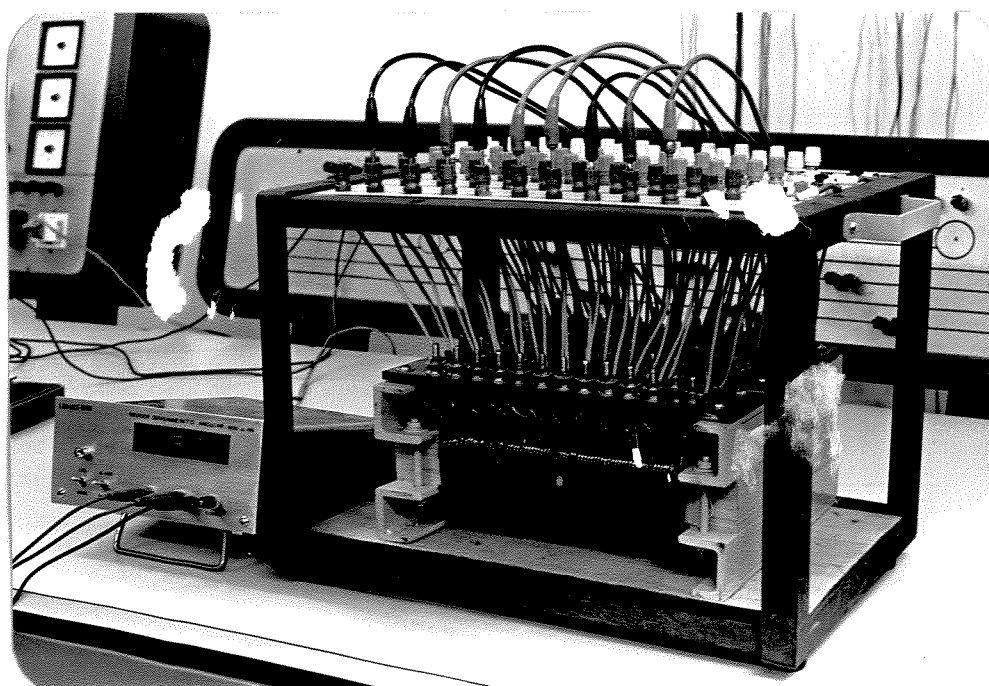


FOTO 6 — Conjunto "ADZ" — medidor de ângulo

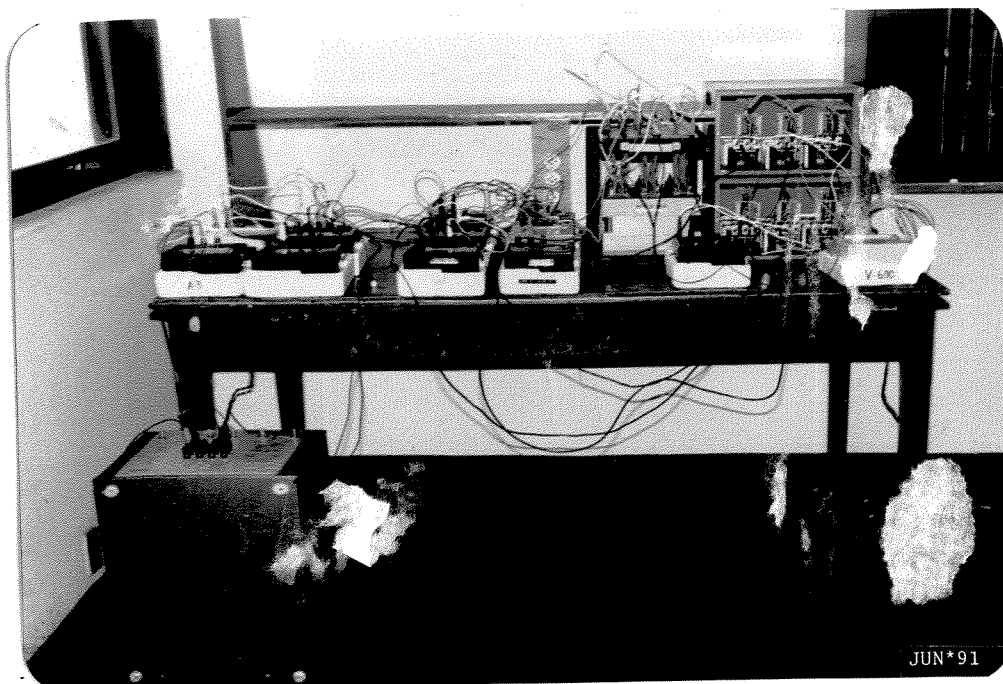


FOTO 7 - Vista frontal do sistema da figura 4.4



FOTO 8 - Vista superior do sistema da figura 4.4

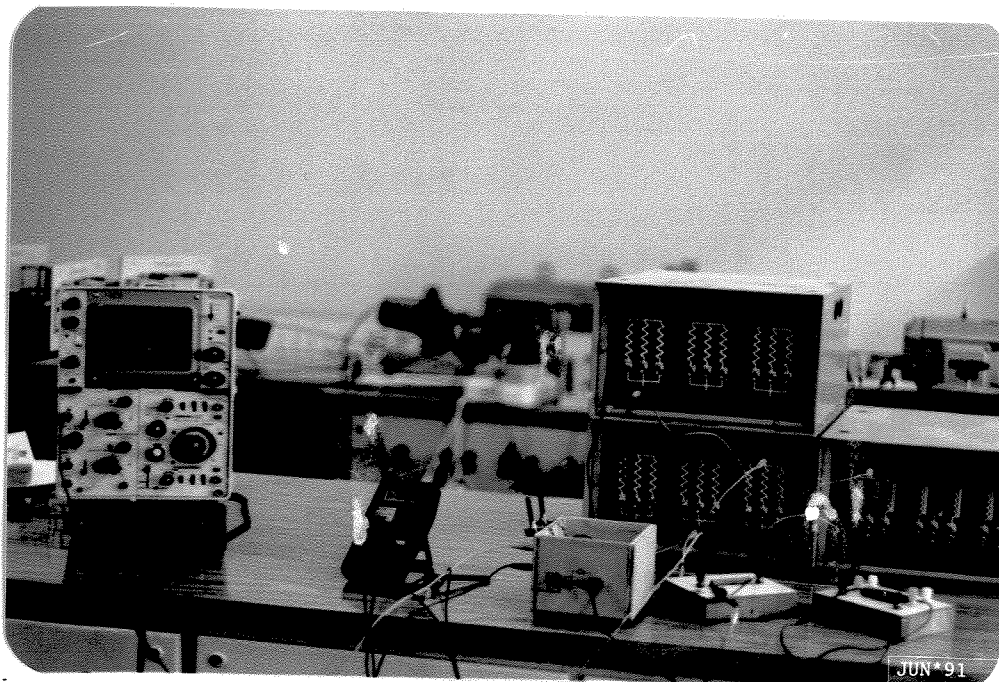


FOTO 9 - Vista frontal do sistema da figura 6.2

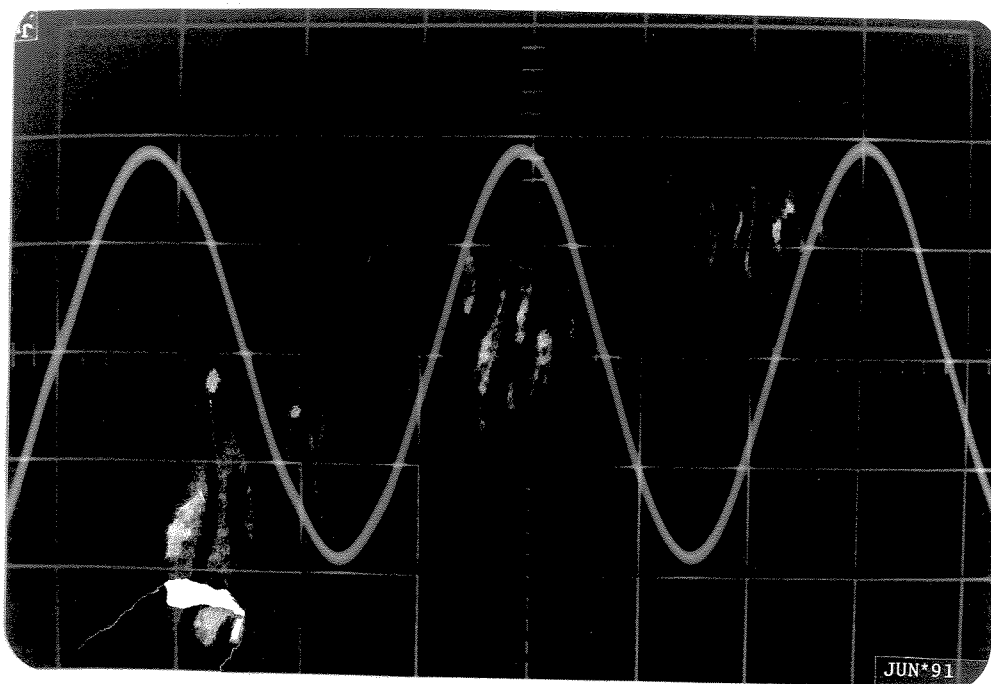


FOTO 10 - Foto relativa à figura 6.3

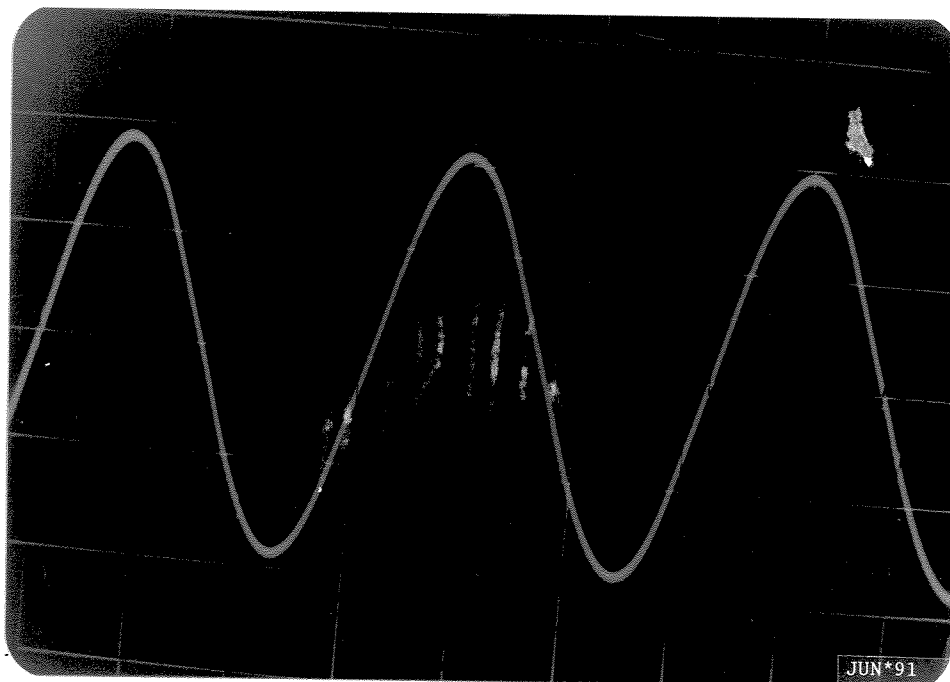


FOTO 11 - Foto relativa à figura 6.5

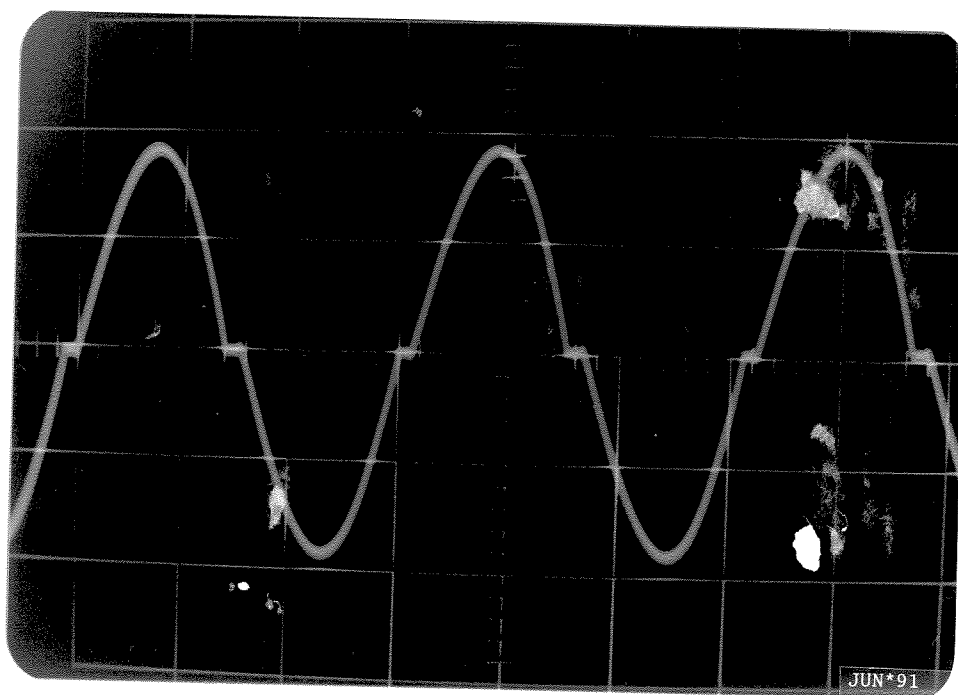


FOTO 12 - Foto relativa à figura 6.6

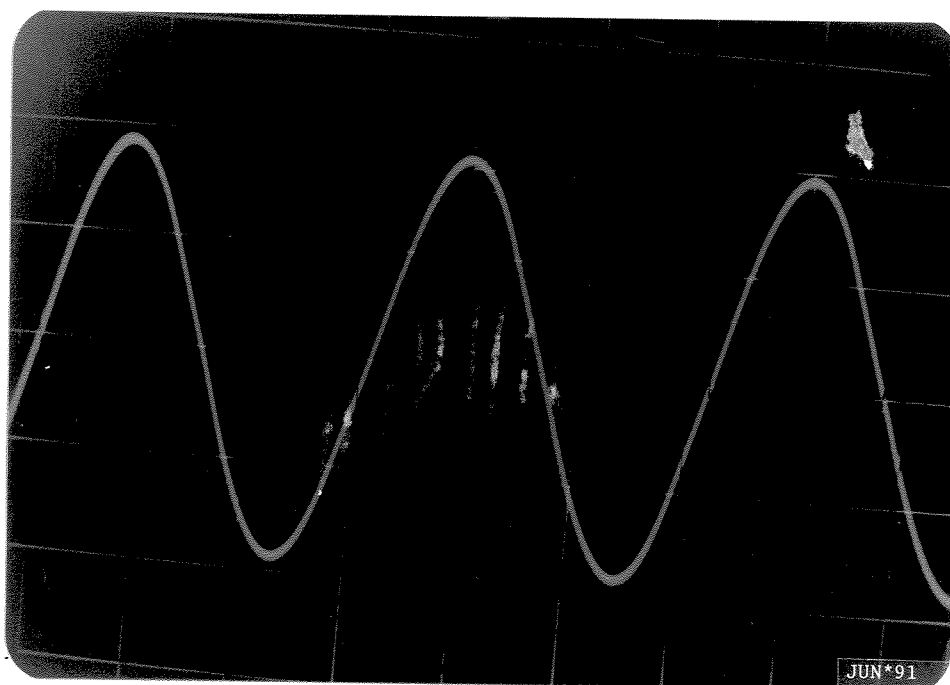


FOTO 11 - Foto relativa à figura 6.5

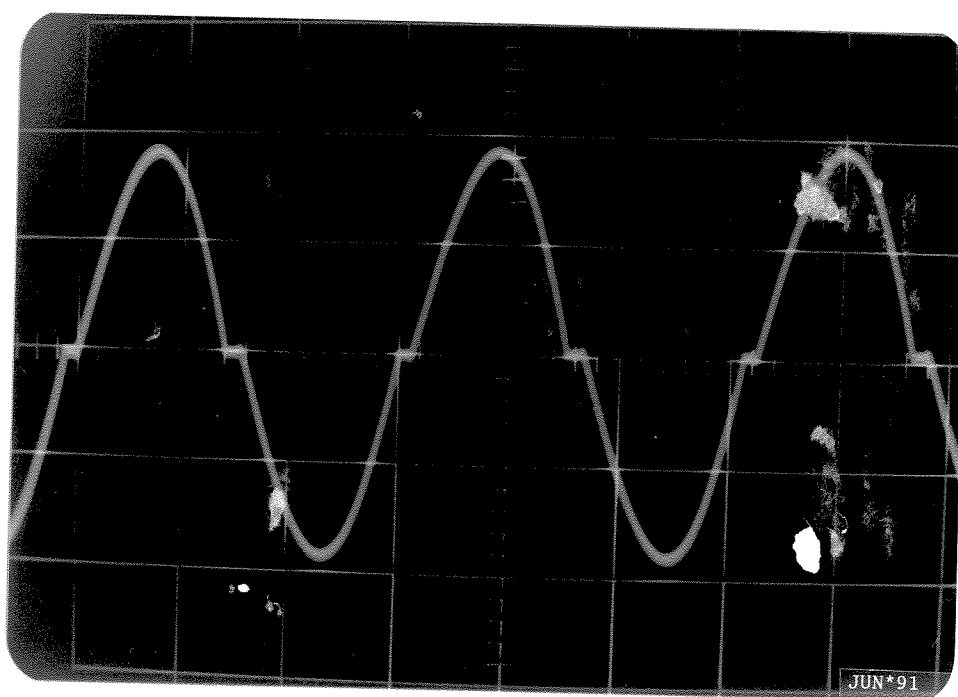


FOTO 12 - Foto relativa à figura 6.6

ANEXO II

Neste anexo são apresentadas cópias do Memorial de Cálculo do fabricante do protótipo do "ADZ" : CYROMAC - CONSTRUÇÕES ELETROMECAÑICAS - POÇOS DE CALDAS - MG.

TRANSFORMADOR TRIFASICO - "FASE SHIFTER"

