

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
Faculdade de Engenharia Elétrica  
Departamento de Sistemas e Controle de Energia

TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA SOB DUPLA EXCITAÇÃO CA/CC

LUIS CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA *st*

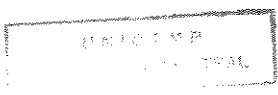
ORIENTADORES: Prof. Dr. Mauro Sérgio Miskulin. *st*  
Prof. Dr. José Carlos de Oliveira.

*Este exemplar corresponde  
à versão final da tese  
de Oliveira e aprovada pelo Conselho  
Julgado em 19/07/90*

Tese apresentada à Universidade Estadual  
de Campinas como parte dos requisitos  
exigidos para a obtenção do título de  
Doutor em Engenharia Elétrica.

Campinas, Julho de 1990

*[Handwritten signature]*



## AGRADECIMENTOS

À Universidade Estadual de Campinas.

À Universidade Estadual Paulista.

À Universidade Federal de Uberlândia.

Ao Prof. Dr. José Carlos de Oliveira, pelo apoio técnico, estímulo e compreensão em todos os momentos.

Ao Prof. Dr. Mauro Sérgio Miskulin, pela sua constante atenção durante a realização deste trabalho.

Aos meus pais Raymundo e Therezinha, minha gratidão pelo incentivo.

Ao colega José Carlos Rossi, pela amizade e colaboração nos ensaios experimentais.

Ao colega Laurence Duarte Colvara, pelo auxílio nas atividades didáticas.

Ao colega Elias de Carvalho Silveira, pelos desenhos à nanquim.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica de Ilha Solteira.

Aos professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFU.

À outros que involuntariamente foram esquecidos.

À minha esposa Maria Aparecida.  
Ao meu filho Luizinho.

A presença de componentes contínuas de corrente e tensão nos sistemas elétricos CA tem aumentado consideravelmente nos últimos anos. Tal fato se deve, fundamentalmente, à crescente utilização de modernas técnicas de conversão e transformação de energia, bem como ao emprego da transmissão em corrente contínua. Neste sentido o estudo do comportamento dos equipamentos projetados para operar essencialmente com sinais CA e que passam a se submeter simultaneamente à excitações com corrente contínua, torna-se um tema de grande relevância.

Objetivando analisar não apenas os efeitos, mas também as causas da dupla excitação, esta tese é iniciada com considerações gerais sobre as principais fontes de correntes contínuas encontradas nos sistemas CA. Os estudos subsequentes são desenvolvidos com vistas ao desempenho de regime permanente e transitório de transformadores elétricos de potência submetidos à citada excitação CA/CC.

A estrutura seguida pela tese descreve os fundamentos físicos que cercam o referido fenômeno e desenvolve modelos matemáticos para os estudos do regime transitório e permanente. São destacadas questões associadas com formas de onda da corrente magnetizante, valores de pico da corrente assimétrica, conteúdo harmônico, etc.

O emprego de uma representação mais adequada para a não linearidade magnética, a consideração de parâmetros usualmente ignorados, constituem, dentre outros tópicos, as contribuições mais expressivas deste trabalho.

Os resultados teóricos associados à níveis harmônicos, valores de pico, comportamento transitório etc, obtidos através de um programa digital são comparados com medições experimentais. A partir desta comparação verifica-se a validade dos modelos estabelecidos.

São discutidas questões relacionadas com os efeitos decorrentes da dupla excitação CA/CC, na operação dos transformadores, acessórios e sistemas CA como um todo e, finalmente, são realizados comentários sobre o fenômeno da dupla excitação CA/CC em transformadores trifásicos.



## ABSTRACT

The occurrence of direct component of current and voltage in AC electrical systems is increasing significantly. For the Brazilian electric network this is associated to the use of modern conversion and transformation techniques, as well as the High Voltage Direct Current schemes.

In this way, the study and the performance of equipments which are designed to operate essentially with AC signals, but are in fact submitted to both AC and DC excitations become a matter of great concern.

This thesis starts from general considerations about possible DC sources found in AC electrical systems and it goes towards the study of steady state and transient studies of power transformers under simultaneous double AC/DC excitation.

Physical considerations concerning the above behaviour of transformers are then taken into account and steady state and transient mathematical models are derived. These formulations allow for the evaluation of changes in magnetizing current waveform, peak value, harmonic content, etc.

The use of a better representation for the non-linear magnetic characteristic, the inclusion of parameter which are usually ignored and others are the main contributions of this work.

Practical results associated with harmonic generation and peak value of the assymetrical magnetizing current, as well as transient results are compared to theoretical computational values. From this comparison the theoretical models and their accuracy are verified.

The overall effect of the double AC/DC excitation upon losses, transformers expectance life reduction, etc, and on the AC electrical network are also given.

A first attempt to adapt the physical theory, modelling approaches, etc to three-phase transformers is described in the last part of the work.

## SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

|               |  |
|---------------|--|
| CC            | - corrente contínua.   |
| CA            | - corrente alternada.  |
| CIP           | - controle individual de pulsos.                             |
| PIE           | - pulsos igualmente espaçados.                               |
| $\pi$         | - pi = 3.14159265.   |
| t             | - tempo.   |
| $\alpha$      | - ângulo de disparo.   |
| $\mu$         | - ângulo de comutação.                                       |
| $\delta$      | - ângulo de desvio ou erro.                                  |
| $V_{ak}$      | - tensão entre anodo e catodo nos semicondutores.            |
| $I_o$         | - valor médio da corrente no lado CA.                        |
| $\Phi_o$      | - valor médio do fluxo no núcleo.                            |
| $I_d$         | - valor médio da corrente no lado CC das pontes conversoras. |
| $\hat{V}$     | - valor de pico da tensão.                                   |
| $\hat{I}$     | - valor de pico da corrente.                                 |
| $\hat{\Phi}$  | - valor de pico do fluxo.                                    |
| v             | - valor instantâneo da tensão.                               |
| i             | - valor instantâneo da corrente.                             |
| $\phi$        | - valor instantâneo do fluxo.                                |
| $V_{nom}$     | - tensão nominal.  |
| $I_{nom}$     | - corrente nominal.  |
| L             | - indutância.  |
| $L_d$         | - indutância de alisamento.                                  |
| R,r           | - resistência elétrica.                                      |
| $J_n(x)$      | - função modificada de Bessel de ordem n.                    |
| $\delta$      | - coeficiente de correlação.                                 |
| a,b           | - constantes para o ajuste de função hiperbólica.            |
| B             | - densidade de fluxo magnético.                              |
| H             | - intensidade de campo magnético.                            |
| $\mathcal{R}$ | - relutância do circuito magnético.                          |

# ÍNDICE

|              |   |    |
|--------------|---|----|
| CAPÍTULO I   | - INTRODUÇÃO GERAL.....   | 1  |
| CAPÍTULO II  | - FONTES DE CORRENTE CONTÍNUA NOS SISTEMAS ELÉTRICOS DE CORRENTE ALTERNADA.                       |    |
| II.1         | - Introdução e classificação.....   | 7  |
| II.2         | - Fontes CC classificadas no grupo A.....   | 8  |
| II.2.1       | - conversores estáticos totalmente controlados..  | 9  |
| II.2.2       | - conversores estáticos semi-controlados.....   | 27 |
| II.2.3       | - compensadores estáticos do tipo reator controlado a tiristores.....                             | 28 |
| II.3         | - Fontes CC classificadas no grupo B.....   | 38 |
| II.3.1       | - retificadores monofásicos.....  | 39 |
| II.3.2       | - retificadores trifásicos unidirecionais.....  | 41 |
| II.3.3       | - interligação em corrente contínua de sistemas CA com frequências diferentes.....                | 42 |
| II.4         | - Fontes CC classificadas no grupo C.....   | 49 |
| II.4.1       | - retorno por terra em sistemas de TCC.....   | 50 |
| II.4.2       | - indução geomagnética.....   | 51 |
| II.5         | - Conclusões.....   | 53 |
| CAPÍTULO III | - ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DE TRANSFORMADORES DE POTENCIA SUJEITOS A DUPLA EXCITAÇÃO CA E CC. |    |
| III.1        | - Introdução.....   | 55 |

|   |     |
|---|-----|
| III.2 - Análise física da dupla excitação.....  | 56  |
| III.3 - Modelo simplificado.....  | 60  |
| III.3.1 - fluxo no núcleo.....  | 62  |
| III.3.2 - corrente magnetizante.....  | 63  |
| III.3.3 - análise de Fourier da expressão equivalente..   | 65  |
| III.3.4 - análise harmônica da corrente magnetizante,..   | 70  |
| III.3.5 - relação entre o fluxo médio e a corrente CC<br>injetada.....                                  | 71  |
| III.3.6 - relação entre os harmônicos da corrente mag-<br>netizante e a corrente CC injetada.....       | 74  |
| III.4 - Modelo completo.....  | 78  |
| III.5 - Resultados simulados.....   | 85  |
| III.6 - Conclusões.....   | 88  |
| <br>  |     |
| CAPÍTULO IV - ANÁLISE TRANSITÓRIA DE TRANSFORMADORES DE<br>POTÊNCIA SUJEITOS A DUPLA EXCITAÇÃO CA E CC. |     |
| IV.1 - Introdução.....  | 90  |
| IV.2 - Considerações gerais sobre o fenômeno transitório....  | 91  |
| IV.3 - Variação incremental do fluxo médio no núcleo.....   | 93  |
| IV.4 - Transitório da corrente magnetizante.....  | 101 |
| IV.5 - Resultados simulados.....  | 103 |
| IV.5.1 - efeito da resistência e indutância primária...   | 103 |
| IV.5.2 - efeitos dos valores dos parâmetros do trans-<br>formador no comportamento transitório.....     | 108 |
| IV.6 - Conclusões.....  | 108 |

## CAPÍTULO V - ESTUDOS EXPERIMENTAIS.

|   |     |
|---|-----|
| V.1 - Introdução.....                             | 110 |
| V.2 - O transformador teste.....                  | 111 |
| V.3 - Análise em regime permanente.....           | 113 |
| V.3.1 - resultados experimentais.....             | 113 |
| V.3.2 - resultados simulados.....                 | 121 |
| V.4 - Análise transitória.....                    | 131 |
| V.4.1 - resultados experimentais e simulados..... | 133 |
| V.5 - Conclusões.....                             | 139 |

## CAPÍTULO VI - EFEITOS DA DUPLA EXCITAÇÃO CA/CC NOS TRANSFORMADORES E SUAS CONSEQUÊNCIAS PARA OS SISTEMAS ELÉTRICOS.

|  |     |
|--|-----|
| VI.1 - Introdução.....                 | 141 |
| VI.2 - Perdas e vida útil.....         | 142 |
| VI.2.1 - perdas no núcleo.....         | 143 |
| VI.2.2 - perdas no cobre.....          | 147 |
| VI.2.3 - aquecimentos localizados..... | 151 |
| VI.3 - Fluxo de reativos.....          | 153 |
| VI.4 - Distorção harmônica.....        | 156 |
| VI.5 - Sistema de proteção.....        | 158 |
| VI.6 - Conclusões.....                 | 159 |

CAPÍTULO VII - TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS SOB DUPLA EXCITAÇÃO CA/CC.

|  |     |
|--|-----|
| VII.1 - Introdução.....  | 161 |
| VII.2 - Metodologia para o estudo da dupla excitação em transformadores trifásicos formados por bancos de transformadores monofásicos..... | 162 |
| VII.2.1 - análise em regime permanente.....  | 163 |
| VII.2.2 - análise transitória.....   | 165 |
| VII.3 - Resultados simulados.....  | 165 |
| VII.4 - Considerações sobre núcleos magnéticos.....  | 171 |
| VII.5 - Conclusões.....  | 175 |
| CAPÍTULO VIII - CONCLUSÕES GERAIS .....  | 177 |
| APÊNDICE A - Valor médio da corrente devido aos intervalos de comutação.....   | 182 |
| APÊNDICE B - Valor médio da corrente devido as harmônicas no lado CC.....  | 186 |
| APÊNDICE C - Valor médio das correntes de alimentação nos reatores controlados.....  | 188 |
| REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....  | 190 |
| TRABALHOS PUBLICADOS.....  | 193 |

# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO GERAL

O interesse pelo estudo dos efeitos das componentes contínuas de corrente, em dispositivos projetados para operar essencialmente com sinais alternados, tem aumentado consideravelmente nos últimos anos. Isto se deve fundamentalmente à crescente utilização de equipamentos tiristorizados nos sistemas de potência. Tais dispositivos, mesmo quando projetados para não apresentarem valores médios nas suas correntes de alimentação, podem estar sujeitos a estas ocorrências devido a desequilíbrios entre os disparos dos tiristores. Dentre eles destacam-se os conversores estáticos utilizados para retificação e inversão, e os compensadores estáticos.

Existem ainda outras causas que provocam o aparecimento de componentes contínuas de corrente nos sistemas CA e que são de natureza externa aos sistemas de potência. Estas fontes de correntes contínuas estão associadas às tempestades geomagnéticas e aos retornos por terra dos sistemas de transmissão em corrente contínua. Estes eventos, quando se fazem presentes, caracterizam-se por altas injeções de correntes contínuas nos sistemas de potência situados dentro da sua área de influência.

Quando as correntes contínuas provenientes, por exemplo, de qualquer uma das causas citadas, estabelecem-se pelos sistemas CA, os equipamentos elétricos neles existentes podem então passar a operar de forma anormal. Neste sentido, este trabalho enfoca a questão relativa ao comportamento dos transformadores de potência submetidos à citada condição de operação, ou seja, sujeitos à excitações simultâneas CA e CC.

Estes equipamentos, quando operam em condição de dupla excitação apresentam um fluxo magnético médio superposto ao fluxo CA principal no núcleo. Este fato faz com que a característica de magnetização seja explorada de forma assimétrica e, nestas

condições, sua corrente de excitação se apresenta substancialmente alterada, tanto com relação aos seus valores de pico, como também, com respeito ao seu conteúdo harmônico.

Algumas publicações tem tratado o assunto em diferentes níveis de profundidade. Dentre elas destacam-se as referências [01], [02], [03], [04].

Na referência [01], o problema da dupla excitação é enfocado considerando-se principalmente a questão da geração de harmônicos pelo transformador. Para o cálculo desse conteúdo harmônico, a característica de magnetização foi representada inicialmente através de dois segmentos de retas. Uma vez constatadas as limitações desta metodologia, foram utilizadas como alternativa, funções polinomiais para a representação da não linearidade, o que conduziu a resultados mais realistas. Entretanto, os efeitos da resistência e da indutância primária não foram considerados e, desta forma, os resultados obtidos no cálculo das amplitudes dos harmônicos mostraram-se questionáveis, sobretudo para aqueles de mais altas ordens.

A referência [02] apresenta uma metodologia para o estudo da dupla excitação de transformadores, representando a não linearidade magnética através de funções hiperbólicas. Esta proposta, apesar de favorecer uma análise muito consistente, sob o ponto de vista qualitativo, também não considera os efeitos desmagnetizantes provocadas pelas altas correntes de excitação, e conseqüentemente apresenta os mesmos problemas observados na análise da referência [02].

Os efeitos da resistência e reatância primária foram efetivamente considerados apenas na referência [03]. Nesta, o fenômeno da dupla excitação é modelado à partir do circuito equivalente do transformador, representando pois um avanço em relação às demais no tocante ao problema da desmagnetização. Porém, o comportamento não linear entre o fluxo no núcleo e a corrente magnetizante foi definido de uma forma muito simplificada, ou seja, novamente utilizou-se de dois segmentos de retas, comprometendo assim os resultados finais obtidos.

No tocante ao desenvolvimento de modelos para o estudo do comportamento transitório da corrente de magnetização de transformadores sujeitos a dupla excitação, verifica-se que se trata de um tema pouco explorado na literatura específica. Neste



contexto, a referência [04] constitui praticamente a única publicação sobre o assunto. Os resultados lá obtidos, para o comportamento transitório do fluxo médio no núcleo e da corrente magnetizante, mostraram-se compatíveis com medições realizadas em laboratório. Destaca-se entretanto, que para níveis de excitação CC elevados, as altas taxas de crescimento da corrente transitória de magnetização obtidas em estudos de simulação digital, sugerem uma cuidadosa investigação a respeito do tema. Novos estudos se fazem necessários principalmente porque a metodologia apresentada não considera os efeitos desmagnetizantes no cálculo ponto a ponto da corrente transitória de magnetização.

Com relação aos efeitos provocados pela dupla excitação em transformadores, a literatura é escassa, destacando-se apenas as referências [05], [06] e [07]. No entanto, nestas contribuições técnicas, as análises e resultados apresentados se referem apenas à fenômenos de dupla excitação provocados por tempestades geomagnéticas, ou seja, o problema é enfocado considerando-se altos níveis de injeção de corrente contínua e, desta forma, as conclusões lá apresentadas não se aplicam à muitos outros casos.

O estudo do fenômeno da dupla excitação de uma forma trifásica também é um assunto sobre o qual praticamente não existe nenhuma publicação específica que faça considerações físicas ou que desenvolva modelagens analíticas. Este tema é abordado de forma experimental na referência [08] que utiliza apenas alguns tipos de arranjos trifásicos.

Considerando-se pois as limitações constatadas nas principais referências bibliográficas sobre o assunto, verificou-se a necessidade de aprimoramentos, objetivando o desenvolvimento de uma metodologia de análise onde se utiliza uma modelagem analítica apropriada para a não linearidade magnética. Adicionalmente, o método deve ser capaz de incluir o circuito equivalente completo onde os efeitos da resistência e indutância primária se fazem presentes, tanto nos estudos de regime permanente como nas análises do comportamento transitório.

Face ao exposto, este trabalho tem por objetivo contribuir no sentido de tratar os assuntos mencionados apresentando inicialmente um estudo minucioso das principais fontes de componentes CC nos sistemas de corrente alternada. Em

seguida são apresentadas metodologias alternativas mais adequadas para o estudo do fenômeno da dupla excitação CA e CC, em transformadores monofásicos de potência, a partir das quais são desenvolvidos programas digitais para análise do comportamento das correntes magnetizantes em regime permanente e transitório. Uma vez estabelecidos modelos mais realistas para o estudo do fenômeno da dupla excitação, algumas questões relativas às perdas internas no transformador, à influência dos transformadores sob dupla excitação sobre o comportamento dos sistemas a que estão conectados, são avaliadas num contexto mais abrangente, com relação aos níveis de injeção CC. Finalmente, são tratados alguns aspectos relacionados com o comportamento dos transformadores trifásicos sob dupla excitação.

Para atingir as metas definidas, o trabalho foi estruturado em 8 capítulos.

No Capítulo II, apresenta-se as principais fontes de correntes contínuas nos sistemas de potência em corrente alternada. Alguns equipamentos e eventos são analisados e classificados em função das características que os fazem ser considerados como fontes de componentes contínuas de correntes para os sistemas elétricos CA. Para cada fonte identificada apresenta-se, sempre que possível, uma formulação matemática que permita avaliar os níveis CC por elas injetados. Dentre os casos selecionados como fontes de componentes contínuas e abordadas neste trabalho destacam-se: os compensadores estáticos, os conversores estáticos e os retornos por terra em sistemas de transmissão CC, para as quais apresenta-se um tratamento original para o cálculo dos níveis CC injetados, sob diversas condições de operação.

No Capítulo III trata-se o problema da dupla excitação de transformadores em regime permanente de operação. São enfocados os aspectos ligados aos fundamentos físicos do fenômeno da dupla excitação em transformadores de potência monofásicos, onde se explora o comportamento das principais variáveis envolvidas neste processo. Em seguida, desenvolve-se uma modelagem matemática para o estudo quantitativo do problema de uma forma mais realista, suprindo assim as deficiências observadas nas publicações anteriores. Entre os avanços alcançados em relação à formulação matemática, o mais

significativo se deve à utilização de modelos mais adequados para a representação da não linearidade magnética em conjunto com uma técnica iterativa que inclui os efeitos da resistência e da indutância primária. Assim, a partir de programas de simulação digital desenvolvidos com base nesta metodologia de cálculo, são apresentados resultados para o conteúdo harmônico das correntes magnetizantes em condições de dupla excitação, enfatizando-se sua dependência com os níveis de corrente contínua injetada e a importância dos aprimoramentos incorporados aos modelos matemáticos.

No Capítulo IV, estuda-se o fenômeno transitório decorrente da injeção de um degrau de corrente contínua nos enrolamentos de um transformador de potência que se encontra operando sob condições CA estabilizadas. Realiza-se inicialmente uma análise qualitativa dos fundamentos físicos que cercam o referido fenômeno, objetivando a obtenção de bases teóricas para a modelagem matemática. Fundamentando-se nestas considerações teóricas, apresenta-se uma metodologia de cálculo passo a passo para o estudo do comportamento transitório do fluxo médio no núcleo, a partir de uma dada condição de excitação CC. Em seguida, os valores instantâneos do fluxo total, ao final de cada ciclo, são obtidos através de um procedimento original que inclui os efeitos desmagnetizantes provocados pelas quedas de tensão na resistência elétrica e na reatância de dispersão do enrolamento primário. Isto constitui uma importante contribuição no que diz respeito ao estudo transitório do fenômeno da dupla excitação CA e CC, uma vez que na única publicação que trata o assunto de forma analítica, tal efeito não foi considerado.

O Capítulo V tem como objetivo elucidar alguns aspectos físicos ligados à dupla excitação de transformadores, bem como, avaliar o desempenho dos modelos teóricos desenvolvidos, a partir de estudos experimentais realizados em laboratório. Apresenta-se uma confrontação de vários resultados obtidos através dos programas de simulação digital, com aqueles observados em teste experimentais e, a partir disto, conclui-se sobre a eficácia dos modelos estabelecidos. São analisadas, por exemplo, questões relativas às formas de onda, ao conteúdo harmônico em regime permanente, aos valores de pico alcançados e ao tempo de duração do regime transitório das correntes

magnetizantes, em função dos níveis de injeção CC nos enrolamentos de um transformador sob teste.

O Capítulo VI apresenta uma abordagem geral dos principais efeitos decorrentes da magnetização assimétrica nos transformadores, tais como, a geração de harmônicos, perdas nos transformadores, aquecimentos localizados, fluxo de reativos, regulação da tensão e operações inadequadas do sistema de proteção diferencial. Alguns destes problemas são tratados analiticamente e, para estes casos, o presente trabalho traz uma importante contribuição no sentido de fornecer uma avaliação das intensidades dos mesmos em função dos níveis de excitação CC. Este fato é particularmente relevante pois as poucas referências que tratam estes tipos de problemas, geralmente o fazem relatando casos ligados a tempestades geomagnéticas ou através de estudos experimentais.

No Capítulo VII são analisados os transformadores trifásicos sujeitos à dupla excitação. Por se tratar de um tema praticamente inexplorado no que diz respeito à modelagem analítica, este trabalho promove alguns avanços significativos. Dentre eles, destacam-se as adaptações realizadas nas modelagens monofásicas para o estudo do comportamento transitório e de regime permanente das correntes magnetizantes em transformadores trifásicos constituídos por bancos de transformadores monofásicos. Apesar das simplificações adotadas no desenvolvimento destes modelos teóricos, os resultados obtidos fornecem importantes subsídios para uma análise conclusiva, sobretudo sob o ponto de vista qualitativo.

Finalmente, no Capítulo VIII, são comentadas as principais conclusões de ordem geral, focalizando os aspectos mais significativos que levaram à concretização de modelos mais avançados para o estudo do fenômeno da dupla excitação em transformadores de potência. São apresentadas também sugestões para futuras investigações, baseadas na experiência adquirida ao longo do desenvolvimento deste trabalho. Com isso, pretende-se fornecer algumas indicações no sentido de se obter formas mais consistentes para o tratamento matemático de alguns dos problemas levantados, e que por razões compreensíveis, não foram abordados com a profundidade necessária.

## CAPÍTULO II

### FONTES DE CORRENTES CONTÍNUAS NOS SISTEMAS ELÉTRICOS CA

#### II.1 - INTRODUÇÃO E CLASSIFICAÇÃO.

Neste capítulo apresenta-se a análise das principais fontes de componentes contínuas de corrente, identificadas atualmente. Um tratamento específico sobre a questão da geração destas componentes CC é bastante raro na literatura, e quando o fazem, apresentam análises muito simplificadas, como é o caso da referência [02]. Neste sentido, verificou-se a necessidade de uma investigação mais profunda, principalmente com o objetivo de estudar as causas do aparecimento de níveis CC nas correntes dos sistemas elétricos, bem como suas dependências com outras grandezas. Desta forma, pretende-se determinar, sob condições mais realistas possíveis, os valores típicos para as amplitudes de injeções CC que podem se manifestar em diferentes sistemas elétricos CA, em função dos equipamentos instalados e da sua localização geográfica.

Os equipamentos elétricos, bem como outros fenômenos que são identificados como passíveis de se constituírem em fontes de componentes contínuas de correntes para os sistemas CA, são classificados didaticamente em três grupos gerais:

GRUPO A - Cargas que apresentam componentes contínuas

nas suas correntes de alimentação somente quando operam em condições não ideais;

GRUPO B - Cargas em que a presença de componentes contínuas nas suas correntes de alimentação é inerente ao seu princípio de funcionamento;

GRUPO C - Outras de carácter mais geral.

Estas fontes de corrente contínuas são consideradas em detalhes a seguir, onde são destacadas suas principais características que as fazem pertinentes aos citados grupos e, sempre que possível, define-se um tratamento analítico no sentido de concluir sobre os níveis de componentes CC gerados pelas mesmas.

## II.2 - FONTES CC CLASSIFICADAS NO GRUPO A.

Este grupo reúne as principais cargas que apresentam componentes contínuas nas correntes totais de alimentação apenas quando estão sujeitas a algum tipo de imperfeição nas suas condições gerais de operação. Dentro destas características assumidas, são abordadas neste trabalho as seguintes cargas como fontes geradoras de componentes CC:

- Conversores trifásicos em ponte totalmente controlada;
- Conversores trifásicos em ponte semi-controlada;

- Compensadores estáticos do tipo reator controlado à tiristores.

As características gerais de funcionamento e a grande flexibilidade de operação fazem com que estes tipos de equipamentos sejam amplamente difundidos nos dias atuais.

Os conversores trifásicos em ponte totalmente controlados são usados com muita frequência em várias aplicações industriais que utilizam energia elétrica em corrente contínua, bem como, em sistemas de energia elétrica onde a transmissão em corrente contínua é indicada [08], [09]. Para as transformações CA/CC envolvendo níveis de potência da ordem de 5 a 100 Kw, muitas vezes são utilizados os conversores trifásicos semi-controlados por serem economicamente atraente em relação às pontes totalmente controladas [09].

Os compensadores estáticos do tipo reator controlado oferecem algumas vantagens bastante significativas em relação às demais formas de compensação tradicionalmente empregadas. São utilizados principalmente em sistemas que necessitam de correção contínua do fator de potência, correção de "flicker" e compensação de desequilíbrio de correntes [10].

As características gerais ligadas ao princípio de funcionamento desses equipamentos são classicamente conhecidas [08], [09], [10], [11], [12], e portanto, nos desenvolvimentos subsequentes serão abordados apenas os aspectos mais relevantes para a definição de uma metodologia de cálculo que permita estimar os níveis de injeção CC provenientes dos mesmos.

### II.2.1 - Conversores Estáticos Totalmente Controlados.

A figura II.1 ilustra a configuração básica e a forma de onda da corrente de alimentação em uma das fases de um

conversor trifásico de 6 pulsos, em condições ideais de operação, ou seja:

- As tensões de alimentação são equilibradas e não apresentam distorções harmônicas;
- Os componentes do sistema elétrico alimentador, tais como transformadores, linhas, reatores, capacitores, etc, apresentam as mesmas características elétricas por fase;
- Os tiristores funcionam como chaves ideais e os instantes de ignição são definidos por um tempo de atraso comum a todos, relativamente aos respectivos instantes de polarização direta dos tiristores.

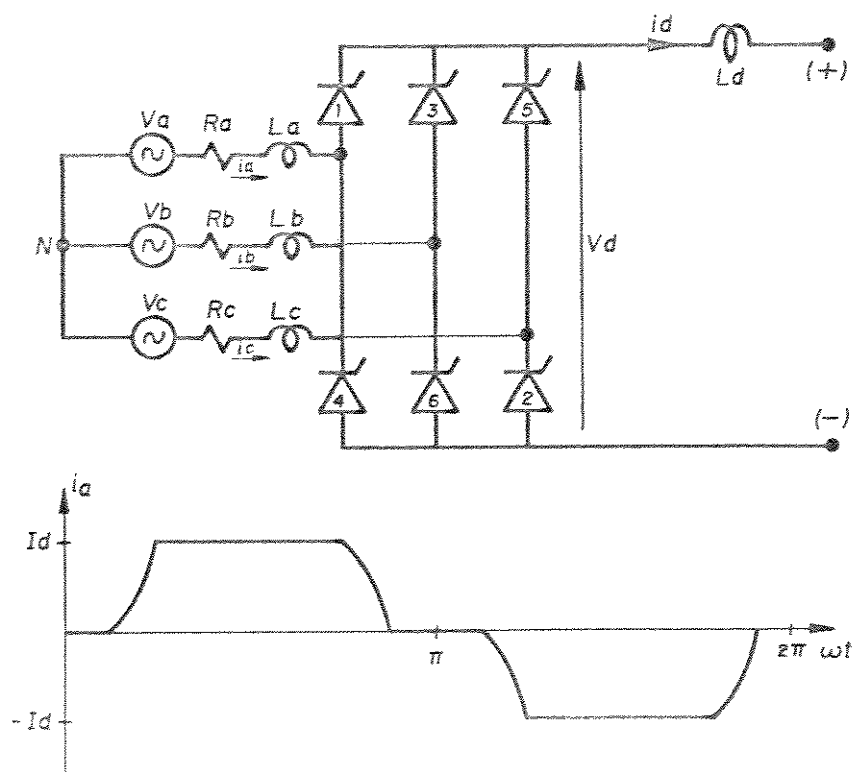


Figura II.1 - Ponte conversora de 6 pulsos.



Nestas condições, é possível concluir que as correntes de alimentação absorvidas possuem valores médios nulos, ou seja, no enfoque adotado neste trabalho pode-se dizer que o equipamento não injeta componente contínua no sistema alimentador.

Entretanto, existem situações especiais de operação nas quais as correntes de alimentação desses equipamentos passam a apresentar valores médios diferentes de zero. Nestas condições, estes equipamentos se comportam como fontes geradoras de componentes contínuas de corrente para os sistemas CA de alimentação aos quais estão conectados.

Para a definição de uma metodologia de cálculo dos níveis de correntes contínuas injetadas pelos conversores estáticos é necessário inicialmente fazer algumas considerações iniciais a respeito dos sistema de produção de pulsos empregados.

Como se sabe [09], o conversor totalmente controlado é dotado de um sistema eletrônico que produz os seis pulsos necessários para inicializar o processo de condução nos tiristores. O controle adequado do atraso no envio do pulso, em relação aos respectivos instantes de polarização direta dos tiristores, permite estabelecer diferentes níveis para a tensão média de saída da ponte. Para realizar tal função existem basicamente duas metodologias nas quais se baseiam os principais sistemas de produção de pulsos:

- metodologia dos pulsos individuais (CIP);
- metodologia dos pulsos igualmente espaçados (PIE).

Os sistemas fundamentados na metodologia CIP trabalham com base na determinação dos ângulos correspondentes aos instantes a partir dos quais as tensões entre o anodo e o catodo dos tiristores são positivas, ( $V_{ak} > 0$ ). Em seguida são adicionados, em cada um deles, os ângulos de atraso de ignição ( $\alpha$ ), estabelecidos pelo sistema de controle [11],[12].

Os sistemas do tipo PIE, definem os ângulos correspondentes aos instantes de gatilhamento, pela adição

sucessiva do equivalente a  $60^\circ$  relativamente ao primeiro pulso de disparo. Este, por sua vez, é obtido por processo semelhante àquele descrito na metodologia CIP.

Em condições normais de funcionamento os pulsos produzidos pelos sistemas do tipo CIP ou PIE estão igualmente espaçados de um intervalo correspondente a  $60^\circ$ .

A ausência de componentes contínuas nas correntes de alimentação das pontes conversoras totalmente controladas está diretamente ligada a este espaçamento regular entre os disparos dos tiristores. Quando, por algum motivo, isto não ocorrer, tal fato não pode ser assegurado.

Quanto às prováveis causas de desequilíbrios entre os disparos dos tiristores, pode-se citar:

- Erros aleatórios e inerentes à operação dos sistemas eletrônicos de produção de pulsos;
- Interferência dos harmônicos de tensão no sistema de disparo, quando este se baseia no método CIP;
- Interferência dos harmônicos nos sinais de realimentação do controle automático.

A seguir apresenta-se a metodologia empregada neste trabalho que permite a determinação dos valores médios das correntes de alimentação, em sistemas conversores sujeitos a qualquer tipo de operação anormal, onde os efeitos mencionados anteriormente se fazem presentes. Para isso, considerou-se inicialmente a expressão básica (II.1), que fornece o valor médio de uma corrente qualquer  $i_k(t)$ .

$$I_o = \frac{1}{T} \int_0^T i_k(t) dt. \quad (\text{II.1})$$

onde:  $i_k(t)$  - corrente de alimentação na fase K;  
 $T$  - período da componente fundamental.

Para este cálculo, a corrente  $i_k$  pode ser convenientemente dividida em intervalos onde sua representação analítica pode ser obtida considerando-se os princípios fundamentais de operação das pontes conversoras [11], [12]. Conforme ilustrado nas figuras II.2(a), (b) e (c), admite-se dois intervalos básicos:

- intervalos de condução plena; figura II.2(b).
- intervalos de comutação entre os tiristores; figura II.2(c).