MARCA CYROMAC - Nº 1018 TIPO E

$$P = 1,0 \text{ KVA}$$

$$V/E = 0,4 \sqrt{1,0} = 0,4 \text{ (V/E)}$$

$$K = 0,30$$

$$B = 10.000 \text{ (GAUSS)}$$

Chapa M-5

$$\phi = \frac{0,4 \times 10^8}{4,44 \times 60} = 1,50 \times 10^5 \text{ maxwell}$$

$$SL = \frac{1,5 \times 10^5}{10.000} = 15 \text{ cm}^2 \quad Sb = 15/0,93 = 16,13 \text{ (cm}^2\text{)}$$

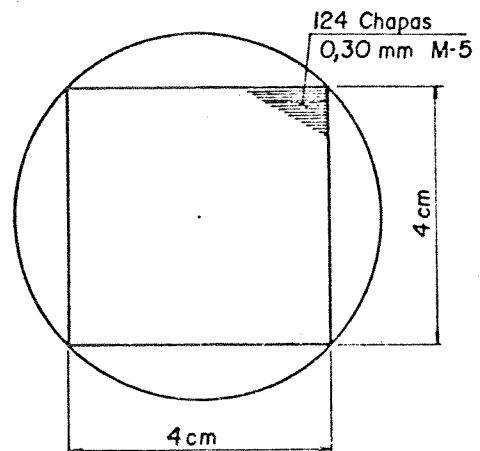
$$D = 1,42 \sqrt{16,13} = 5,70 \text{ (cm)}$$

$$L = 5,70 \times 0,707 = 4,03 \text{ (cm)}$$

$$\text{Numero de Chapas} = \frac{40 \times 0,93}{0,3} = 124$$

$$N = \frac{132 \times 10^8}{4,44 \times 60 \times 15 \times 10^4} = 330 \text{ Espiras}$$

$$N = 300 \text{ Espiras}$$



Enrolamentos defasadores = 30 espiras

Fios 19 e 10

$$J_1 = \frac{1,14}{0,6527} = 1,75 \text{ (A/mm}^2\text{)}$$

$$J_2 = \frac{11,40}{5,261} = 2,169 \text{ (A/mm}^2\text{)}$$

$$\phi \text{ ext. fio 10} = 2,90 \text{ (mm)}$$

$$\phi \text{ ext. fio 19} = 1,1 \text{ (mm)}$$