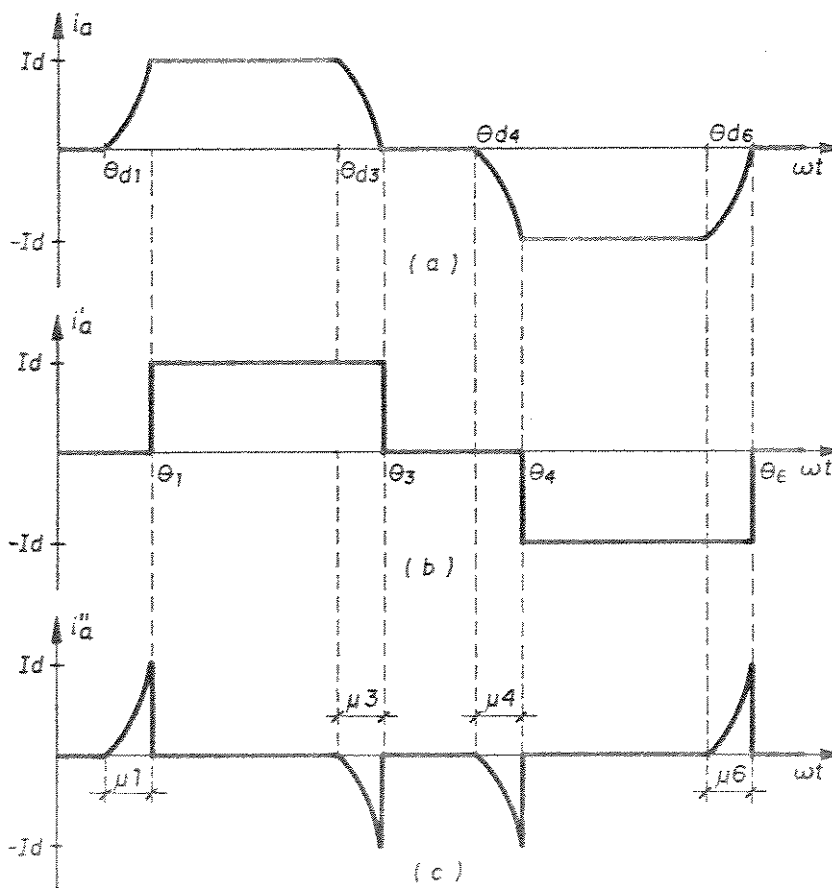


Figura II.2 - Corrente de alimentação na fase A.

Neste trabalho foram adotadas, para os intervalos em questão, as representações analíticas propostas nas referências [11] e [12], pois permitem incluir qualquer tipo de assimetria nos parâmetros do sistema alimentador, bem como, considerar os efeitos da distorção harmônica nas tensões de alimentação.

Admitindo-se inicialmente a existência de uma indutância de alisamento de valor suficientemente alto para garantir uma flutuação desprezível na corrente no lado CC, as expressões analíticas para a representação da corrente de alimentação nos intervalos de condução plena são facilmente obtidas, e são dadas por valores constantes e iguais a  $\pm Id$ , como ilustra a figura II.2(b).

Nos intervalos de comutação a corrente é dada pela expressão (II.2), obtida da referência [11].

$$i_n(t) = \sum_{j=1}^{j=P} \frac{B_j}{L_{nm}} \left\{ \frac{(CH_j - 1/T_{nm})}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)} e^{-t/T_{nm}} + \frac{1}{j} \left[ \frac{CH_j^2 + j^2 \omega^2}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)} \right]^{1/2} \text{sen}(j\omega t + \varphi_j) \right\} + \frac{R_m Id}{R_{nm}} (1 + e^{-t/T_{nm}}); \quad (\text{II.2})$$

onde:

$$\varphi_j = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{1}{j\omega T_{nm}} \right] - \text{tg}^{-1} \left[ \frac{H_j}{j\omega} \right];$$

$$H_j = j\omega A_j/B_j;$$

$$R_{nm} = R_n + R_m;$$

$$L_{nm} = L_n + L_m;$$

$$T_{nm} = L_{nm}/R_{nm};$$

$$A_j = \hat{V}_{nj} \cos(\beta_{nj}) - \hat{V}_{mj} \cos(\beta_{mj});$$

$$B_j = \hat{V}_{nj} \text{sen}(\beta_{nj}) - \hat{V}_{mj} \text{sen}(\beta_{mj});$$

- $i_n(t)$  - corrente de comutação no tiristor que entra em condução;  
 $n, m$  - fases envolvidas no processo de comutação;  
 $R_n, R_m$  - resistências elétricas das fases  $n$  e  $m$ , respectivamente;  
 $L_n, L_m$  - indutâncias das fases  $n$  e  $m$ , respectivamente;  
 $\hat{V}_{nj}$  - valor de pico do  $j$ -ésimo componente harmônico da tensão fase-neutro na fase  $n$ ;  
 $\hat{V}_{mj}$  - valor de pico do  $j$ -ésimo componente harmônico da tensão fase-neutro na fase  $m$ ;  
 $\beta_{nj}$  - ângulo de fase da tensão  $\hat{V}_{nj}$ ;  
 $\beta_{mj}$  - ângulo de fase da tensão  $\hat{V}_{mj}$ .

Com o objetivo de sistematizar o processo de cálculo e permitir uma análise mais detalhada das causas do aparecimento de componentes CC nas correntes de alimentação dos conversores estáticos, utilizou-se as formas de onda alternativas ilustradas nas figuras II.2(b) e (c).

A determinação dos ângulos correspondentes aos instantes nos quais acontecem os disparos dos tiristores, bem como os ângulos equivalentes ao tempo de duração das comutações é feita segundo a metodologia proposta na referência [12].

As contribuições para as componentes CC totais devidas às correntes nos intervalos de condução plena e comutação são então calculadas separadamente, conforme apresentado nos desenvolvimentos subsequentes.

#### a) Contribuições das correntes nos intervalos de condução plena

Observando-se a figura II.2(b), verifica-se que as equações que representam a corrente de alimentação  $i_a(t)$ , nos intervalos de  $\theta_1$  à  $\theta_3$  e de  $\theta_4$  à  $\theta_6$ , são as mesmas, porém com

sinais opostos. Então, a partir da expressão (II.1), conclui-se que o valor médio dessa corrente, pode ser obtido através das expressões (II.3), para as fases "a", "b" e "c", respectivamente.

$$\begin{aligned} I'_{ao} &= \frac{50}{\pi} (\theta_3 - \theta_1 - \theta_6 + \theta_4); \\ I'_{bo} &= \frac{50}{\pi} (\theta_5 - \theta_3 - \theta_2 + \theta_6 - 2\pi); \\ I'_{co} &= \frac{50}{\pi} (\theta_1 - \theta_5 - \theta_4 + \theta_2 + 2\pi); \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

onde:  $\theta_i = \theta_{di} + \mu_i$ ;

$\theta_{di}$  - ângulo do  $i$ -ésimo disparo;

$\mu_i$  - ângulo da  $i$ -ésima comutação;

$I'_{ko}$  - corrente média na fase  $k$ , em porcentagem de  $I_d$ , considerando-se apenas os intervalos de condução plena.

#### b) Contribuições das correntes nos intervalos de comutação

Estas contribuições são obtidas determinando-se o valor médio da corrente ilustrada na figura II.2(c). Para isso, utilizou-se as expressões (II.4), estabelecidas a partir da análise do princípio de funcionamento dos conversores estáticos.

$$\begin{aligned} I''_{ao} &= \frac{50}{I_d \pi} (CO_1 + CO_3 + CO_4 + CO_6); \\ I''_{bo} &= \frac{50}{I_d \pi} (-CO_2 - CO_3 - CO_5 - CO_6); \\ I''_{co} &= \frac{50}{I_d \pi} (-CO_1 + CO_2 - CO_4 + CO_5); \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

onde:

$$CO_i = \int_0^{\mu_i/\omega} i_n(t) dt;$$

$I_k$  - corrente média na fase k, em porcentagem de  $I_d$ , considerando-se apenas os intervalos de comutação.

O cálculo dos coeficientes  $CO_i$  pode ser feito a partir da expressão (II.2). Entretanto, por simplicidade, utilizou-se uma forma alternativa da expressão (II.2) onde os efeitos das resistências elétricas foram desprezados. Esta aproximação é perfeitamente aceitável para a maioria das aplicações [11]. Assim, os coeficientes  $CO_i$  são determinados diretamente através da expressão (II.5), cujo desenvolvimento analítico encontra-se com detalhes no APÊNDICE A deste trabalho.

$$CO_i = \sum_{j=1}^{j=\infty} \frac{\hat{V}_{nmj}}{j\omega L_{nm}} \left[ \mu_i \cos(\varphi_{nm}) + \text{sen}(\varphi_{nm}) - \text{sen}(\varphi_{nm} + j\mu_i) \right]; \quad (\text{II.5})$$

onde:  $\varphi_{nm} = j \theta_{di} + \beta_{nmj}$ ;

$\hat{V}_{nmj}$  - valor de pico do j-ésimo componente harmônico da tensão entre as fases envolvidas no processo da i-ésima comutação;

$\beta_{nmj}$  - ângulo de fase do j-ésimo componente harmônico da tensão entre as fases envolvidas no processo da i-ésima comutação.

c) Contribuição das flutuações no lado CC

As instalações multiconversoras de um modo geral possuem um indutor  $L_d$  de valor relativamente alto nos barramentos de saída no lado CC. Entre outras funções, este indutor é utilizado como filtro para suavizar as ondulações ("ripple") da corrente no lado CC.

A importância e eficácia do filtro varia com o tipo de instalação conversora, sendo até dispensada em algumas aplicações. Existem então situações onde a aproximação da corrente por blocos retangulares de valor  $\pm I_d$  pode conduzir a erros apreciáveis no cálculo das componentes CC. Para a incorporação deste efeito pode-se utilizar as expressões (II.6), desenvolvidas no APÊNDICE B deste trabalho. Estas equações permitem incluir os efeitos dos harmônicos da corrente no lado CC, no cálculo das componentes médias no lado CA.

$$I_{ao}''' = \frac{50}{I_d \pi} \sum_{j=1}^{j=\infty} \frac{\hat{I}_{dj}}{j} [\Delta_{1aj} \cos(\lambda_j) + \Delta_{2aj} \sin(\lambda_j)];$$

$$I_{bo}''' = \frac{50}{I_d \pi} \sum_{j=1}^{j=\infty} \frac{\hat{I}_{dj}}{j} [\Delta_{1bj} \cos(\lambda_j) + \Delta_{2bj} \sin(\lambda_j)];$$

$$I_{co}''' = \frac{50}{I_d \pi} \sum_{j=1}^{j=\infty} \frac{\hat{I}_{dj}}{j} [\Delta_{1cj} \cos(\lambda_j) + \Delta_{2cj} \sin(\lambda_j)]; \quad (II.6)$$

$$\text{onde: } \Delta_{1aj} = \cos(j\theta_a) - \cos(j\theta_1) - \cos(j\theta_4) + \cos(j\theta_4);$$

$$\Delta_{1bj} = \cos(j\theta_5) - \cos(j\theta_3) - \cos(j\theta_2) + \cos(j\theta_6);$$

$$\Delta_{1cj} = \cos(j\theta_1) - \cos(j\theta_5) - \cos(j\theta_4) + \cos(j\theta_2);$$

$$\Delta_{2aj} = \sin(j\theta_1) - \sin(j\theta_3) - \sin(j\theta_4) + \sin(j\theta_6);$$

$$\Delta_{2bj} = \sin(j\theta_3) - \sin(j\theta_5) - \sin(j\theta_6) + \sin(j\theta_2);$$

$$\Delta_{2cj} = \sin(j\theta_5) - \sin(j\theta_1) - \sin(j\theta_2) + \sin(j\theta_4);$$

$\hat{I}_{dj}$  - valor de pico do  $j$ -ésimo componente harmônico da corrente no lado CC;



$\lambda_j$  - ângulo de fase do j-ésimo componentes harmônico da corrente no lado CC;

$I_k''$  - corrente média na fase k, em porcentagem de  $I_d$ , considerando-se apenas os harmônicos no lado CC.

d) Componentes contínuas totais nas correntes de alimentação.

Uma vez calculadas as contribuições descritas anteriormente, as componentes contínuas totais são obtidas diretamente pelas expressões (II.7), para uma fase k qualquer.

$$I_{k0} = I_{k0} + I_k'' + I_k'''. \quad (\text{II.7})$$

e) Resultados simulados.

Utilizando das formulações anteriores desenvolveu-se um programa de simulação digital através do qual foram realizados diversos estudos sobre a geração de componentes CC. Dos vários casos processados apresenta-se, a seguir, alguns resultados que ilustram as inter-dependências mais típicas.

A figura II.3 ilustra o diagrama unifilar da instalação conversora utilizada para a análise, para a qual foram adotados os seguintes dados:

Tensão de alimentação.....(volts/pico): 310.  
 Corrente média no lado CC.....(amp.): 200.  
 Reatância de comutação.....(Ohms): 0.0693.

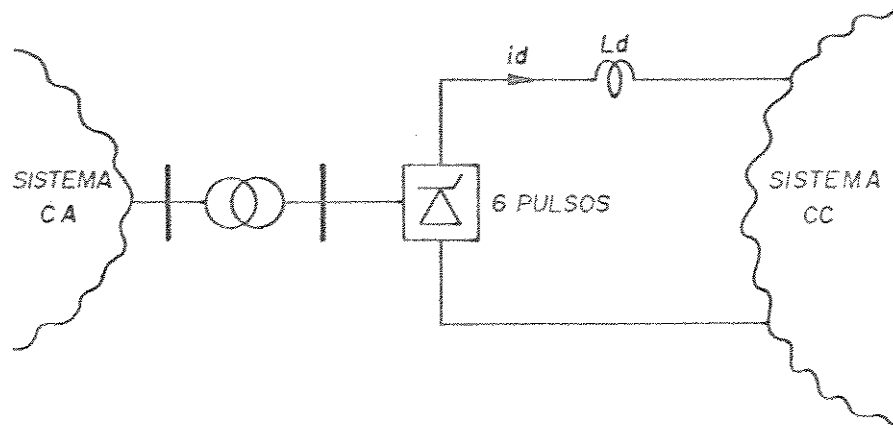


figura II.3 - Conversor CA/CC de 6 pulsos.

Com o objetivo de focalizar apenas a influência do sistema alimentador, e dos tipos de sistemas de produção de pulsos, nas componentes contínuas geradas, inicialmente foram desprezados os efeitos da comutação e das flutuações da corrente no lado CC.

Desta forma, considerando-se as expressões (II.3), tem-se:

$$\theta_i = \theta_{di} + \mu_i;$$

sendo:

$$\theta_{di} = \theta_{di} + \delta_i \quad \text{e} \quad \mu_i = 0;$$

onde:  $\delta_i$  - erro no  $i$ -ésimo disparo.

resulta:

$$\theta_i = \theta_{di} + \delta_i.$$

Desta forma, para a fase  $k$  tem-se;

$$I_{ko} = \frac{50}{\pi} [ \Delta\theta_k + \Delta\delta_k ]; \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{aligned}
\text{onde: } \Delta\theta_a &= \theta_{d3} - \theta_{d1} - \theta_{d5} + \theta_{d4}; \\
\Delta\theta_b &= \theta_{d5} - \theta_{d3} - \theta_{d2} + \theta_{d4} - 2\pi; \\
\Delta\theta_c &= \theta_{d1} - \theta_{d5} - \theta_{d4} + \theta_{d2} + 2\pi; \\
\Delta\delta_a &= \delta_3 - \delta_1 - \delta_5 + \delta_4; \\
\Delta\delta_b &= \delta_5 - \delta_3 - \delta_2 + \delta_4; \\
\Delta\delta_c &= \delta_1 - \delta_5 - \delta_4 + \delta_2;
\end{aligned}$$

Pela expressão (II.8) pode-se constatar que somente existirão componentes contínuas quando os valores de  $\Delta\theta_k$  e/ou  $\Delta\delta_k$  forem diferentes de zero. Neste sentido foram investigadas várias situações de operação e alguns resultados são ilustrados a seguir:

- Caso 1: - tensões de alimentação desequilibradas e sem distorções harmônicas;
- sistema de produção de pulsos tipo CIP,  $\alpha = 20^\circ$ ;
  - reatâncias de comutação iguais a zero;
  - $L_d = \infty$ .

|  |      |       |       |       |       |       |
|--|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| * Sistema de produção de pulsos: cip       |      |       |       |       |       |       |
| * Corrente no lado DC $I_d$ (Amp): 200.0   |      |       |       |       |       |       |
| * Ângulo de disparo $\alpha$ (graus): 20.0 |      |       |       |       |       |       |
| seqüência :                                | 1    | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     |
| vak > 0 (g):                               | 26.7 | 90.9  | 150.7 | 206.7 | 270.9 | 330.7 |
| desvio (g):                                | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |
| ignição (g):                               | 46.7 | 110.9 | 170.7 | 226.7 | 290.9 | 350.7 |
| "overlap" (g):                             | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |

Neste caso pretende-se ilustrar a influência dos desequilíbrios da tensão de alimentação na geração de componentes

contínuas. Como pode ser observado, mesmo com a utilização da metodologia CIP, que possui uma forte dependência com o sistema alimentador, não foi constatada a geração de componentes CC. Para o caso em questão, os blocos positivo e negativo das correntes de alimentação, em cada uma das fases, apresentam os mesmos intervalos de duração. Para a fase a, por exemplo, este intervalo é de  $124^\circ$ .

- Caso 2: - tensões de alimentação equilibradas e com 3% de  $5^\circ$  harmônico, também equilibrado;  
 - sistema de produção de pulsos tipo CIP,  $\alpha = 20^\circ$ ;  
 - reatâncias de comutação iguais a zero;  
 -  $L_d = \infty$ .

|  |      |       |       |       |       |       |
|--|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| * Sistema de produção de pulsos: cip       |      |       |       |       |       |       |
| * Corrente no lado CC $I_d$ (Amp): 200.0   |      |       |       |       |       |       |
| * Ângulo de disparo $\alpha$ (graus): 20.0 |      |       |       |       |       |       |
| seqüência :                                | 1    | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     |
| $v_{ak} > 0$ (g):                          | 27.7 | 90.0  | 152.3 | 207.7 | 270.0 | 332.3 |
| desvio (g):                                | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |
| ignição (g):                               | 47.7 | 110.0 | 172.3 | 227.7 | 290.0 | 352.3 |
| overlap (g):                               | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |

Neste caso foram investigadas questões relativas a geração de componentes CC, na presença de harmônicos de ordem ímpar nas tensões de alimentação dos conversores. Pelos resultados obtidos verifica-se que não há geração de componentes CC, pelas mesmas razões expostas para o Caso 1, ou seja, os blocos positivo e negativo das corrente de alimentação possuem os mesmos intervalos de duração, para cada uma das fases, respectivamente. Como exemplo, para a fase a, a duração do intervalo de condução é de  $124.6^\circ$ .

- Caso 3: - tensões de alimentação equilibradas e com 3% de 2º harmônico, também equilibrado;
- sistema de produção de pulsos tipo CIP,  $\alpha = 20^\circ$ ;
  - reatâncias de comutação iguais a zero;
  - $L_d = \infty$ .

|  |      |       |       |       |       |       |
|--|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| * Sistema de produção de pulsos: cip       |      |       |       |       |       |       |
| * Corrente no lado CC $I_d$ (Amp): 200.0   |      |       |       |       |       |       |
| * Ângulo de disparo $\alpha$ (graus): 20.0 |      |       |       |       |       |       |
| seqüência :                                | 1    | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     |
| $v_{ak} > 0$ (g):                          | 27.1 | 88.0  | 151.6 | 208.4 | 272.0 | 332.9 |
| desvio (g):                                | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |
| ignição (g):                               | 47.1 | 108.0 | 171.6 | 228.4 | 292.0 | 352.9 |
| "overlap" (g):                             | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |

Este caso tem por objetivo ilustrar a influência dos harmônicos de ordem par das tensões de alimentação na geração das componentes CC. Para esta situação, os blocos de corrente possuem intervalos de condução ligeiramente diferentes, para as fases b e c do sistema alimentador, e por esta razão são observados valores médios diferentes de zero nas correntes de alimentação. Tomando-se a fase b como exemplo, verifica-se que o bloco positivo possui um intervalo de duração de  $120.4^\circ$ , enquanto que para o bloco negativo registra-se  $115.1^\circ$ . Os valores das componentes contínuas geradas em cada uma das fase, bem como os respectivos  $\Delta\theta_k$ , são:

$$\begin{aligned} \Delta\theta_a &= 0.0; & I_{ao} &= 0.0 \% \\ \Delta\theta_b &= 5.39^\circ; & I_{bo} &= 1.5 \% \\ \Delta\theta_c &= -5.39^\circ; & I_{co} &= -1.5 \% \end{aligned}$$

- Caso 4 - tensões de alimentação equilibradas e com 3% de 2° harmônico, também equilibrado;
- sistema de produção de pulsos tipo PIE,  $\alpha = 20^\circ$ ;
  - reatâncias de comutação iguais a zero;
  - $L_d = \infty$ .

|  |      |       |       |       |       |       |
|--|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| * Sistema de produção de pulsos: pia       |      |       |       |       |       |       |
| * Corrente no lado CC Id (Amp): 200.0      |      |       |       |       |       |       |
| * Ângulo de disparo $\alpha$ (graus): 20.0 |      |       |       |       |       |       |
| seqüência :                                | 1    | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     |
| vak > 0 (g):                               | 27.1 | 88.0  | 151.6 | 208.4 | 272.0 | 332.9 |
| desvio (g):                                | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |
| ignição (g):                               | 47.1 | 107.1 | 167.1 | 227.1 | 287.1 | 347.1 |
| "overlap" (g):                             | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |

O presente caso ilustra a influência dos sistemas de produção de pulsos utilizados. Para isto, adotou-se as mesmas condições de operação estabelecidas no caso 3, para as quais constatou-se a geração de componentes CC. Substituindo-se pois, sistema de produção de pulsos adotado anteriormente por outro fundamentado na metodologia PIE, verifica-se que os blocos de corrente voltam a apresentar as mesmas características observadas nos casos 1 e 2, ou seja, as correntes de alimentação não possuem componentes contínuas.

- Caso 5: - tensões de alimentação equilibradas;
- sistema de produção de pulsos tipo CIP,  $\alpha = 20^\circ$ ;
  - erros no sistema de produção de pulsos
  - reatâncias de comutação iguais a zero;
  - $L_d = \infty$ .

|  |      |       |       |       |       |       |
|--|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| * Sistema de produção de pulsos: cip       |      |       |       |       |       |       |
| * Corrente no lado CC Id (Amp): 200.0      |      |       |       |       |       |       |
| * Ângulo de disparo $\alpha$ (graus): 20.0 |      |       |       |       |       |       |
| seqüência :                                | 1    | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     |
| vak > 0 (g):                               | 30.0 | 90.0  | 150.0 | 210.0 | 270.0 | 330.0 |
| desvio (g):                                | -2.4 | 1.5   | 2.0   | 2.7   | -0.8  | -1.8  |
| ignição (g):                               | 47.6 | 111.5 | 172.0 | 232.7 | 289.2 | 348.2 |
| "overlap" (g):                             | 0.0  | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   | 0.0   |

Os resultados apresentados para este caso mostram os efeitos dos erros de disparo decorrentes da operação irregular dos sistemas de produção de pulsos. Adotou-se, propositadamente, uma alimentação equilibrada e sem distorção harmônica objetivando evidenciar apenas os efeitos dos erros aleatórios nos pulsos de disparo dos tiristores. Nestas condições, os coeficientes  $\Delta\theta_k$  são nulos e as componentes contínuas geradas dependem apenas de  $\Delta\delta_k$ . Para a sequência de erros de disparo adotada, obteve-se os seguintes resultados para  $\Delta\delta_k$  e  $I_{co}$ :

$$\begin{aligned} \Delta\delta_a &= 8.9^\circ; & I_{co} &= 2.47 \% \\ \Delta\delta_b &= -6.1^\circ; & I_{bo} &= -1.69 \% \\ \Delta\delta_c &= -2.8^\circ; & I_{co} &= -0.78 \%. \end{aligned}$$

De um modo geral, conclui-se que para sistemas de produção de pulsos fundamentados na metodologia CIP, os quais normalmente apresentam erros de no máximo  $\pm 3^\circ$ , o maior  $\Delta\delta_k$  possível é  $12^\circ$  e, nestas condições, as componentes CC resultantes são da ordem de 3.3% de Id. Para os sistemas do tipo PIE, os erros máximos observados são substancialmente menores ( $\pm 0.4^\circ$ ) e, nestes casos, o  $\Delta\delta_k$  máximo é de  $1.6^\circ$  e a componente CC chega a aproximadamente 0.44% Id.

- Caso 6: - tensões de alimentação equilibradas e com 3% de 2°  
 - harmônico, também equilibrado;  
 - sistema de produção de pulsos tipo CIP,  $\alpha = 20^\circ$ ;  
 - erros no sistema de produção de pulsos;  
 - reatâncias de comutação diferentes de zero;  
 -  $L_d = \text{finito}$ .

|  |      |       |       |       |       |       |
|--|------|-------|-------|-------|-------|-------|
| * Sistema de produção de pulsos: cip       |      |       |       |       |       |       |
| * Corrente no lado CC $I_d$ (Amp): 200.0   |      |       |       |       |       |       |
| * Ângulo de disparo $\alpha$ (graus): 20.0 |      |       |       |       |       |       |
| sequencia :                                | 1    | 2     | 3     | 4     | 5     | 6     |
| $v_{ak} > 0$ (g):                          | 29.2 | 88.3  | 149.1 | 210.9 | 271.7 | 330.8 |
| desvio (g):                                | -2.4 | 1.5   | 2.0   | 2.7   | -0.8  | -1.5  |
| ignição (g):                               | 46.8 | 109.8 | 171.1 | 233.6 | 290.9 | 348.0 |
| "overlap" (g):                             | 7.8  | 7.1   | 7.3   | 7.0   | 7.4   | 7.5   |

Este caso, incorpora os efeitos das correntes de comutação, bem como, dos harmônicos da corrente no lado CC. A partir dos resultados obtidos computacionalmente verificou-se que tais efeitos somente se manifestam para as mesmas condições operativas gerais estabelecidas para os casos de 3 e 5 e, assim sendo, conclui-se que não é possível investiga-los isoladamente. Entretanto, constatou-se que, de um modo geral, as contribuições das comutações e dos harmônicos no lado CC, para as componentes contínuas geradas, não são muito expressivas. Como exemplo, apresenta-se os resultados para os coeficientes  $CO_i$  e para as correntes  $I_{co}$ , nas condições estabelecidas neste caso.

$$\begin{array}{lll}
 CO_1 = 11.79; & CO_4 = -12.49; & I_{co} = 2.26 \% \\
 CO_2 = -11.22; & CO_5 = 12.99; & I_{bo} = -0.23 \% \\
 CO_3 = -12.37; & CO_6 = 12.15; & I_{co} = -2.03 \%
 \end{array}$$



## II.2.2 - Conversores Estáticos Semi-Controlados.

O arranjo básico de um conversor semi-controlado, bem como a corrente de alimentação em uma das fases, para um ângulo de disparo  $\alpha$  qualquer, são ilustradas na figura II.4.

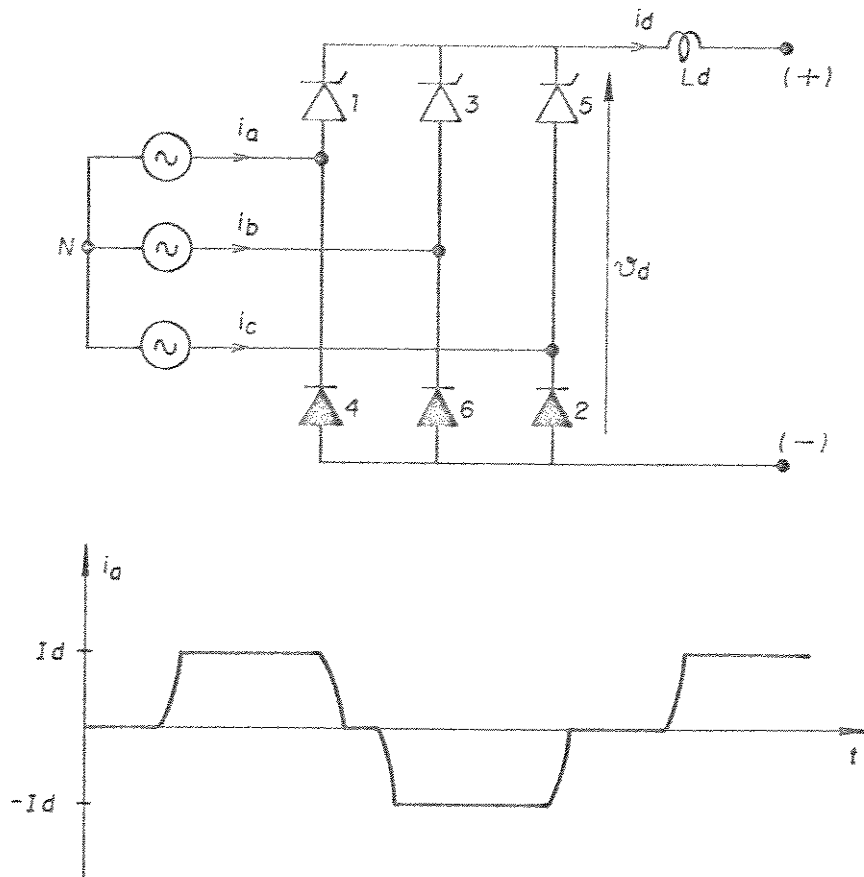


Figura II.4 - Conversor semi-controlado.

Este tipo de equipamento, sob condições normais de operação, absorve da rede de alimentação, correntes iguais aquelas observadas nos conversores totalmente controlados, quando o ângulo de disparo é  $\alpha = 0^\circ$ .

Analisando-se o princípio de funcionamento destes equipamentos [09], pode-se concluir que o valor médio das correntes de alimentação é sempre nulo, para qualquer ângulo  $\alpha$ , sob condições normais de operação. Desta forma, a geração de componentes contínuas está ligada apenas à situações onde estes equipamentos operam em condições não ideais.

A análise sob o ponto de vista quantitativo é desnecessária devido a semelhança com o caso anterior, onde se apresentou uma metodologia de cálculo das componentes CC injetadas pelos conversores totalmente controlados. Neste caso, basta calcular os ângulos que definem os intervalos de condução e comutação, lembrando-se que para os tiristores 2, 4 e 6 o ângulo de disparo  $\alpha$  é constante e igual a zero, para qualquer condição de operação.

### II.2.3 - Compensadores Estáticos do Tipo Reator Controlado a Tiristores.

Os compensadores estáticos são constituídos basicamente por um banco de capacitores fixos associados a um banco de reatores controlados por tiristores, como ilustra simplificadaamente a figura II.5.

As correntes que se estabelecem pelos reatores são definidas atuando-se sobre os ângulos de disparo dos tiristores. Desta forma, obtem-se no conjunto de reatores um nível de corrente que pode ser controlado de forma contínua e individual por fase [10]. A forma de onda da corrente em cada reator controlado, é ilustrada na figura II.6, para um ângulo de disparo  $\alpha$  qualquer. Como se observa, as correntes absorvidas pelos reatores não são senoidais, para valores de  $\alpha \neq 90^\circ$ , e sob certas condições podem apresentar valores médios diferentes de zero. Tais ocorrências se devem à desvios entre os pulsos de gatilhamento dos tiristores da associação anti-paralela. Como se sabe [10], quando o tiristor  $T_1$  que estabelece a condução do

pulso positivo de corrente for disparado com  $\alpha$ , o tiristor T2 da mesma fase deverá ser gatilhado com  $\gamma = \alpha + \pi$ , para uma mesma referência de ângulos. Caso isto não ocorra, além de resultar em diferentes intervalos de condução entre os pulsos positivo e negativo de corrente, estes são regidos por equações diferentes.

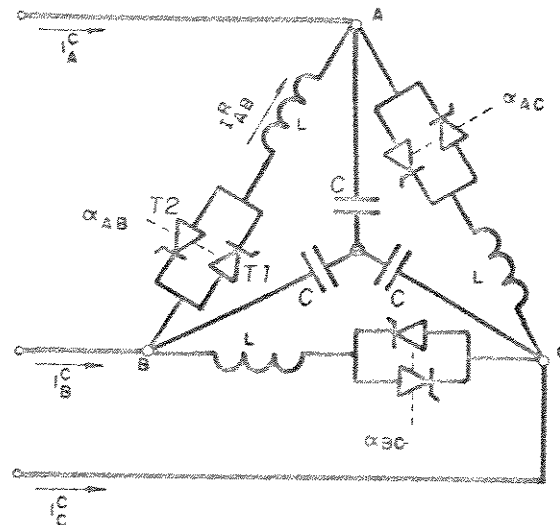


Figura II.5 - Compensador estático tipo reator controlado a tiristores.

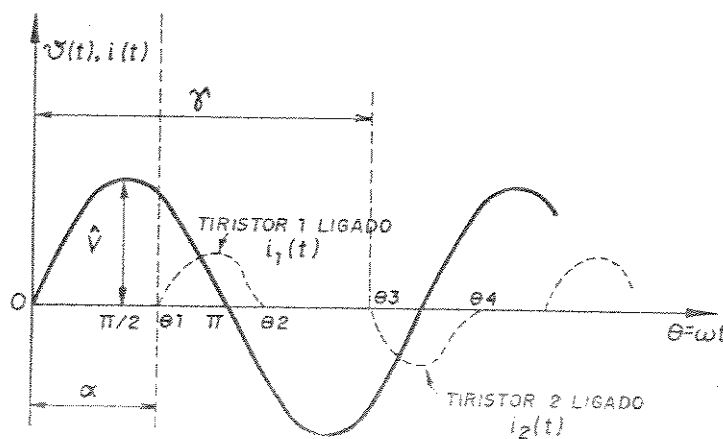


Figura II.6 - Corrente no reator controlado para  $\delta=0$ .

A figura II.7 ilustra a formação dos pulsos positivo e negativo na presença de um desvio  $\delta$  no disparo do tiristor  $T_2$ . Nestas condições, as correntes de alimentação deste equipamento apresenta um valor médio  $I_0$ .