$$H = \text{Nucleo} = 30 \times 2,90 \times 2 = 174 \text{ mm} + 30 = 204 \text{ mm janela}$$

$$\text{adotado } H = 210 \text{ mm}$$

$$D = 57 \text{ (mm)}$$

$$D_{il} = 57 + 2 = 59 \text{ (mm)}$$

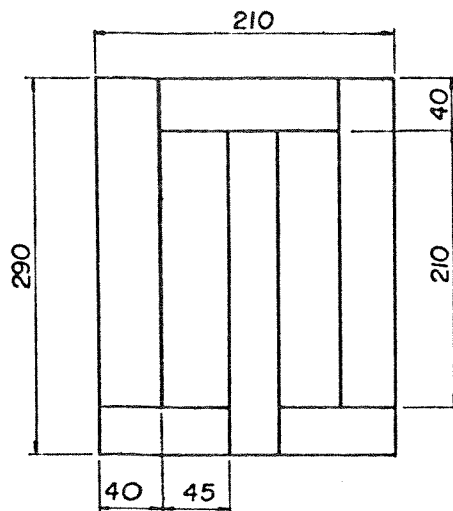
$$E_1 = 1,1 \times 3 + 3 \times 1 = 63 \text{ mm}$$

$$D_{el} = 59 + 2 \times 6,3 = 71,60 \text{ mm}$$

$$E_2 = 2,9 + 1 = 3,9$$

$$D_{e2} = 79,40 \sim 80 \text{ mm}$$

Cyromac
02/03



$$L = 80 - 40 + 5 = 45 \text{ mm}$$

PESO DO NUCLEO

$$\text{Colunas} = 3 \times 15 \times 10^2 \times 2,85 \times 7,8 = 10 \text{ (Kgf)}$$

$$\text{Culatras} = 4 \times 15 \times 10^2 \times 0,55 \times 7,8 = \frac{2,57 \text{ (Kgf)}}{12,57 \text{ (Kgf)}}$$

CONDUTORES

$$E_{M_1} = \frac{59 + 71,6}{2} \pi = 205,15 \text{ (mm)}$$

$$E_{M_2} = \frac{71,6 + 80}{2} \times \pi = 238,13 \text{ (mm)}$$

$$G_1 = 3 \times 0,6527 \times 10^4 \times 205,15 \times 10^2 \times 300 \times 8,9 = 1,07 \text{ (Kgf)}$$