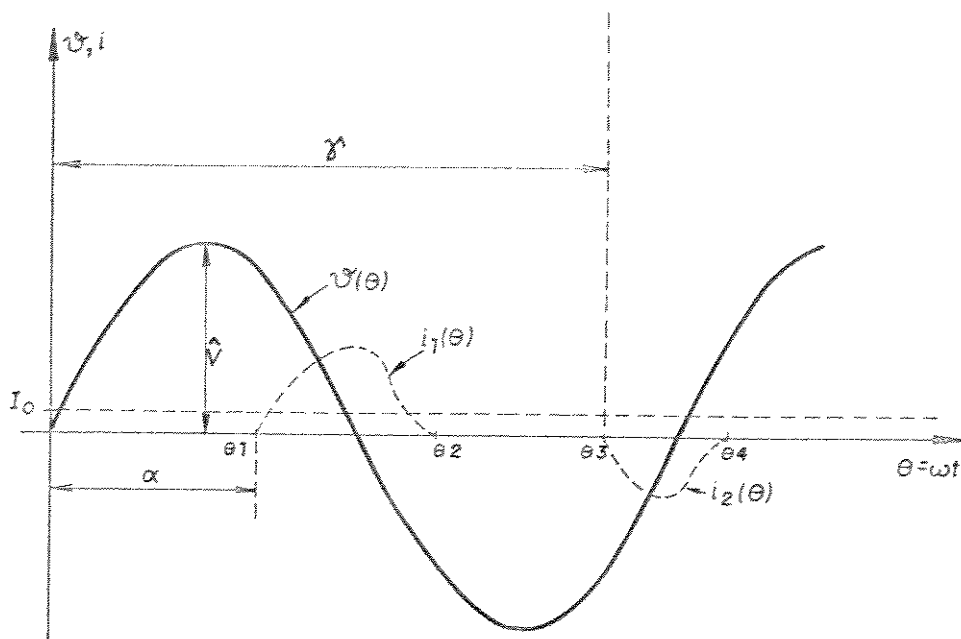


Figura II.7 - Corrente no reator controlado para  $\delta \neq 0$ .

O cálculo deste valor médio pode ser feito a partir das expressões analíticas dos pulsos positivo e negativo da corrente, obtidas da referência [02], e que são dadas pelas expressões (II.9) e (II.10).

$$i_1(\theta) = \hat{I} [ \text{sen}(\theta - \theta_c) - e^{-\tau(\theta - \alpha)} \text{sen}(\theta_c - \alpha) ]; \quad (\text{II.9})$$

$$i_2(\theta) = \hat{I} [ \text{sen}(\theta - \theta_c) - e^{-\tau(\theta - \gamma)} \text{sen}(\gamma - \theta_c) ]; \quad (\text{II.10})$$

$$\text{onde: } \hat{I} = \frac{\hat{V}}{[R^2 + (\omega L)^2]^{1/2}};$$

$\hat{V}$  - valor de pico da tensão no reator;  
 $\theta_c = \text{tg}^{-1}[\omega L/R]$ ;  
 $\gamma = \alpha + \delta + \pi$ ;  
 $\alpha$  - ângulo de disparo;  
 $\delta$  - erro de disparo;  
 $L$  - indutância do reator;  
 $R$  - resistência elétrica do reator.

Utilizando-se pois destas equações, obtem-se a expressão (II.11), cujo desenvolvimento analítico é apresentado no APÊNDICE C deste trabalho.

$$I_o = \frac{\hat{I}}{2\pi} \left[ \Delta E - \sum_{i=1}^{i=4} (-1)^i \cos(\theta_i) \cos(\theta_c) - \sum_{i=1}^{i=4} (-1)^i \sin(\theta_i) \sin(\theta_c) \right]; \quad (\text{II.11})$$

onde:  $\theta_i$  - ângulos iniciais e finais para cada pulso de corrente;

$$\Delta E = \sin(\alpha - \theta_c) e^{-\tau(\theta - \alpha)} \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} + \sin(\gamma - \theta_c) e^{-\tau(\theta - \gamma)} \Big|_{\theta_3}^{\theta_4}.$$

Para a utilização da expressão (II.11) é necessário inicialmente determinar os ângulos  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$ , para cada uma das fases. Os ângulos  $\theta_1$  e  $\theta_3$  correspondem ao início dos pulsos positivo e negativo das correntes nos reatores, respectivamente, e, desta forma, para uma fase qualquer do sistema alimentador podem ser calculados pelas expressões (II.12).

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \alpha; \\ \theta_3 &= \alpha + \delta + \pi, \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Os ângulos  $\theta_2$  e  $\theta_4$ , para os quais ocorre o bloqueio da corrente nos pulsos positivo e negativo, respectivamente, são determinados com a solução das equações (II.13) e (II.14), por processo iterativo, para cada uma das fases.

$$0 = \hat{I} [ \text{sen}(\theta_2 - \theta_c) - e^{-\tau(\theta_2 - \alpha)} \text{sen}(\theta_c - \alpha) ]; \quad (\text{II.13})$$

$$0 = \hat{I} [ \text{sen}(\theta_4 - \theta_c) - e^{-\tau(\theta_4 - \gamma)} \text{sen}(\gamma - \theta_c) ]. \quad (\text{II.14})$$

Uma vez obtidos os ângulos  $\theta_2$  e  $\theta_4$ , a expressão (II.11) pode ser usada para o cálculo das componentes médias das correntes de alimentação em cada um dos ramos do compensador estático.

A figura II.8 ilustra a variação dos níveis de corrente contínua nas correntes de alimentação dos reatores controlados a tiristores, obtidos a partir da expressão (II.11), para diferentes valores de ângulos de ignição  $\alpha$  e desvios  $\delta$ .

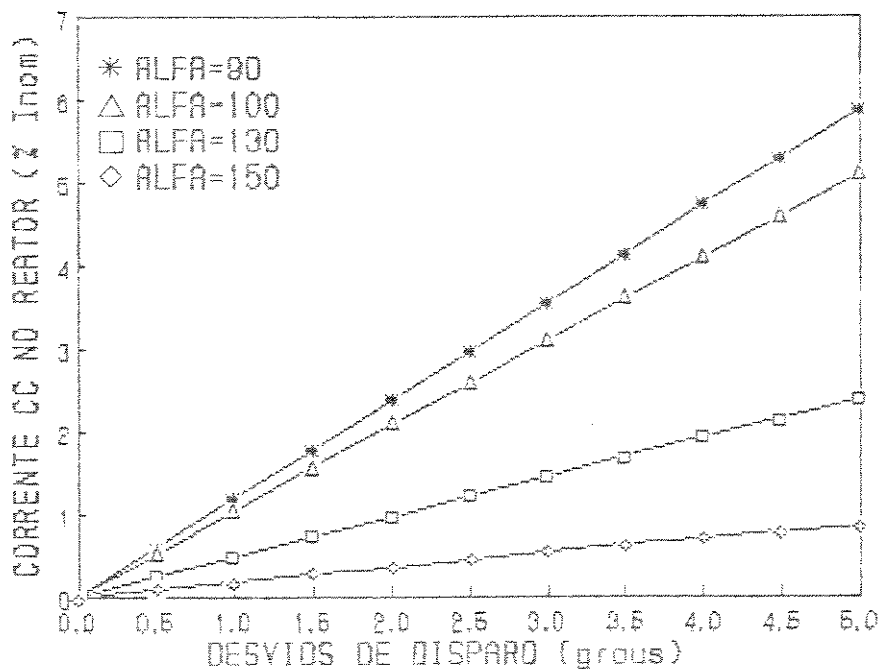


Figura II.8 - Componente contínua produzida por um reator controlado a tiristores sob diferentes  $\alpha$  e  $\delta$ .

Considerando-se alguns aspectos construtivos deste tipo de equipamento, tais como, o fator de qualidade dos reatores, bom como, os valores máximos dos desvios decorrentes da operação irregular dos sistemas de produção de pulsos, pode ser constatada a viabilidade de se obter expressões mais simplificadas para o cálculo destas componentes CC.

Analisando-se inicialmente a questão do fator de qualidade, verifica-se que é possível realizar uma primeira aproximação baseada no fato de que os indutores utilizados em tais equipamentos, em geral, possuem um bom fator de qualidade. Isto implica em que a deformação causada nos pulsos de corrente devido a resistência elétrica dos enrolamentos é praticamente desprezível, e como consequência, os ângulos de bloqueio não são antecipados [10],[12]. Desprezando-se, então, os efeitos da resistência, os ângulos  $\theta_2$  e  $\theta_4$  podem ser determinados diretamente pelas expressões (II.15), que dispensam qualquer processo iterativo.

$$\begin{aligned}\theta_1 &= \alpha; \\ \theta_2 &= 2\pi - \alpha; \\ \theta_3 &= \pi + \alpha + \delta; \\ \theta_4 &= 3\pi - \alpha - \delta.\end{aligned}\tag{II.15}$$

Substituindo-se os valores de  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ ,  $\theta_4$  na expressão (II.11), obtém-se a expressão (II.16).

$$I_0 = \frac{\hat{I}}{\pi} \left[ A_1 (1 - \cos\delta) + A_2 \operatorname{sen}\alpha + A_3 \delta \operatorname{sen}\delta + A_4 \delta \cos\delta \right];\tag{II.16}$$

$$\begin{aligned}\text{onde: } A_1 &= \operatorname{sen}\alpha + (\pi - \alpha)\cos\alpha; \\ A_2 &= (\pi - \alpha)\operatorname{sen}\alpha - \cos\alpha; \\ A_3 &= -\operatorname{sen}\alpha; \\ A_4 &= \cos\alpha.\end{aligned}$$

A expressão (II.16) pode ainda ser simplificada admitindo-se as aproximações cabíveis quando se considera pequenos desvios de disparo  $\delta$ . Nestas condições obtém-se a expressão (II.17), que pode ser utilizada para uma estimativa inicial das componentes contínuas nos reatores controlados à tiristores.

$$I_o' = \frac{(Q_R \cdot 10^3)^{1/2}}{3\pi V_{nom}} \left[ (\pi - \alpha - \delta) \delta \sin \alpha \right]; \quad (II.17)$$

onde:  $Q_R$  - potência total do banco de reatores (MVAR),  
 $V_{nom}$  - tensão nominal (KV).

Com o objetivo de analisar a validade das expressões simplificadas calculou-se as componentes contínuas geradas pelos reatores controlados à tiristores, utilizando-se para isso as expressões (II.11), (II.16) e (II.17). Admitindo-se pois, os resultados obtidos através de (II.11) como sendo os mais representativos do comportamento real, determinou-se os erros produzidos com o uso das expressões simplificadas para diversas condições de operação.

Como ilustração, apresenta-se na figura II.9 alguns resultados para os maiores erros em função do fator de qualidade do reator, e associados com desvios de ignição compreendidos entre  $-5^\circ$  à  $5^\circ$ . Estes resultados foram obtidos, admitindo-se a condição de operação para a qual as componentes contínuas geradas são mais sensíveis à estes desvios de disparo, ou seja  $\alpha \cong 90^\circ$ .

Aumentando-se os ângulos de disparo, os erros de cálculo cometidos, quando se utiliza as expressões (II.16) e (II.17), tendem a diminuir, qualquer que seja o fator de qualidade do reator. A figura II.10 ilustra a evolução dos maiores erros observados para a mesma faixa de desvios de disparo admitida anteriormente e um fator de qualidade típico e igual a 100. Como visto, estas expressões simplificadas podem fornecer resultados satisfatórios para a maioria dos casos práticos.



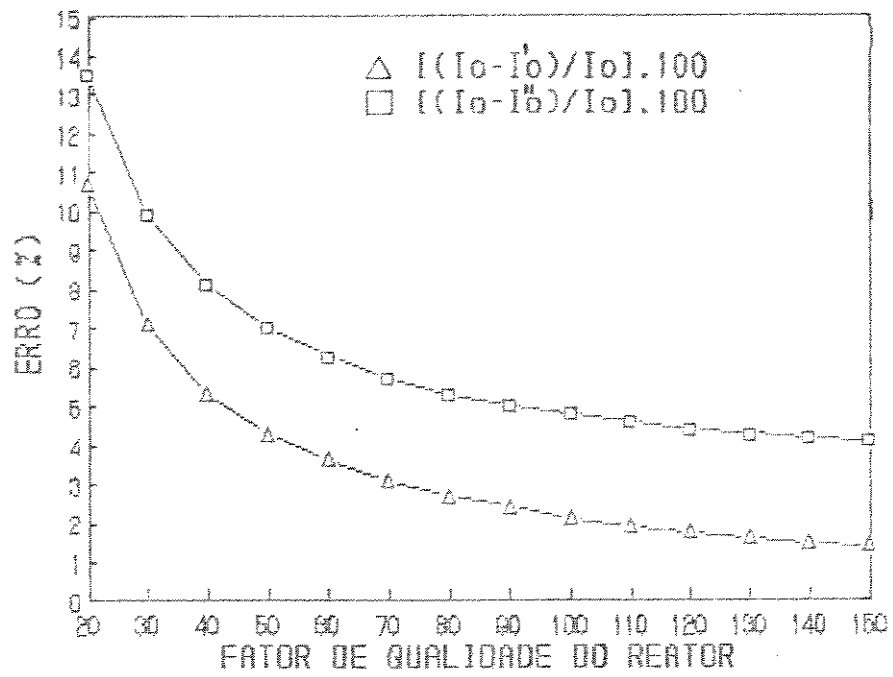


Figura II.9 - Erros em função do fator de qualidade do reator.

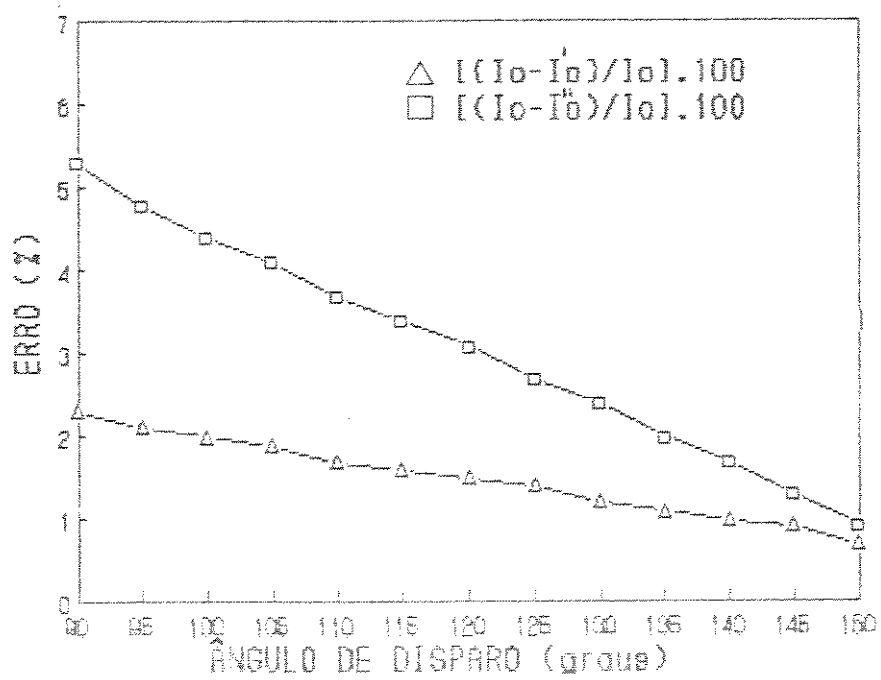


Figura II.10 - Erros em função do ângulo de disparo.

Apresenta-se a seguir os resultados obtidos para os níveis de injeção CC em duas instalações típicas trifásicas. Antes porém, cabe salientar que os compensadores estáticos conectados a sistemas trifásicos normalmente operam com os ramos de reatores controlados conectados em triângulo [10] e, desta forma, as componentes médias das correntes de alimentação de linha podem ser obtidas pela composição das correntes médias dos reatores controlados.

A instalação ilustrada na figura II.11 opera em 12 pulsos, com potência nominal de 120 MVar, conectada a um barramento de 138 Kv. Admite-se, para este caso, a operação com controle simultâneo do ângulo de disparo nas três fases, sendo portanto utilizada apenas para compensação de reativos e manutenção de tensão.

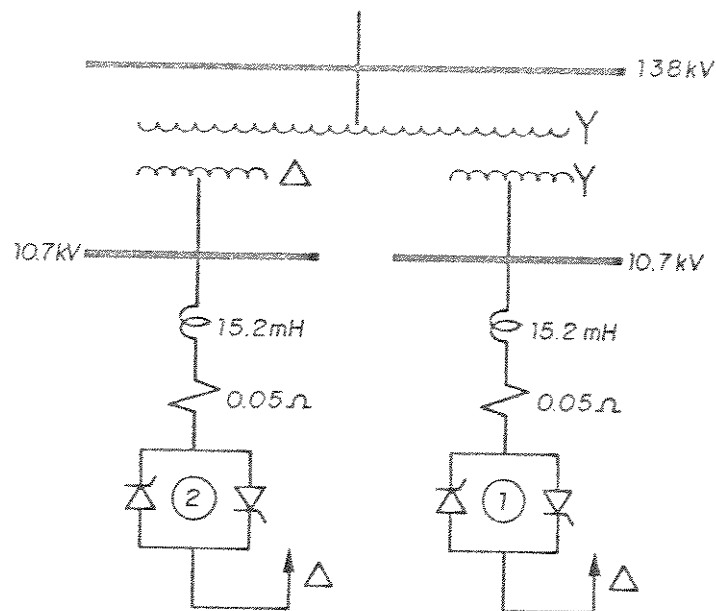


figura II.11 - Instalação típica tipo 1.

A partir de um programa digital desenvolvido com base na expressão (II.11), obteve-se inúmeros resultados simulados para diferentes condições de operação. Para a faixa de desvios

mais típicos ( $\pm 3^\circ$ ), não foram constatadas injeções CC maiores que 4% das correntes nominais dos reatores. Como exemplo, ilustra-se na figura II.12 os resultados para os níveis CC nos reatores e nas linhas, bem como, os respectivos ângulos  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$ ,  $\theta_4$  dos pulsos positivo e negativo.

| reator                         | i (ka)         | $\alpha$ (g)   | $\beta$ (g)    | r ( $\Omega$ ) | x ( $\Omega$ ) |
|--------------------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| ab                             | 2.6            | 95.0           | 2.7            | 0.05           | 5.72           |
| bc                             | 2.6            | 95.0           | -1.8           | 0.05           | 5.72           |
| ca                             | 2.6            | 95.0           | 0.0            | 0.05           | 5.72           |
| reator                         | $\theta_1$ (g) | $\theta_2$ (g) | $\theta_3$ (g) | $\theta_4$ (g) |                |
| ab                             | 95.00          | 264.14         | 277.70         | 346.44         |                |
| bc                             | 95.00          | 264.14         | 273.20         | 350.94         |                |
| ca                             | 95.00          | 264.14         | 275.00         | 349.14         |                |
| COMPONENTES CONTÍNUAS (% Inom) |                |                |                |                |                |
| reator ab -                    | 1.75           | linha a -      | -1.75          |                |                |
| reator bc -                    | -1.20          | linha b -      | 2.95           |                |                |
| reator ca -                    | -0.00          | linha c -      | -1.20          |                |                |

Figura II.12 - Características de operação do reator 1.

A figura II.13 ilustra uma outra instalação de reatores controlados que opera em 6 pulsos, com potência nominal de 57 MVar, conectada a um barramento industrial de 69 Kv.

É assumido para esta instalação, a possibilidade de controle individual dos ângulos de disparo para cada uma das fases. Desta forma, a instalação não só desempenha as funções da instalação anterior como também é utilizada para corrigir desequilíbrios de corrente [12].

Os resultados computacionais obtidos para esta instalação, são ilustrados na figura II.14.

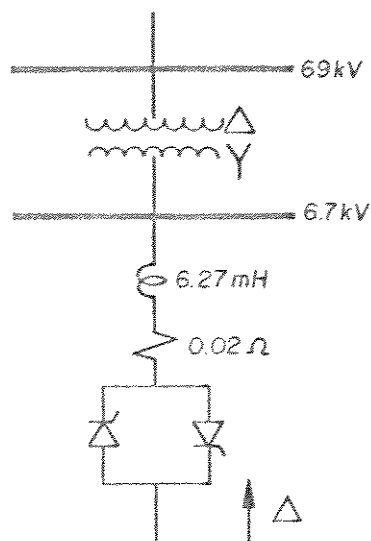


Figura II.13 - Instalação típica tipo 2.

| reator                         | i (ka)         | $\alpha$ (g)   | $\beta$ (g)    | r ( $\Omega$ ) | x ( $\Omega$ ) |
|--------------------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| ab                             | 4.0            | 95.0           | -2.1           | 0.02           | 2.36           |
| bc                             | 4.0            | 100.0          | 0.9            | 0.02           | 2.36           |
| ca                             | 4.0            | 91.0           | 2.5            | 0.02           | 2.36           |
| reator                         | $\theta_1$ (g) | $\theta_2$ (g) | $\theta_3$ (g) | $\theta_4$ (g) |                |
| ab                             | 95.00          | 264.16         | 272.90         | 351.26         |                |
| bc                             | 100.00         | 259.28         | 280.90         | 338.38         |                |
| ca                             | 91.00          | 268.07         | 273.50         | 354.57         |                |
| COMPONENTES CONTÍNUAS (% Inom) |                |                |                |                |                |
| reator ab -                    | -1.40          |                | linha a -      | 3.11           |                |
| reator bc -                    | 0.55           |                | linha b -      | -1.95          |                |
| reator ca -                    | 1.71           |                | linha c -      | -1.16          |                |

Figura II.14 - características de operação do reator.

### II.3 - FONTES CC CLASSIFICADAS NO GRUPO B.

Apresenta-se neste item a análise de algumas cargas,

consideradas mais usuais, e que tem como característica a presença de componentes contínuas nas suas correntes de alimentação, mesmo quando operam em condições ideais. Assim, pretende-se abordar neste caso apenas os aspectos relativos à determinação dessas componentes CC sem que a estas seja atribuído qualquer tipo de operação anormal do equipamento considerado. Respeitando pois estes preceitos, são identificadas as seguintes cargas como fontes geradoras de componentes CC:

- retificadores monofásicos;
- retificadores trifásicos unidirecionais;
- Interligação em corrente contínua de sistemas CA com frequências diferentes.

Tais cargas foram escolhidas pois apresentam as características básicas de funcionamento com as quais se pode concluir objetivamente sobre a existência de componentes médias nas corrente de alimentação, nas condições postuladas neste item.

### II.3.1 - Retificadores Monofásicos.

Estas cargas constituem a forma mais conhecida de geração de componentes contínua nos sistemas elétricos a que estão conectadas.

As formas de onda das correntes de alimentação destes equipamentos são classicamente conhecidas [09], dispensando conseqüentemente uma análise mais detalhada. A figura II.15(a) e (b) ilustram as formas de onda das correntes no secundário do transformador de alimentação de um retificador monofásico alimentando uma carga resistiva.

Nestas condições sabe-se [09] que o valor médio da corrente de alimentação é dado pela expressão (II.18), para o arranjo em meia onda e pela expressão (II.19), para o arranjo em onda completa.

$$I_o = \frac{\hat{I}}{\pi}; \quad \text{(II.18)}$$

$$I_o = 2 \frac{\hat{I}}{\pi}; \quad \text{(II.19)}$$

onde:  $\hat{I}$  - valor de pico da corrente.

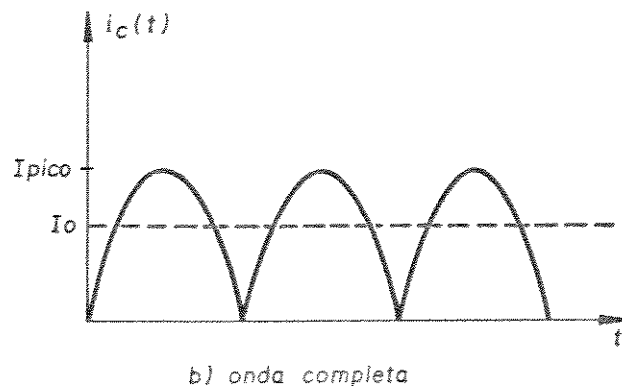
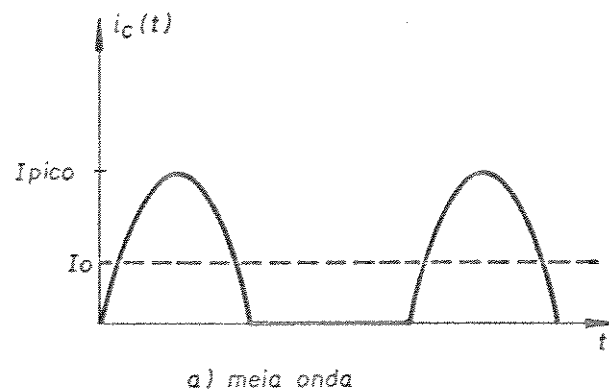


Figura II.15 - Formas de onda da corrente no secundário do transformador de um retificador monofásico.

Apesar de serem utilizados na alimentação de cargas de pequeno porte, quando estas operam simultaneamente, o efeito global pode atingir proporções significativas. Este é, por exemplo, o caso dos retificadores em onda completa utilizados em aparelhos de T.V. Esta carga, em alguns países, constitui motivo de grandes preocupações, pelos efeitos causados nos sistemas de potência. Na Grã-Bretanha, onde as tomadas monofásicas são de três pinos, os níveis individuais de componentes contínuas são adicionados. No Brasil o fenômeno não é tão intenso uma vez que o uso de tomadas de dois pinos podem produzir cancelamentos mútuos, todavia ainda pode se manifestar em menor escala.

### II.3.2 - Retificadores Trifásicos Unidirecionais.

Trata-se do arranjo mais simples na classe dos retificadores trifásicos. Sua constituição física é ilustrada simplificada na figura II.16(a).

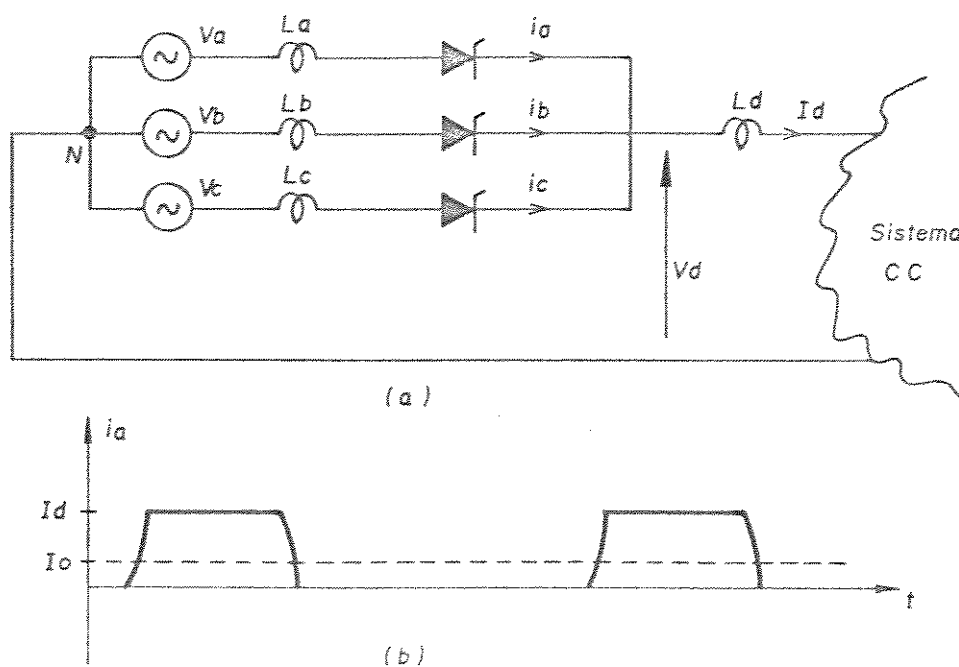


Figura II.16 - Retificador trifásico unidirecional.

As características gerais de operação destes equipamentos são bastante conhecidas na literatura clássica [09] e por esta razão apresenta-se a seguir apenas uma breve descrição dos principais aspectos ligados à forma de funcionamento.

Admitindo-se uma indutância infinita  $L_d$  no lado de corrente contínua, a corrente de alimentação CA apresenta blocos retangulares de altura  $I_d$  e largura  $120^\circ$ , como ilustra a figura II.16(b), para uma das fases do sistema alimentador.

No caso simplificado onde se desprezam os efeitos da comutação, bem como, das flutuações da corrente no lado CC, o valor médio da corrente de alimentação pode ser determinado através da expressão (II.20).

$$I_o = \frac{I_d}{3}; \quad \text{(II.20)}$$

onde:  $I_d$  - valor da corrente no lado CC.

Para a determinação mais precisa da componente média das correntes de alimentação vale o tratamento matemático apresentado no item II.2.1 deste trabalho, convenientemente adaptado às características gerais de funcionamento agora consideradas.

### II.3.3 - Interligação em Corrente Contínua de Sistemas CA com Frequências Diferentes.

A utilização de sistemas de transmissão de energia elétrica em corrente contínua tem sido uma prática frequente nos últimos anos. Como se sabe, esta solução para a transmissão de energia pode ser economicamente viável quando se deseja interligar sistemas elétricos separados a uma distância da ordem



de, por exemplo 1000 Km, para linhas aéreas, ou de cerca de 50 Km para cabos [08]. Outra aplicação, onde a utilização de sistemas em corrente contínua constitui-se praticamente como única solução viável, é a interligação de sistemas de potência em corrente alternada que operam com frequências diferentes. Para este tipo de aplicação é que se concentram as análises agora apresentadas.

O estudo desenvolvido a seguir trata basicamente da avaliação da influência das flutuações de corrente no lado CC no cálculo das componentes CC das correntes de alimentação.

A figura II.17 ilustra um arranjo típico utilizado em sistemas de transmissão em corrente contínua.

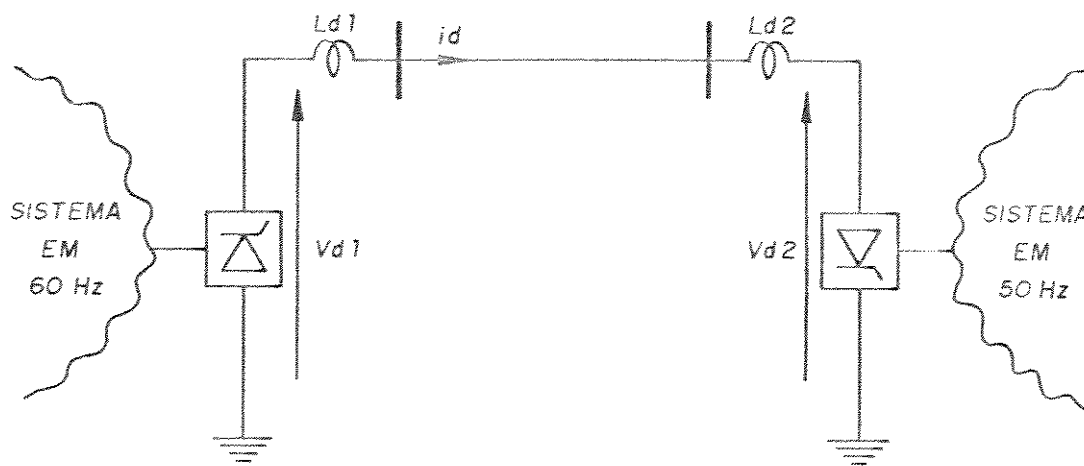


Figura II.17 - Interligação em Corrente Contínua.

Para o caso enfocado, ou seja, a interligação de sistemas CA com frequências diferentes, o conteúdo harmônico no lado de corrente contínua pode ser maior que o esperado, mesmo quando as estações conversoras operam em condições ideais. Isto ocorre porque as frequências harmônicas presentes nas tensões terminais  $V_{d1}(t)$  e  $V_{d2}(t)$  são diferentes. Neste caso, as correntes que circulam pela linha de transmissão CC podem apresentar todo o conteúdo harmônico característico de cada uma

das tensões terminais  $V_{d1}(t)$  e  $V_{d2}(t)$ . A tabela II.1 ilustra, como exemplo, algumas frequências harmônicas que podem estar presentes nas linhas de um sistema de transmissão em corrente contínua utilizado para a interligação de dois sistemas CA com frequências diferentes. Admitiu-se, neste exemplo, as estações conversoras operando em 6 pulsos.

| Ordens harmônicas características. | Frequências harmônicas devidas ao conversor em 60 Hz. | Frequências harmônicas devidas ao conversor em 50 Hz. |
|------------------------------------|---|---|
| 6                                  | 360   | 300   |
| 12                                 | 720   | 600   |
| 18                                 | 1080  | 900   |
| 24                                 | 1440  | 1200  |
| 30                                 | 1800  | 1500  |
| .                                  | ..  | ..  |

Tabela II.1 - Harmônicos característicos no lado CC de instalações de 6 pulsos.

As correntes harmônicas que circulam pelos conversores nestas condições podem ser obtidas a partir das tensões terminais no lado CC e do circuito equivalente, para cada frequência, como indica a expressão (II.21).

$$I_{df} = \frac{V_{df}}{Z_f}; \quad (\text{II.21})$$

onde:  $I_{df}$  - corrente harmônica na frequência  $f$ ;

$V_{df}$  - tensão harmônica na frequência  $f$ ;

$Z_f$  - impedância equivalente na frequência  $f$ .

Então, tomando-se como referência o conversor ligado

ao sistema de 60 Hz, verifica-se que por este podem estar circulando correntes harmônicas de ordens não características, como mostra a tabela II.2.

| Frequências<br>(Hertz) | ordens harmônicas relativas<br>ao sistema de 60 Hz |
|------------------------|--|
| 300                    | 5 (*)  |
| 360                    | 6  |
| 600                    | 10 (*)   |
| 720                    | 12   |
| 900                    | 15 (*)   |
| 1080                   | 18   |
| 1200                   | 20 (*)   |
| 1440                   | 24   |
| 1500                   | 25 (*)   |
| 1800                   | 30   |
| ..                     | ..   |

Tabela II.2 - Harmônicas no lado CC.