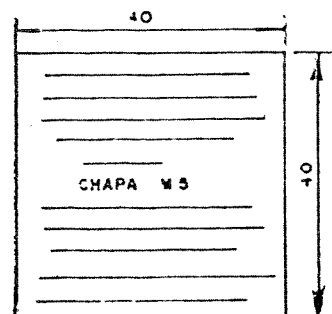
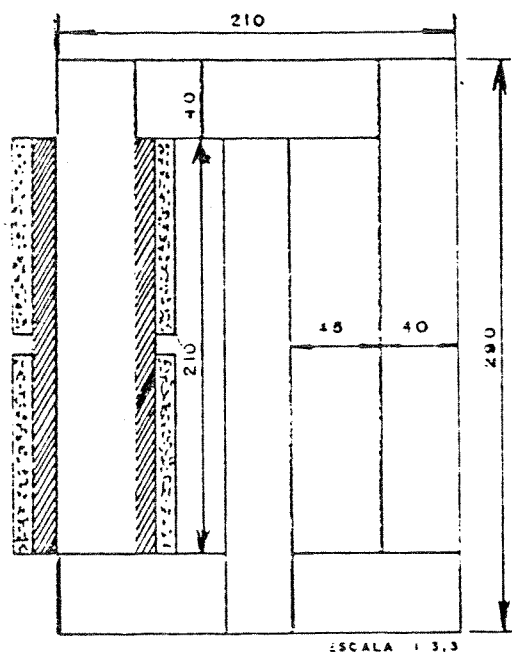
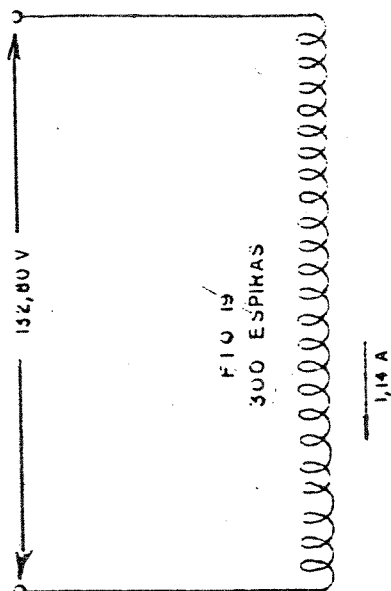
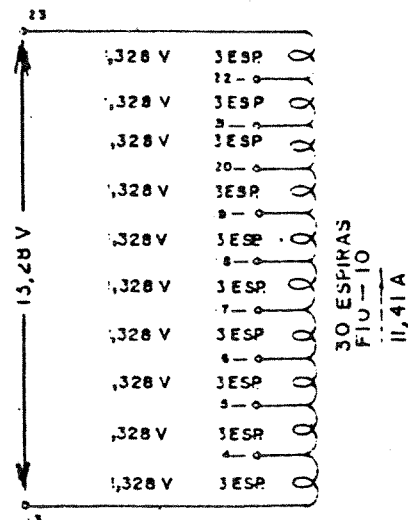
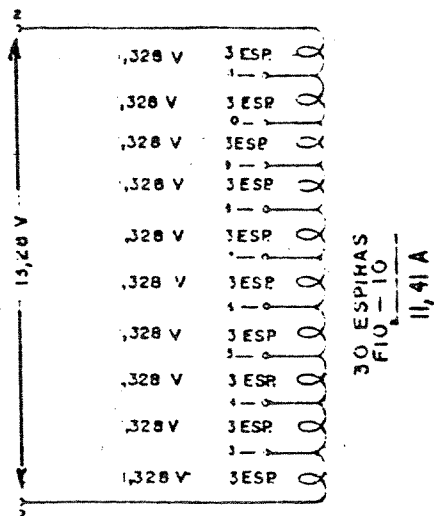
$$G_2 = 3 \times 5,26 \times 10^4 \times 238,13 \times 10^2 \times 60 \times 8,9 = 2,01 \text{ (Kgf)}$$

PERDAS

$$P_0 = 1,20 \times 1,40 \times 12,57 \times \frac{0,30}{0,454} = 13,95 \text{ W}$$

$$P_1 = 2,65 \times 1,75^2 \times 1,07 = 3,91 \text{ W}$$

$$P_2 = 2,65 \times 2,169^2 \times 2,01 = 25,06 \text{ W}$$



NOTA - OS TAPS 0,1...23 DEVERÃO
SER LEVADOS A PLACA BORNES

CYROMAC CONSTRUÇÕES ELETROMECAICAS POCOS DE CALDAS-MG		CLIENTE E.F.E.I.	
PROJETO Nº DESENHO MARTIN BECKER		PROJETO DIAGRAMA DE UMA DAS FASES DO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO. PROJETO "FASE SHIFTER"	
PROJETO DATA	VISTO DATA	APROV. DATA	FOLHA PEZ

ANEXO III

Este anexo contém os valores das medições efetuadas com a montagem mostrada na figura 4.4 e que deram origem às tabelas do item 4.5.

MEDIÇÕES SEM ADZ NA LINHA 2

$$I_{L1} = 0,740 \text{ [A]}$$

$$I_{L2} = 0,745 \text{ [A]}$$

$$I_C = 1,475 \text{ [A]}$$

$$U_{L1} = 181 \text{ [V]}$$

$$U_{L2} = 181 \text{ [V]}$$

$$U_C = 179 \text{ [V]}$$

$$P_{L1} = 211 \text{ [W]}$$

$$P_{L2} = 220 \text{ [W]}$$

$$P_C = 430 \text{ [W]}$$

$$Q_{L1} = 96,5 \text{ [VAR]}$$

$$Q_{L2} = 78,5 \text{ [VAR]}$$

$$Q_C = 176 \text{ [VAR]}$$

MEDIÇÕES COM ADZ (POSIÇÃO 3) NA LINHA 2

$$I_{L1} = 0,755 \text{ [A]}$$

$$I_{L2} = 0,725 \text{ [A]}$$

$$I_C = 1,470 \text{ [A]}$$

$$U_{L1} = 180 \text{ [V]}$$

$$U_{L2} = 164 \text{ [V]}$$

$$U_{ADZ} = 180 \text{ [V]}$$

$$U_C = 178 \text{ [V]}$$

$$P_{L1} = 224 \text{ [W]}$$

$$P_{L2} = 208 \text{ [W]}$$

$$P_C = 432 \text{ [W]}$$

$$Q_{L1} = 77,8 \text{ [VAR]}$$

$$Q_{L2} = 95,2 \text{ [VAR]}$$

$$Q_C = 173,5 \text{ [VAR]}$$

MEDIÇÕES COM ADZ (POSIÇÃO 7) NA LINHA 2

$$I_{L1} = 0,73 \text{ [A]}$$

$$I_{L2} = 0,71 \text{ [A]}$$

$$I_C = 1,43 \text{ [A]}$$

$$U_{L1} = 174 \text{ [V]}$$

$$U_{L2} = 193 \text{ [V]}$$

$$U_{ADZ} = 174 \text{ [V]}$$

$$U_C = 172 \text{ [V]}$$

$$P_{L1} = 194,5 \text{ [W]}$$

$$P_{L2} = 208 \text{ [W]}$$

$$P_C = 402 \text{ [W]}$$

$$Q_{L1} = 110,5 \text{ [VAR]}$$

$$Q_{L2} = 56,0 \text{ [VAR]}$$

$$Q_C = 166,3 \text{ [VAR]}$$

MEDIÇÕES COM ADZ (POSIÇÃO P') NA LINHA 2

$$I_{L1} = 0,79 \text{ [A]}$$

$$I_{L2} = 0,68 \text{ [A]}$$

$$I_C = 1,46 \text{ [A]}$$

$$U_{L1} = 177 \text{ [V]}$$

$$U_{L2} = 176 \text{ [V]}$$

$$U_{ADZ} = 177 \text{ [V]}$$

$$U_C = 176 \text{ [V]}$$

$$P_{L1} = 223 \text{ [W]}$$

$$P_{L2} = 182 \text{ [W]}$$

$$P_C = 405 \text{ [W]}$$

$$Q_{L1} = 80,1 \text{ [VAR]}$$

$$Q_{L2} = 96,8 \text{ [VAR]}$$

$$Q_C = 177 \text{ [VAR]}$$

MEDIÇÕES COM ADZ (POSIÇÃO 2) NA LINHA 2

$$I_{L1} = 0,70 \text{ [A]}$$

$$I_{L2} = 0,77 \text{ [A]}$$

$$I_C = 1,45 \text{ [A]}$$

$$U_{L1} = 178 \text{ [V]}$$

$$U_{L2} = 169 \text{ [V]}$$

$$U_{ADZ} = 178 \text{ [V]}$$

$$U_C = 174 \text{ [V]}$$

$$P_{L1} = 190 \text{ [W]}$$

$$P_{L2} = 219 \text{ [W]}$$

$$P_C = 409 \text{ [W]}$$

$$Q_{L1} = 92,7 \text{ [VAR]}$$

$$Q_{L2} = 75,7 \text{ [VAR]}$$

$$Q_C = 168,5 \text{ [VAR]}$$

ANEXO IV

Este anexo, agregado por solicitação da banca examinadora, mostra cópia de artigo [32] sobre o medidor de ângulo de fase.

P E S Q U I S A E
DESENVOLVIMENTO



T E C N O L Ó G I C O

DIVULGAÇÃO DE PUBLICAÇÕES
TÉCNICAS DA Escola Federal
de Engenharia de Itajubá

DIRETOR GERAL DA E.F.E.I

Prof. Ulderico Mandolesi

DIRETOR DA EDITORA

Prof. Fernando José Costanti

EDITORES ASSISTENTES

Prof. Felício B. Monteiro

Prof. José A. Labegalini

Prof. Luiz A.H. Nogueira

SERVIÇOS GRÁFICOS

Departamento de Serviços Gerais

Diretor Luiz Augusto R. Salomon

Biblioteca da FEI

Diretora Satie Sakai Zaroni

DATILOGRAFIA/COMPOSIÇÃO

Heloisa H. Rennó Guimarães

Maria Terezinha de Fátima

Agostinho N.B. Guimarães

S U M Á R I O

Perfis Polinomiais da Velocidade e
Temperatura para Escoamento Laminar,
em tubo Circular e com Temperatura
Constante na Parede

Tapan Kumar Sen e Antonio Gomes Araújo 02

Metal Duro com e sem Revestimento
(Classificação e Aplicação)

Roberval R. da S. Carvalho 10

Medidor Digital de Defasamento Angu
lar Elétrico de Alto Desempenho

Carlos A. Mohallem Guimarães, José Augusto
Lamóglia e José P. Gonçalves de Abreu 16

Análise e Simulação do Conversor de
12 Pulsos

Ângelo José J. Rezek, João Roberto Cogo,
Jocélio Souza de Sá, José Policarpo G. de
Abreu e Alexandre Silva Santiago 22

Cálculo de Tensões e Deformações em
um Rotor Sujeito a um Gradiente de
Temperatura Pelo Método da Matriz de
Transferência

Sergio João Crnkovic e Márcio Tadeu de
Almeida 33

Geração de Energia Elétrica a Partir
da Lenha para o Interior do Amazonas

Alexandre César M. Moreira e Luiz Augusto
Horta Nogueira 41

Resumo de Teses

Pró-Diretoria de Pesquisa e Pós-Graduação (PPG) 49

Em Foco - A Estagnação Mundial de
Aço até 1995

Oscar Navarro Santos 50

Vol. 16 nº 2 Junho 1990 Itajubá - MG
Revista Trimestral ISSN 0101 - 5850

MEDIDOR DIGITAL DE DEFASAMENTO ANGULAR ELÉTRICO

DE ALTO DESEMPENHO

Carlos Alberto Mohallem Guimarães (*)

José Augusto Lamóglia (*)

José Policarpo Gonçalves de Abreu (*)

Este trabalho tem por finalidade mostrar o projeto e os resultados obtidos a partir de um protótipo de medidor digital de defasamento angular elétrico de alto desempenho, desenvolvido nos laboratórios da EFEI. Apesar de inúmeras outras aplicações o projeto final visou facilitar a medida de defasamentos de transformadores especiais tais como aqueles utilizados em pontes conversoras e a nova geração de autotransformadores denominados ADZ.

This paper shows both design and results acquired with a high performance electrical angle displacement digital meter developed at laboratories of Escola Federal de Engenharia de Itajubá. Although it can be used in several other applications the final design brings new facilities in measuring angular displacements of special transformers such as used on converter bridges and a new generation of auto-transformers called ADZ.

1. INTRODUÇÃO

No ano de 1982 foi apresentado um trabalho [1] que veio a facilitar a medida de defasamento angular elétrico entre dois sinais senoidais de 60Hz. Tal trabalho teve grande profusão no setor elétrico principalmente devido à novidade da proposição bem como o baixo custo evidenciado pelos autores. No entanto, o equipamento não atendeu a uma necessidade mais elaborada que seria a medida de ângulo elétrico com décimos e centésimos de graus.

No antigo trabalho a base de tempo utilizada na contagem, sendo de 21.600Hz, não poderia simplesmente ser elevada a 2.160.000Hz para que se ganhasse as duas casas decimais desejadas, pelo fato de que os componentes e a filosofia adotada não poderiam oferecer a exatidão necessária ao processo da medida.

(*) Professores do IEE/DET/EFEI.

Na atualidade depara-se com projeto de transformadores e autotransformadores com especialidades bem definidas utilizando-se ângulos de defasamento diversos, inclusive fracionários. Tal é o caso de transformadores com defasamento angular de $7,5^\circ$ ou $3,75^\circ$ utilizados em pontes conversoras ou ainda ângulos mais fracionários proporcionados por uma nova geração de autotransformadores denominados ADZ [2].

A medida de pequenos ângulos elétricos fracionários pelo método analítico é extremamente penosa e lenta. Esse trabalho vem propor um novo medidor de defasamento angular elétrico cujo desempenho deve-se à possibilidade de medida direta de ângulos fracionários resguardando-se a exatidão do processo bem como o baixo custo.

2. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O processo da medida do defasamento angular elétrico consiste em detectar o cruzamento com o zero por uma onda senoidal e contar o tempo até ao ponto correspondente da outra onda senoidal, como mostra a Figura 1.

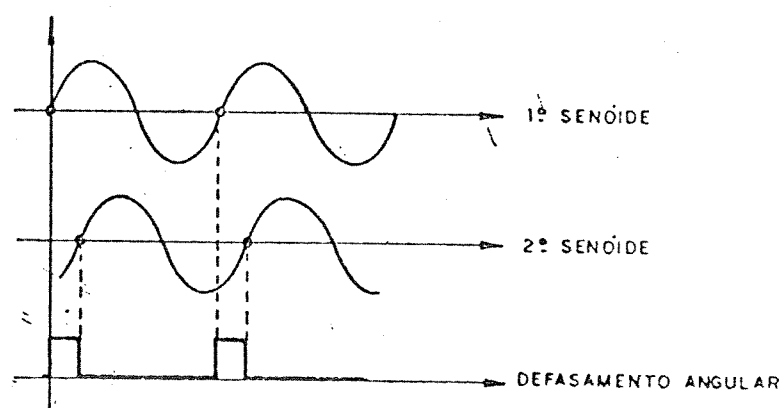


FIG. 1

Figura 1 - Defasamento Angular Elétrico Medido a Partir dos Zeros das Senóides.

A detecção do zero é feita por um comparador de alta velocidade que gera uma onda quadrada a partir da senóide. É utilizado para isso um amplificador operacional de alto desempenho ($A_o = 120$ dB e Slew-rate = 150 V/ μ s).

O circuito divide-se basicamente em duas partes, a primeira cuida da obtenção do pulso correspondente ao defasamento angular como mostrado na Figura 1 e modula-o com uma base de tempo de alta frequência deixando um trem de pulsos pronto para ser contado, a segunda tem por finalidade a contagem do trem de pulsos obtido na primeira parte como mostrado na Figura 2.

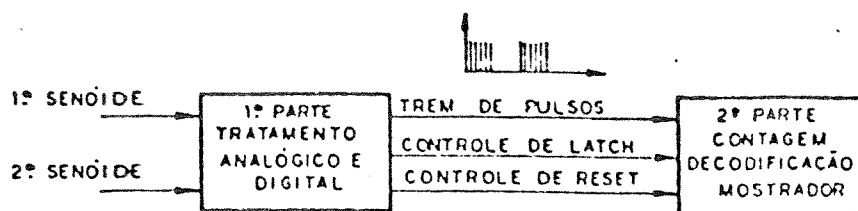


FIG. 2

Figura 2 - Diagrama em Blocos Geral do Medidor

A Figura 3 mostra o diagrama em blocos da primeira parte e a Figura 4 mostra o seu diagrama em nível.