(\*) - não característicos.

A análise qualitativa sobre a influência do "ripple" da corrente  $i_d(t)$  nas componentes contínuas das correntes de alimentação no lado CA foi apresentado no item II.2.1 deste capítulo. Pretende-se a seguir focar apenas os aspectos específicos relativos à interligação em corrente contínua entre sistemas de frequências diferentes, considerando-se os conversores operando sob condições ideais.

A expressão (II.22), obtida no item II.2.1, permite calcular a parcela de corrente contínua no lado CA devida às correntes harmônicas que circulam pelo lado CC do sistema

conversor.

$$I_{k0}''' = \frac{50}{\pi I_d} \sum_{j=1}^{j=\infty} \left[ \frac{\hat{I}_{dj}}{j} ( \Delta_{1kj} \cos \lambda_j + \Delta_{2kj} \sin \lambda_j ) \right]; \quad (\text{II.22})$$

Entretanto, estando o conversor operando sob condições ideais é possível realizar algumas simplificações que favorecem a interpretação dos resultados obtidos. Os coeficientes  $\Delta_{1kj}$  e  $\Delta_{2kj}$ , para a fase A, são calculados pelas expressões (II.23).

$$\begin{aligned} \Delta_{1aj} &= \cos(j\theta_3) - \cos(j\theta_1) - \cos(j\theta_6) + \cos(j\theta_4); \\ \Delta_{2aj} &= \sin(j\theta_1) - \sin(j\theta_3) - \sin(j\theta_4) + \sin(j\theta_6). \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

Como se sabe [08], em condições ideais de operação os intervalos de condução são equivalentes a  $120^\circ$ . Desta forma admitindo-se  $\theta_1 = \xi$ , os ângulos  $\theta_i$  podem ser calculados pelas expressões (II.24).

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \xi; \\ \theta_3 &= \xi + 2\pi/3; \\ \theta_4 &= \xi + \pi; \\ \theta_6 &= \xi + \pi + 2\pi/3. \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

Assim, substituindo-se (II.24) em (II.23) pode-se concluir que para qualquer ordem harmônica par os coeficientes  $\Delta_{1aj}$  e  $\Delta_{2aj}$  resultam nulos, como mostra a expressão (II.25). Para os harmônicos de ordem ímpar, os coeficientes podem ser diferentes de zero e nestes casos as correntes de alimentação das estações terminais podem apresentar componentes médias diferentes de zero.

$$\Delta i_{aj} = 2 \left[ \cos(j\xi) \left[ \cos\left(\frac{2\pi j}{3}\right) - 1 \right] - \sin(j\xi) \sin\left(\frac{2\pi j}{3}\right) \right];$$

$$\Delta z_{aj} = 2 \left[ \sin(j\xi) \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi j}{3}\right) \right] - \cos(j\xi) \sin\left(\frac{2\pi j}{3}\right) \right].$$

(II.25)

Nestas condições, pode ser constatado que os componentes harmônicos de ordem ímpar, múltiplo de 3, também não produzem efeitos sobre as componentes médias das correntes no lado CA. Finalmente conclui-se que, de um modo geral, somente os harmônicos definidos pela expressão (II.26) podem produzir componentes médias nas correntes de alimentação.

$$n = Pk \pm 1; \quad \text{(II.26)}$$

onde: n - ordens harmônicas que produzem componentes médias nas correntes de alimentação do conversor ligado ao sistema em 60 Hz;

k - 1, 2, 3, 4, ...;

P - número de pulsos da instalação.

Os resultados para as demais fases são obtidos com procedimento idêntico e será portanto omitido.

Pelos resultados obtidos analiticamente pode-se concluir então que as interligações de sistemas elétricos CA que operam com frequências distintas, através de elos CC, podem constituir-se em fontes de geração de componentes contínuas para os mesmos. Para elos CC que possuem, por exemplo, conversores que operam em 6 pulsos, como é o caso ilustrado na tabela II.1, constata-se que para o conversor conectado ao sistema de 60 Hz a corrente de 300 Hz que circula pela linha CC produz uma componente média nas suas correntes de alimentação.

A título de ilustração apresenta-se na figura II.18 os resultados obtidos para os níveis de componentes CC nas três fases do sistema alimentador da estação em 60 Hz, ilustrada na figura II.17, considerando-se diferentes amplitudes de correntes de 300 Hz no lado CC.

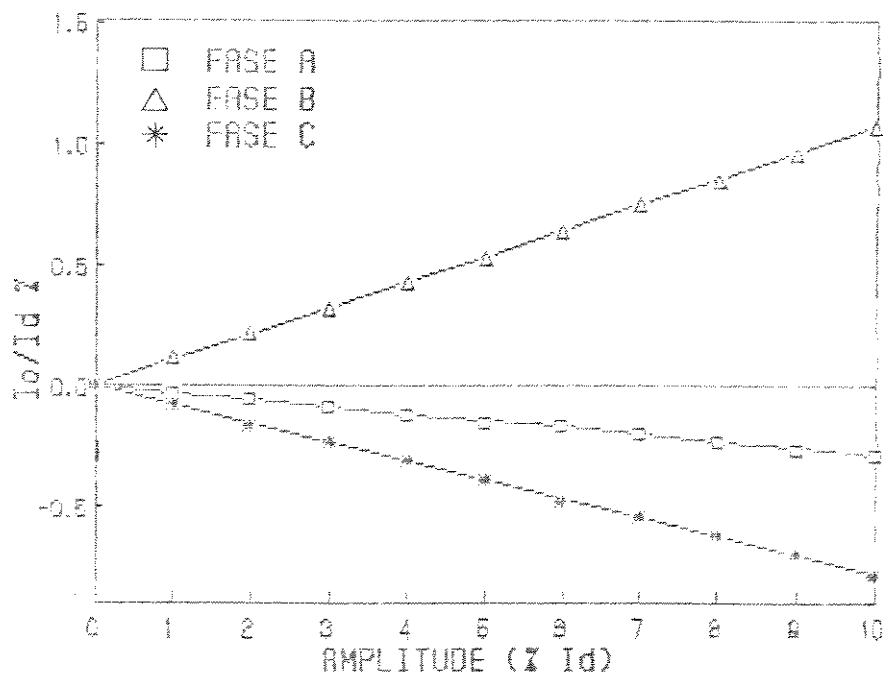


Figura II.18 - Componente contínua gerada na estação conversora ligada ao sistema de 60 Hz, em função das amplitudes das correntes de 300 Hz no lado CC.

A figura II.19 mostra a variação dos níveis CC nas três fases, considerando-se agora a amplitude da corrente de 300 Hz fixada em 10% de Id e para diferentes ângulos de fase. Para isto, foi adotada como referência de fase a tensão de alimentação na fase A.

Pelos resultados obtidos verifica-se que os efeitos totais dessas correntes harmônicas nos valores médios das correntes de alimentação dos conversores são, em geral, pouco

expressivos. Nos sistemas reais estas estações conversoras operam, normalmente, com número de pulsos superior à 6 e, além disto, os filtros conectados junto aos barramentos de saída no lado CC absorvem uma parcela significativa das correntes harmônicas, atenuando desta forma, seus efeitos sobre as componentes médias das correntes de alimentação.

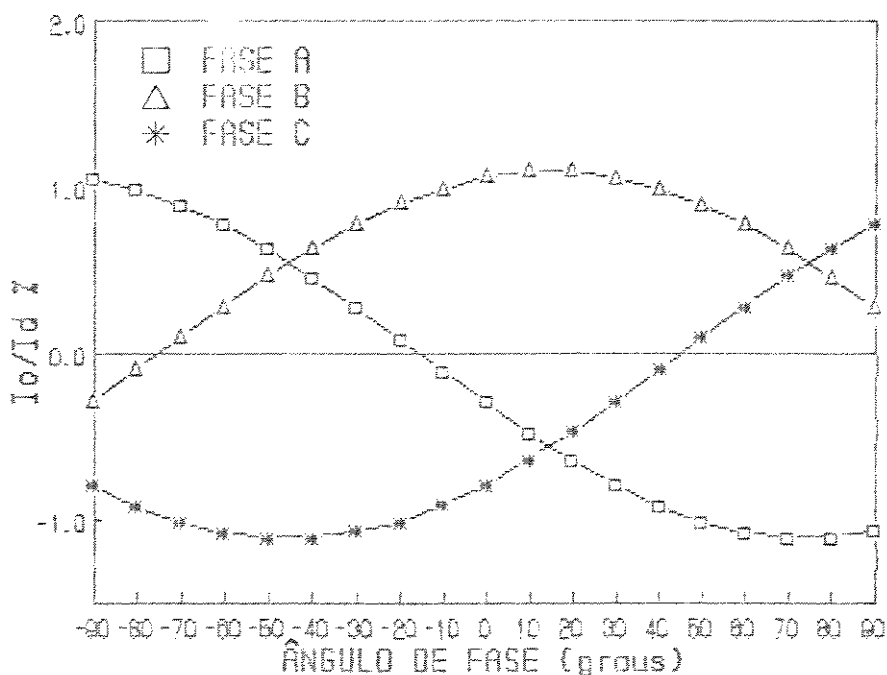


Figura II.19 - Componente contínua gerada na estação conversora ligada ao sistema de 60 Hz, em função dos ângulos de fase da corrente de 300Hz.

#### II.4 - FONTES CC CLASSIFICADAS NO GRUPO C.

Apresenta-se neste item alguns eventos a que estão submetidos os sistemas de energia elétrica CA e que podem ocasionar o aparecimento de componentes CC nas correntes que circulam pelos seus condutores. Estes eventos são classificados, como de carácter geral e, neste sentido, foram abordados as

seguintes ocorrências:

- retorno por terra em sistemas de transmissão CC;
- indução geomagnética.

#### II.4.1 - Retorno por Terra em Sistemas de Transmissão em Corrente Contínua.

Os sistemas de transmissão de energia elétrica em corrente contínua, muito difundidos atualmente, são normalmente aterrados junto às estações terminais [08]. Nas linhas monopolares o solo é empregado permanentemente como um condutor pelo qual circula a corrente nominal do sistema. Nas linhas bipolares, utilizadas com maior frequência, cada polo opera com a metade da potência nominal e neste caso o solo constitui um condutor de reserva, normalmente sem corrente. Porém, mesmo estes sistemas bipolares podem operar de forma monopolar numa primeira etapa de sua implantação, quando apenas um dos polos foi concluído. Quando totalmente concluídos, ainda se utiliza a operação monopolar em períodos relativamente longos nas paradas programadas para manutenção de um dos polos, ou em situação de emergência.

As correntes de retorno por terra provenientes das situações descritas são geralmente muito elevadas e podem constituir-se em fontes de correntes contínuas para todos os sistemas elétricos aterrados na área de influência deste fenômeno. Um exemplo típico deste efeito é ilustrado na figura II.20. Neste caso, parte da corrente  $\Delta I_d$ , injetada na terra pela estação inversora pode, em alguns trechos, percorrer um caminho alternativo formado pelo circuito físico de um sistema de transmissão CA onde existem transformadores aterrados.

A análise apresentada neste trabalho enfoca este fenômeno apenas de forma qualitativa uma vez que a determinação dos níveis CC injetados envolve um processo de cálculo complexo e



muito particularizado para uma dada topologia e constituição geológica do solo. Entretanto, pelas razões expostas é possível concluir que os níveis de correntes contínuas ligadas a este tipo de fenômeno podem atingir proporções bastantes significativas.

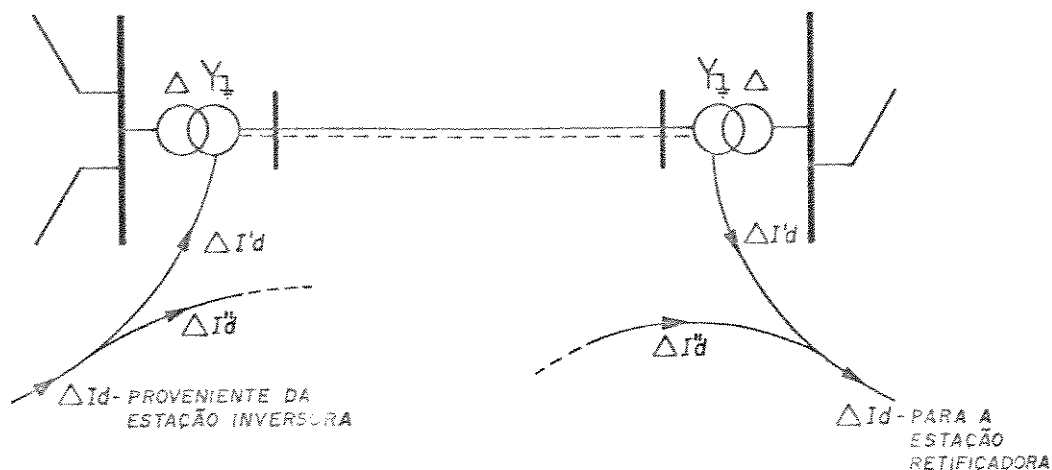


Figura II.20 - Corrente contínua em sistemas CA devido ao retorno por terra de sistemas de transmissão CC.

#### II.4.2 - Indução Geomagnética.

As variações do campo magnético da terra são conhecidas como distúrbios geomagnéticos ou tempestades geomagnéticas e estão diretamente ligados às atividades solares.

Sabe-se, há pelo menos 30 anos, que os distúrbios geomagnéticos causam problemas na operação dos sistemas de potência e de comunicação. Isto se deve fundamentalmente ao fato de que as variações do campo magnético terrestre produzem na superfície da terra potenciais induzidos da ordem de 3 à 6 volts /Km [05].

Os potenciais induzidos nos pontos de aterramento dos sistemas elétricos de potência, podem provocar uma corrente

elétrica nos seus condutores, conhecida como SIC ("solar induced current") ou GIC ("geomagnetic induced current"), [05], [13], [14], [15]. Estas correntes em geral possuem magnitudes entre 5A á 100A e tem um período da ordem de minutos (0.001Hz á 0.1Hz), razão pela qual são classificadas como de natureza contínua quando comparadas a correntes na frequência industrial.

A partir das inúmeras observações registradas do fenômeno de indução geomagnética é possível concluir que os potenciais induzidos e conseqüentemente as "SIC" ocorrem com maior frequência com o aumento da latitude norte. Verifica-se também, que estas apresentam magnitudes maiores na direção este-oeste do que na direção norte-sul [05], dependendo evidentemente da formação geológica local que define a resistividade do solo.

As publicações que tratam este assunto relatam ocorrências de distúrbios geomagnéticos apenas no hemisfério norte, onde estas são mais frequentes e, desta forma, tal fenômeno parece ser pouco provável, para o caso brasileiro.

Para a análise, sob o ponto de vista quantitativo, alguns trabalhos apresentam propostas para a obtenção de resultados simulados. Entre eles destacam-se as referências [15] e [13]. De um modo geral, as propostas se baseiam inicialmente na determinação dos potenciais induzidos na superfície da terra na presença de uma variação do campo magnético terrestre. Em seguida, calcula-se as correntes injetadas nos sistemas elétricos aterrados, sendo que nesta etapa é de fundamental importância o conhecimento da geologia local e da topologia do sistema.

Existem, entretanto, duas questões que tornam o processo de cálculo simulado muito complexo e de validade duvidosa. A primeira se refere à modelagem da influência de uma tempestade solar no campo magnético da terra, pois esta questão envolve fenômenos geofísicos de grande complexidade. A segunda é com relação à modelagem do solo como condutor, sobretudo porque, sabendo-se que o fenômeno se desenvolve de forma significativa em sistemas onde os ponto de aterramentos estão separados por longas distâncias, a constituição geológica do solo pode variar consideravelmente neste intervalo. A análise quantitativa não foi realizada neste trabalho pois, como visto, trata-se de uma

investigação muito extensa e foge completamente aos objetivos principais propostos.

## II.5 - CONCLUSÕES.

As análises das fontes de componentes contínuas apresentadas neste trabalho mostram claramente a importância com que este fenômeno deve ser considerado. Os níveis de corrente contínuas obtidos por simulação, ou mesmo, relatados em vários outros trabalhos, são muitas vezes bastante significativos, quando comparados com as correntes magnetizantes dos transformadores que compõem as respectivas instalações. Este fato pode resultar em magnetizações assimétricas, cujas consequências afetam não só os transformadores como também os sistemas de alimentação, como será abordado na sequência deste trabalho.

Para as cargas, classificadas no grupo B, ou seja, aquelas que apresentam componentes médias diferentes de zero nas suas correntes de alimentação, decorrentes da sua característica própria de operação, embora para algumas delas, os níveis de injeção CC sejam apreciáveis, algumas providências sempre podem ser tomadas no sentido de minimizar tais efeitos, uma vez que as causas são conhecidas.

Para aquelas classificadas no grupo A, e que somente apresentam componentes CC quando operam em condições não ideais, as consequências, em geral, podem ser mais preocupantes. Nestes casos a origem das componentes contínuas é conhecida mas depende de fatores aleatórios ligados principalmente ao comportamento dos circuitos de disparos dos tiristores. Consequentemente, nas instalações destes tipos de equipamentos são necessários cuidados especiais a níveis de planejamento e supervisão de operação.