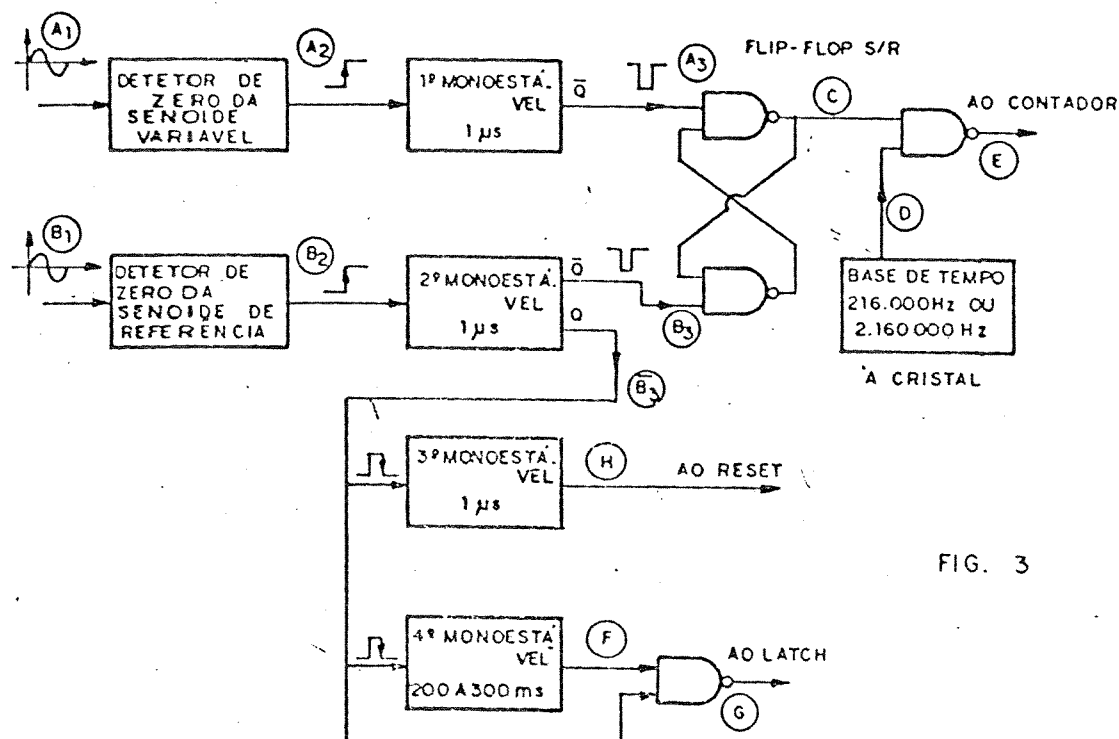


FIG. 3

Figura 3 - Diagrama em Blocos da 1ª Parte do Circuito.

(Tratamento Analógico e Digital)

Inicialmente as duas ondas senoidais A1 e B1 passam pelos blocos "Detetor de zero" obtendo-se assim as ondas quadradas A2 e B2, respectivamente, de mesma fase e frequência.

As ondas A2 e B2 por sua vez disparam monoestáveis ativáveis por borda positiva e têm como resposta pulsos de período ativo em zero de duração 1[μs], aproximadamente, conforme A3 e B3.

A3 e B3 atuando no flip.flop S/R produzem o pulso C que tem por duração o mesmo ângulo de defasagem entre as duas senóides.

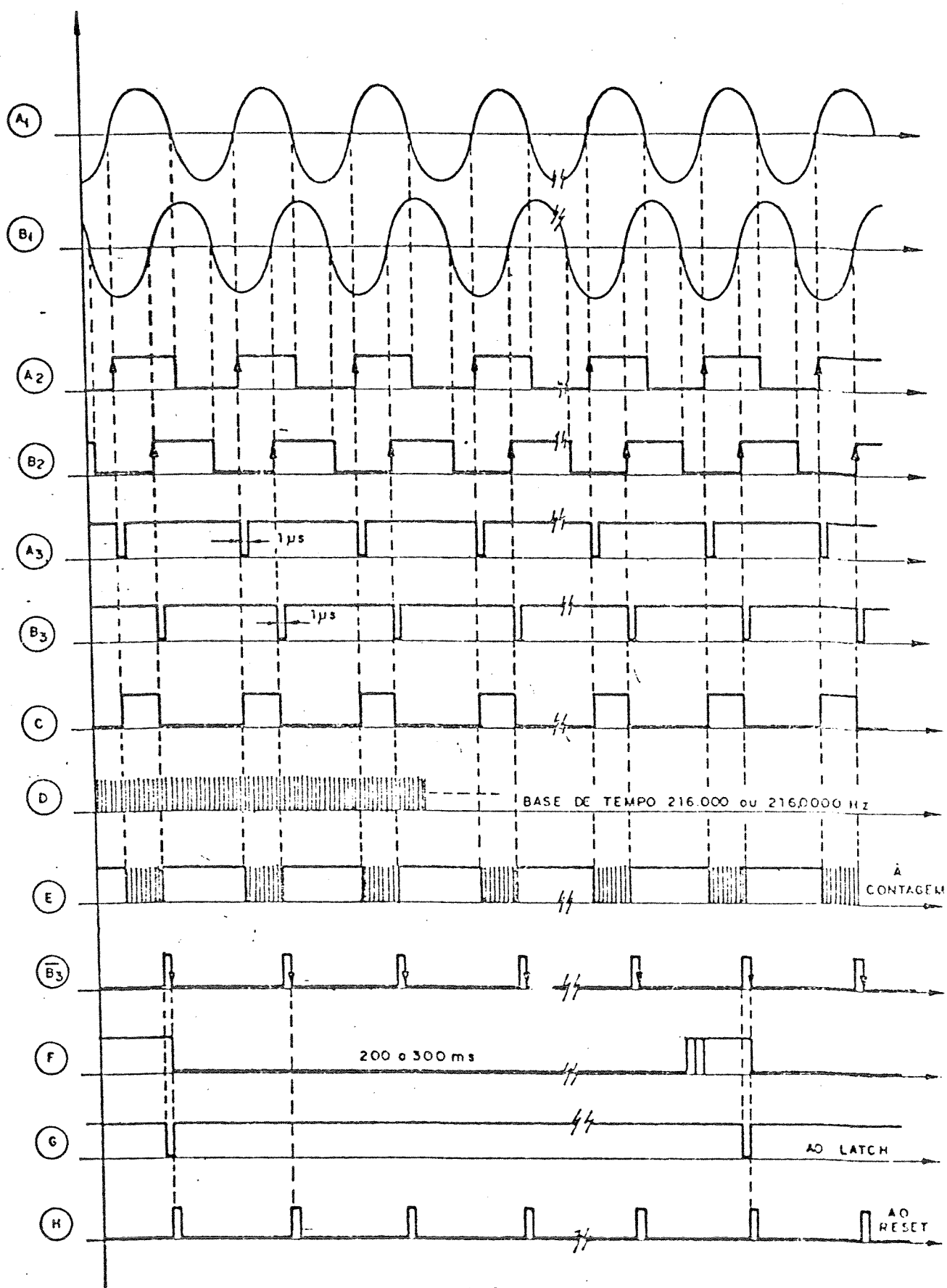


FIG. 4

Figura 4 - Diagrama em Nível da 1ª Parte do Circuito.

O pulso C é modulado por uma alta frequência (216.000Hz ou 2.160.000Hz) tendo como resultado o conjunto de trens de pulsos E.

Cada trem de pulso possui uma quantidade de pulsos igual a $10 \times \text{ângulo de defasagem}$ ou $100 \times \text{Ângulo de defasagem}$ caso utiliza-se 216.000 ou 2.160.000Hz, respectivamente, como base de tempo. Por exemplo, caso tenha-se uma defasagem de $3,75^\circ$ o trem de pulsos conterá 37 ou 375 pulsos (dependendo da base de tempo).

Na segunda parte do circuito esse trem de pulsos é contado e logo após a contagem é transferida para um mostrador digital através de um comando de destravamento de LATCH proporcionado pelo pulso G da Figura 4. Uma vez transferida a contagem o mostrador é bloqueado retendo essa informação e em seguida os contadores são zerados com um pulso de curta duração (RESET) para que se efetue nova contagem.

Para evitar-se que a 2ª parte do circuito conte 60 trens de pulsos por segundo (O ideal é de 3 a 5 contagens) previu-se um tratamento do pulso de "LATCH" de 200 a 300 ms fornecido pelo 4º monostável como na figura 4.

Na Figura 5 é mostrado o diagrama em blocos do sistema contador completo a cinco dígitos, onde foram cascadeados cinco contadores de unidades (cada qual composto de um contador BCD, um decodificador BCD/7 segmentos e um display 7 segmentos) formando assim unidade, dezena, centena, milhar e dezena de milhar.

A posição do ponto decimal pode ficar no dígito das dezenas ou no dígito das centenas caso trabalha-se com 216.000 ou 2.160.000Hz.

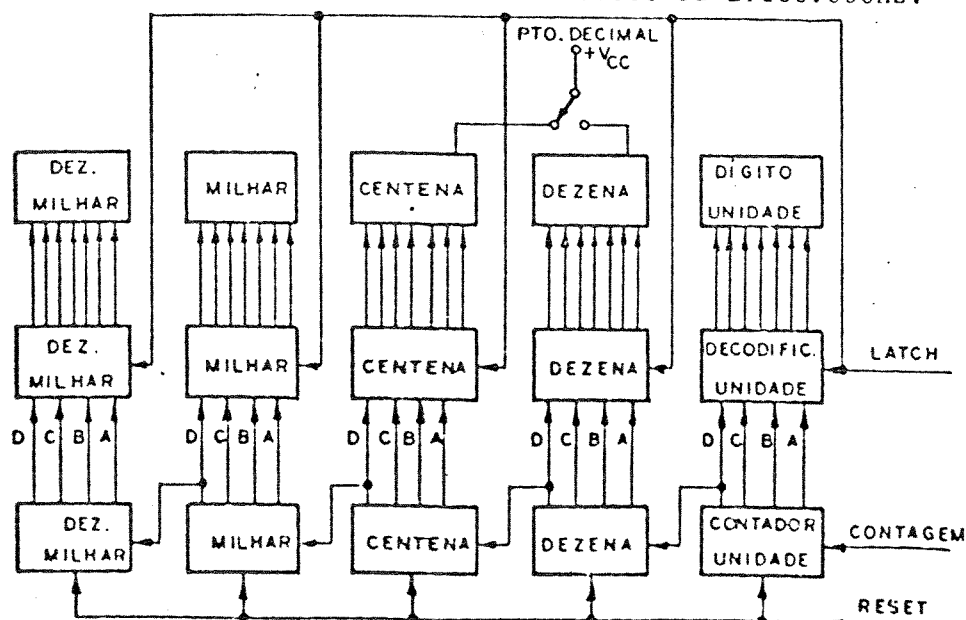


Figura 5 - Diagrama em Blocos do Contador Completo a Cinco Dígitos, 2ª Parte do Circuito.

No protótipo foram utilizados os circuitos integrados 4518 como contador BCD, o 4511 como decodificador BCD/7 segmentos e o FND 560 como dígit_o a LED tipo 7 segmentos.

3. CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

Através da remodelagem do projeto anterior [1] o medidor de defasamento angular elétrico digital tornou-se razoavelmente exato para que se possa medir até centésimos de graus. No entanto para conseguir-se tal efeito houve a necessidade de outras adaptações tais como:

- a) Utilização de transformadores de potencial e/ou corrente de classe 0,3 ou melhor para a captação dos sinais de entrada. Poder-se-ia no entanto utilizar optoacopladores de alta velocidade, tal como o TIL-111, entre os detectores de zero e os seus respectivos monostáveis de 1 μ s mostrados na Figura 3.
- b) Desacoplar a fonte de alimentação nos circuitos integrados, blindar o conjunto eletrônico depois de montado, utilizar cabos blindados na captação dos sinais, evitando-se assim a penetração de ruídos espúrios maloperando o medidor.
- c) O medidor não necessita de ajustes.
- d) A medida de ângulo é sempre feita positivamente de zero a 360° , sendo a onda A2, como mostrada na Figura 4, a referência para a medida.
- e) Utilizar base de tempo a cristal. No protótipo foi utilizado um cristal cortado na frequência de 21,6 MHz e posteriormente foi dividida por 10 e 100 por divisores integrados obtendo-se 2.160.000 e 216.000 Hz.
- f) O medidor foi projetado, desenvolvido e implementado nos laboratórios do Departamento de Eletrotécnica da Escola Federal de Engenharia de Itajubá.

4. BIBLIOGRAFIA

- [1] Medidor de defasamento angular de baixo custo C.A.M. Guimarães, J.P.G. Abreu, P.S. Pereira IIº Seminário Interno de Pesquisa 1982 - Escola Federal de Engenharia de Itajubá.
- [2] Autotransformador com controle de módulo e fase de tensão (ADZ) aplicado a sistemas multiconversores J.P.G. Abreu, J.C. Oliveira, M.S. Miskulim, H. Arango; A.J.J. Resek - 8º Congresso Brasileiro de Automática - Belém/PA - Agosto/1990 - (A ser apresentado).

★

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

A bibliografia está dividida em três partes principais : livros, teses e relatórios técnicos; artigos consultados e artigos produzidos. A justificativa deste último item dá-se em função de que, por vezes, o texto da tese foi elaborado ou melhorado a partir de tais artigos, e, em outras vezes, os artigos tiveram por base o texto da tese.

A - LIVROS, TESES E RELATÓRIOS TÉCNICOS

- [1] - E.E. STAFF DEL M.I.T.; CIRCUITOS MAGNÉTICOS Y TRANSFORMADORES; Editorial Reverté S.A.; Barcelona - España - 1965.
- [2] - Feinberg, R. (Editor); MODERN POWER TRANSFORMER PRACTICE; The MacMillan Press Ltda; London - Great Britain - 1979.
- [3] - Elgerd, O.L.; INTRODUÇÃO À TEORIA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA; Edição Brasileira com Tradução de Cotrim, A. A.M.B.; MCGRAW-HILL - São Paulo - Brasil - 1976.
- [4] - Stevenson, W.D.; ELEMENTOS DE ANÁLISE DE SISTEMAS DE POTÊNCIA; Edição Brasileira com Tradução de Mayer, A.R. - 2^o Edição em Português; MCGRAW-HILL - São Paulo - Brasil - 1986.

- [5] - Monticelli, A.; FLUXO DE CARGA EM REDES DE ENERGIA ELÉTRICA;
Editora Edgard Blücher Ltda; São Paulo - Brasil - 1983.
- [6] - Robba, E.J.; INTRODUÇÃO A SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA;
Editora Edgard Blücher Ltda - São Paulo - Brasil - 1972.
- [7] - Dewan, S.B. & Straughen, A.; POWER SEMICONDUCTOR CIRCUITS;
John Wiley & Sons - New York - USA - 1975.
- [8] - Tibúrcio, J.C.; NON-LINEAR PROGRAMMING METHODS IN OPTIMAL
LOAD-FLOW ANALYSIS; Tese de Doutorado, UMIST -
Manchester - UK - 1977.
- [9] - Martignoni, A.; TRANSFORMADORES; Editora Globo; Porto Alegre
Brasil - 1981.
- [10] - Abreu, J.P.G.; RELATÓRIO FINAL DE IA 348 - ESTUDOS ESPECIAIS
I - "CONTROLE DO FLUXO DE POTÊNCIA DE TRANSFORMADORES
COM RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO COMPLEXA"; Campinas
Brasil - 1986.
- [11] - Abreu, J. P. G.; RELATÓRIO FINAL DE IA 349 - ESTUDOS
ESPECIAIS II - "ANÁLISE TÉCNICA, ECONÔMICA E DE DESEMPENHO
DE TRANSFORMADORES DEFASADORES"; Campinas - Brasil - 1986.
- [12] - Rezek, A.J.J.; MODELAGEM E IMPLEMENTAÇÃO DE SISTEMAS MULTI-
CONVERSORES; Tese de Doutorado; UNICAMP - 1991

B - ARTIGOS CONSULTADOS

- [13] - J. Dobsz; TRANSFORMERS FOR IN-PHASE, PHASE-ANGLE AND QUADRATURE PHASE REGULATION; BBC Rev. 8-72, pp. 376/383.
- [14] - A. Edlinger; AUTO-TRANSFORMERS FOR 400/200 kV. Brown Boveri Rev. 1960 47 (5/6) 292-305.
- [15] - Carlsson, L.; EXTENDED DELTA CONVERTER TRANSFORMERS FOR 12 PULSE OPERATION IN HVDC PROJECTS; HVDC Seminar - Rio de Janeiro - Brasil - 1986.
- [16] - Mathur, R. M. & Basati, R. S.; A THYRISTOR CONTROLLED STATATIC PHASE-SHIFTER FOR AC POWER TRANSMISSION; IEEE Transactions, Vol. 100, No. 5 May 1981; pp. 2650-2655.
- [17] - Stemmler, H. & Güth, G.; THE THYRISTOR-CONTROLLED STATIC PHASE SHIFTER - A NEW TOOL FOR POWER FLOW CONTROL IN AC TRANSMISSION SYSTEMS; Brown Bober i Rev. 3-82; pp 73-78.
- [18] - Arrilaga, J. & Duke, R. M.; A STATIC ALTERNATIVE TO THE TRANSFORMER ON-LOAD TAP-CHANGER; IEEE Transactions, Vol. PAS-99, No. 1 Jan/Feb. 1980; pp. 86-91.
- [19] - A. Maret; PARTITION OF POWER BETWEEN TWO SIDES OF A CLOSED-RING SYSTEM BY MEANS OF QUADRATURE REGULATING TRANSFORMERS; Brown Boveri. Rev. 1983 25(3) 43-49.

- [20] - P. Russenberger; TRANSFORMERS FOR THE FIRST 380 kV
INSTALLATION IN SWITZERLAND AT SILS IM DOMLESCHG. Brown
Boveri Rev. 1962 49(6) 237-244.
- [21] - H. Lutz, B. Gloor; THE 400 kV TRANSFORMERS FOR THE TAVANASA
GENERATING STATION OF THE KRAFTWERKE VORDERRHEIN AG.
Bull. Derlikon 1961 June (345) 26-36.
- [22] - Yacamini, R. & Oliveira, J.C.; HARMONICS PRODUCED BY DIRECT
CURRENT IN CONVERTOR TRANSFORMERS; PROC. IEE, Vol. 125,
n^o 9; pp. 873/878 - 1978.
- [23] - Bengiamin, M.N.; REGULATING TRANSFORMER MODEL FOR USE IN
LOAD FLOW ANALYSIS; IEEE PAS-104, n^o 5; pp. 1102/1108 -
1985.
- [24] - Han, Z.X.; PHASE SHIFTING AND POWER FLOW CONTROL; IEEE
PAS-101, n^o 10; pp. 3790/3795 - 1982.
- [25] - Abreu, J.P.G.; Resek, A.J.J. & Coan, R.J.P.; VARIAÇÃO DO DES
LOCAMENTO ANGULAR DE UM TRANSFORMADOR ATRAVÉS DE
MUDANÇA DE "TAPS", SEM ALTERAÇÃO DE NÍVEL DE TENSÃO; 6^o
Congresso Brasileiro de Automática, pp. 870-874; Belo
Horizonte - Brasil - 1986.

- [26] - Rezek, J. J. J. & Abreu, J. P. G.; ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE CORRENTES E TENSÕES EM SISTEMAS MULTICONVERSORES COM A UTILIZAÇÃO DE TRANSFORMADOR ESPECIAL; Proceedings International AMSE Conference "Modelling & Simulation", pp 97-108; Rio de Janeiro - Brasil - 1988.

C - ARTIGOS PRODUZIDOS

- [27] - Abreu, J.P.G.; Rezek; A.J.J.; Oliveira, J.C.; Miskulin, M.S. & Arango, H.; HARMONICS ELIMINATION IN MULTI-CONVERTERS SYSTEMS BY USING A SPECIAL AUTOTRANSFORMER (ADZ); International 90 Greensboro Conference "Modeling & Simulation" - Greensboro (NC) - EUA - 1990.

- [27.a] - 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 & Control, Vol. 38, n^o 4, pp. 45/53 - França - Previsto: Outono/1991.

- [27.b] - 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 do Centro de Tecnologia da UFSM, Vol. 13, n^o 2 - Santa Maria - Brasil - 1990.

- [27.c] - Abreu, J.P.G.; Rezek; A.J.J.; Oliveira, J.C.; Miskulin, M.S. & Arango, H.; ELIMINAÇÃO DE HARMÔNICOS EM SISTEMAS MULTICONVERSORES ATRAVÉS DO USO DE UM AUTOTRANSFORMADOR ESPECIAL (ADZ); V Seminário de Pesquisa da EFEI - pp. 479/484 - Itajubá - Brasil - Out/1990.
- [28] - Abreu, J.P.G.; Rezek; A.J.J.; Oliveira, J.C.; Miskulin, M.S. & Arango, H.; 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.
- [29] - Abreu, J.P.G.; Arango, H.; Oliveira, J.C. & Miskulin, M.S.; PROPOSTA DE UMA TECNOLOGIA PARA CONTROLE DE FLUXO DE POTÊNCIAS OBJETIVANDO MINIMIZAR PERDAS DE ENERGIA; IV Encuentro Latino-Americano de Pequeños Aprovechamientos Hidroenergéticos - Cusco - Peru - Jun/1991.
- [29.a] - Abreu, J.P.G.; Arango, H.; Oliveira, J.C. & Miskulin, M.S.; PROPOSTA DE EQUIPAMENTO PARA CONTROLE DE FLUXO DE POTÊNCIAS OBJETIVANDO MINIMIZAR PERDAS DE ENERGIA; V Seminário de Pesquisa da EFEI; pp. 485/487 - Itajubá Brasil - 1990.

[30] - Abreu, J.P.G.; Oliveira, J.C.; Miskulin, M.S. & Arango, H.;
PROPUESTA DE UN TRANSFORMADOR CON MODULO Y DEFASAJE
VARIABLES; IX Congreso Chileno de Ingenieria Eléctrica -
Arica - Chile - Out/1991.

[31] - Abreu, J.P.G.; Oliveira, J.C.; Miskulin, M.S. & Arango, H.;
TRANSFORMADORES DEFASADORES - PROPUESTA DE UM NUEVO
EQUIPO ELÉCTRICO; Jornadas Hispano - Lusas de Ingenie-
ria Eléctrica - Vigo - Espanha - Jul/1990.

[31.a] - Abreu, J.P.G.; Oliveira, J.C.; Miskulin, M.S. & Arango,
H.; TRANSFORMADORES DEFASADORES - PROPOSTA DE UM NOVO
EQUIPAMENTO; V Seminário de Pesquisa da EFEI,
pp. 476/478 - Itajubá - Brasil - Out/1990.

[32] - Guimarães C.A.M.; Lamóglia J.A. & Abreu, J.P.G.; MEDIDOR DI-
GITAL DE DEFASAMENTO ANGULAR ELÉTRICO DE ALTO DESEMPE-
NHO; Revista Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico da
EFEI; Vol. 16, nº 2, pp. 16/21 - Itajubá - Brasil -
1990.

[32.a] - Guimarães C.A.M.; Lamóglia J.A. & Abreu, J.P.G.; MEDIDOR
DIGITAL DE DEFASAMENTO ANGULAR ELÉTRICO DE ALTO DESEMPE-
NHO; Revista do Centro de Tecnologia da UFSM; Vol. 13,
nº 2 - Santa Maria - Brasil - Previsão: Nov/1990.

[33] - Rezek, A.J.J.; Miskulin, M.S. & Abreu, J.P.G.; O CONVERSOR DE DOZE PULSOS: ANÁLISE, FORMAS DE ONDA E ELIMINAÇÃO DE HARMONICOS CARACTERÍSTICOS; Anais da 42^o Reunião Anual da SBPC, UFRS; pp. 139/140 - Brasil - 1990.

JULHO / 1991

ESTE DOCUMENTO CONTÉM
UM TOTAL DE 200 PÁGINAS