Quanto as demais causas de geração de componentes contínuas, abordadas neste trabalho, e que foram classificadas no grupo C, conclui-se que apesar de apresentarem os níveis mais

elevados de componentes CC, a frequência com que se manifestam é, em geral, muito menor quando comparada com a das fontes classificadas no grupos A e B, sobretudo para o caso brasileiro.

Dos diversos estudos realizados verificou-se que os níveis prováveis de componentes contínuas são extremamente variáveis e imprevisíveis. Não obstante este fato, para as operações anormais das cargas tiristorizadas, níveis da ordem de 2% ou 3% são mínimos razoáveis para estimativas de efeitos máximos.

## CAPÍTULO III

ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE DE TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA  
SUJEITOS A DUPLA EXCITAÇÃO CA E CC.

## III.1 - INTRODUÇÃO.

Da teoria clássica sabe-se que, um transformador sem carga, quando excitado por uma fonte de tensão senoidal, absorve do sistema alimentador uma corrente elétrica não senoidal e simétrica, que possui apenas ordens harmônicas ímpares [16]. Esta característica se deve fundamentalmente à não linearidade entre o fluxo magnético que se estabelece no núcleo do transformador e a corrente de excitação necessária para criá-lo.

Quando ocorre um desbalanceamento magnético motivado pela existência de um nível médio de fluxo superposto ao fluxo CA no núcleo, a característica de magnetização passa a ser definida de forma assimétrica. Observa-se que nestas circunstâncias, a corrente de magnetização se apresenta altamente distorcida com um nível médio diferente de zero. A decomposição harmônica da forma de onda da corrente demonstra que a mesma apresenta aumentos expressivos das componentes de ordem ímpar e, sobretudo, o aparecimento de ordens harmônicas pares em níveis igualmente apreciáveis [01].

A citada assimetria magnética ocorre, por exemplo, quando os transformadores alimentam cargas cujas correntes de alimentação possuem níveis médios diferentes de zero. Nestas condições operativas destaca-se que, devido a impossibilidade física de se transferir sinais contínuos de corrente do

secundário para o primário, acontecem saturações assimétricas, resultantes da composição do fluxo convencional CA com um fluxo residual CC.

Este capítulo tem pois por objetivo o desenvolvimento dos fundamentos físicos e da modelagem analítica deste efeito, sob condições permanentes de operação. São apresentadas as bases matemáticas do inter-relacionamento entre um dado nível de corrente contínua, o correspondente fluxo CC e a operação magnética global resultante.

A metodologia de cálculo desenvolvida adota uma representação mais adequada para a não linearidade magnética e inclui os efeitos da resistência elétrica e indutância primária. A utilização simultânea destas duas características constitui-se numa das principais contribuições deste trabalho.

Utilizando-se da metodologia desenvolvida elabora-se um programa digital a partir do qual obtem-se vários resultados de estudos, enfocando o cálculo de valores de pico e conteúdo harmônico das correntes magnetizantes. A partir da comparação dos resultados computacionais verifica-se a importância dos efeitos desmagnetizantes implementados e da melhoria da representação da característica de magnetização.

### III.2 - ANÁLISE FÍSICA DA DUPLA EXCITAÇÃO.

Para uma melhor interpretação física deste fenômeno, seja o modelo clássico para estudo de transformadores, cujo circuito equivalente monofásico é ilustrado na figura III.1.

Sabe-se que o transformador ideal é elemento de síntese que possui, entre outras características, uma permeabilidade magnética infinita. Consequentemente, a força magnetomotriz necessária para manter o fluxo magnético no seu núcleo é teoricamente nula. Desta forma, a partir do circuito equivalente ilustrado na figura III.1, conclui-se que a equação de balanço de fmm é:

$$N_p i_{ps} + N_s i_s = 0 ;$$

(III.1)

onde:  $i_{ps}$  - corrente do lado primário no transformador ideal;

$i_s$  - corrente de carga no secundário;

$N_p$  - número de espiras do enrolamento primário;

$N_s$  - número de espiras do enrolamento secundário.

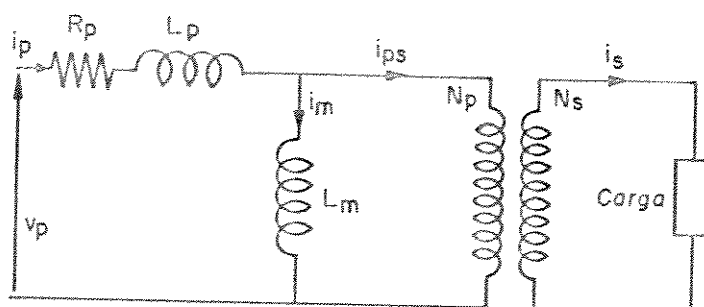


Figura III.1 - Circuito equivalente monofásico.

Objetivando a inclusão dos efeitos dos níveis CC, a título de exemplo, a figura III.2(a) indica uma corrente secundária com características não senoidais e possuindo valor médio diferente de zero. Obedecendo os princípios estabelecidos pela expressão (III.1), conclui-se que a forma de onda da corrente de carga no primário do transformador ideal será aquela ilustrada na figura III.2(b). Por outro lado, sabendo-se que as tensões induzidas nos enrolamentos primário e secundário, são proporcionais a taxa de variação do fluxo magnético do núcleo e que a tensão de alimentação primária não possui componente contínua, conclui-se que a corrente total de alimentação  $i_p$  também não pode apresentar valor médio diferente de zero, em regime permanente.

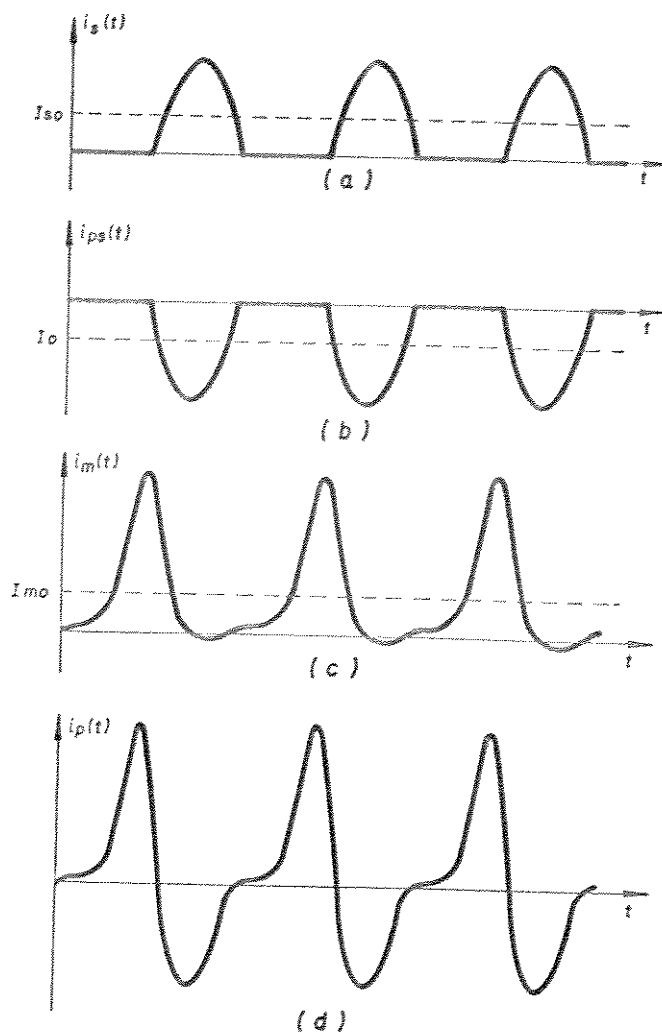


Figura III.2 - Correntes em um sistema monofásico de retificação alimentando uma carga resistiva.

- a - corrente no secundário do transformador.
- b - corrente no primário do transformador ideal.
- c - corrente de excitação.
- d - corrente total de alimentação primária.

Uma vez constatada esta inconsistência física, para uma correta interpretação deste fenômeno, o ramo magnetizante do circuito equivalente ilustrado na figura III.1, que foi anteriormente ignorado, tem uma importância decisiva sobre o efeito discutido e não pode ser desconsiderado. Incluindo agora o efeito do ramo magnetizante sobre a corrente total de alimentação, verifica-se que, se a corrente de magnetização, nessas



condições de operação possui um valor médio não nulo, então o impasse pode ser solucionado. A figura III.2(c) ilustra a forma de onda da corrente de excitação assimétrica e a figura III.2(d) a corrente primária total resultante. Destas considerações conclui-se que, sob condições de regime permanente de excitação simultânea CA e CC, o transformador apresenta um valor médio  $\phi_0$  superposto ao fluxo principal de magnetização e que a forma de onda da corrente de magnetização fica bastante alterada em relação àquela observada em condições normais, como ilustra a figura III.3.

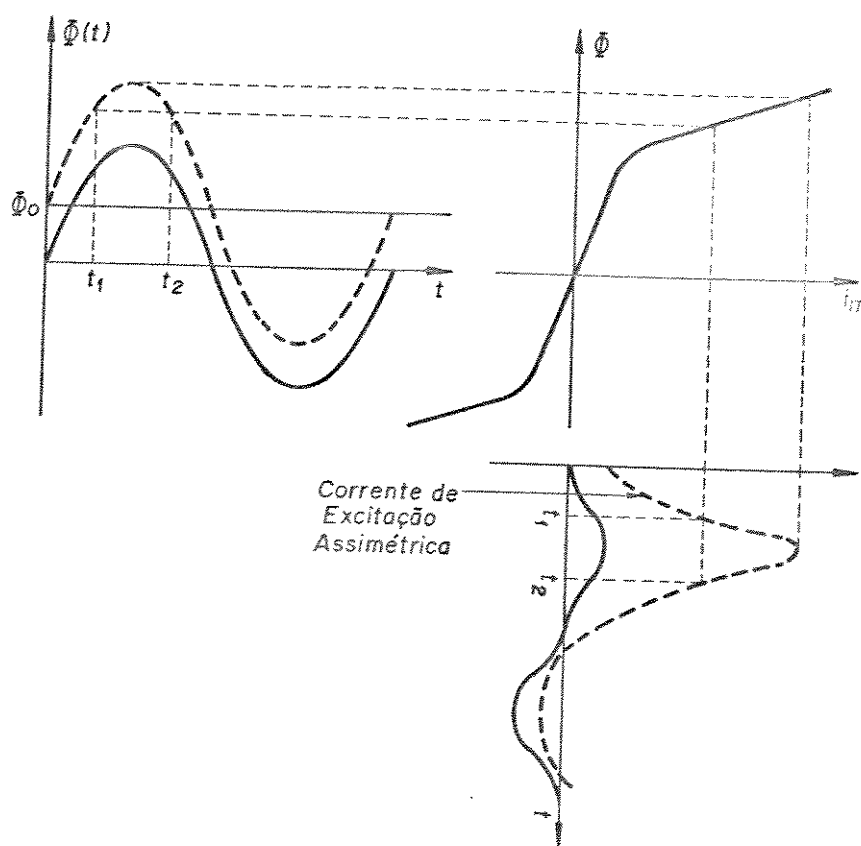


Figura III.3 - Corrente de magnetização assimétrica.

Quanto a interdependência entre os citados níveis

médios de corrente e fluxo, considerando, por simplicidade, uma distribuição uniforme de fluxo ao longo do circuito magnético, o fluxo  $\phi_0$  pode ser calculado pela expressão (III.2).

$$\bar{\phi}_0 = \frac{N_s I_{so}}{\mathcal{R}} ; \quad (\text{III.2})$$

onde:  $\bar{\phi}_0$  - fluxo médio no núcleo;  
 $I_{so}$  - nível de corrente contínua;  
 $\mathcal{R}$  - relutância do circuito magnético para uma dada condição de excitação CA/CC.

### III.3 - MODELO SIMPLIFICADO

Para a análise do efeito de saturação magnética em transformadores, desenvolveu-se inicialmente uma formulação matemática que permite quantificar, ainda que de forma idealizada, alguns dos efeitos enunciados no item anterior. O objetivo desta formulação não é obter resultados confiáveis, mas sobretudo de verificar claramente como as variáveis envolvidas se relacionam, sob o ponto de vista qualitativo.

No estudo do fenômeno abordado neste trabalho é de fundamental importância a representação da não linearidade existente entre o fluxo magnético, que se estabelece no núcleo do transformador e a respectiva corrente de excitação. Esta relação, como se sabe, é dada pela chamada característica de magnetização, obtida a partir do laço de histerese do material magnético utilizado no núcleo do transformador. A representação analítica do laço de histerese, embora possível, é de difícil obtenção, e muitas vezes não interfere significativamente nos resultados finais obtidos. Nestes casos, a prática consiste em utilizar a curva normal de magnetização e o laço de histerese pode ser desprezado sem invalidar as conclusões.

Existem inúmeras propostas com relação às formas de

representação da curva normal de magnetização, que são frequentemente divulgadas na literatura específica. As referências [01] e [03] apresentam uma abordagem utilizando uma representação linear por trechos através de dois segmentos de retas.

Mesmo esta representação linearizada pode apresentar resultados bastantes satisfatórios, sob certas condições de operação [01]. Entretanto, a existência de um ponto singular, implica na determinação dos intervalos de tempo em que cada segmento de reta deve ser utilizado, durante um ciclo completo da componente fundamental da corrente de excitação. Neste caso, as equações finais obtidas ficam vinculadas aos instantes a partir dos quais ocorre saturação do circuito magnético, e não permitem uma interpretação clara da forma de dependência entre as variáveis de interesse, como ocorre nas formulações propostas em [01] e [03].

Neste trabalho, optou-se por uma formulação analítica utilizando-se uma função contínua, para representar a curva normal de magnetização, evitando-se assim pontos singulares que, por não possuírem qualquer significado físico, dificultam a análise qualitativa das equações obtidas.

Fundamentalmente, o modelo proposto admite uma representação através de funções hiperbólicas, pois estas possuem um comportamento muito semelhante a característica real da curva de magnetização [02], [17]. A função hiperbólica adotada é ilustrada na expressão (III.3).

$$H = a \operatorname{senh}(b B); \quad (\text{III.3})$$

onde: H - intensidade de campo magnético;  
 B - densidade de fluxo magnético;  
 a, b - constantes.

As constantes a e b podem ser obtidas por um processo de ajuste da função hiperbólica à característica normal de

magnetização, obtida através de ensaios do material magnético empregado.

### III.3.1 - Fluxo no Núcleo.

Sabe-se que nos transformadores monofásicos, a tensão de alimentação relaciona-se com a corrente total absorvida através da expressão (III.4).

$$v_p = r_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + N_p \frac{d\phi}{dt} ; \quad (\text{III.4})$$

onde:  $v_p$  - tensão instantânea aplicada ao enrolamento primário;

$r_p$  - resistência elétrica equivalente do enrolamento primário e alimentador;

$L_p$  - indutância equivalente do alimentador e de dispersão do enrolamento primário;

$\phi$  - valor instantâneo do fluxo magnético no núcleo.

Na operação à vazio, a corrente total de alimentação é, como se sabe, composta apenas pela componente magnetizante, cujos valores situam-se entre 0.5% e 5% da corrente nominal. Nestas condições, é usual desprezar as quedas de tensão devido à resistência  $r_p$  e indutância  $L_p$ . Desta forma, a tensão de alimentação passa a ser dada pela expressão simplificada (III.5).

$$v_p \approx N_p \frac{d\phi}{dt} . \quad (\text{III.5})$$

Para estudos onde existe saturação magnética devido à níveis médios de corrente injetados nos enrolamentos dos transformadores, esta aproximação pode ser tolerada, apenas para valores relativamente baixos de saturação. Entretanto, este fato não desqualifica esta análise para muitos casos reais, principalmente em aplicações onde os níveis de saturação tendem a diminuir. Além disso, o principal objetivo dessa formulação é, em princípio, permitir uma melhor compreensão e uma avaliação inicial do fenômeno de dupla excitação. Esta simplificação, contudo, será reconsiderada na formulação do modelo completo, onde se busca uma representação mais realista para o estudo quantitativo.

Considerando-se, pois, a equação (III.5), e admitindo-se uma tensão de alimentação senoidal, obtém-se a expressão (III.6). O fluxo no núcleo pode então ser obtido através da expressão (III.7).

$$N_p \frac{d\phi}{dt} = \hat{V} \cos(\omega t + \beta); \quad (\text{III.6})$$

$$\phi = \bar{\phi}_0 + \hat{\phi} \sin(\omega t + \beta); \quad (\text{III.7})$$

$$\text{onde: } \hat{\phi} = \frac{\hat{V}}{\omega N_p};$$

$\bar{\phi}_0$  - fluxo médio no núcleo;

$\hat{V}$  - valor máximo da tensão de alimentação;

$\beta$  - ângulo de fase da tensão de alimentação.

### III.3.2 - Corrente Magnetizante.

A força magnetomotriz total aplicada ao circuito magnético do transformador depende apenas da corrente de excitação, já que aquelas produzidas pela corrente de carga, que apresentam taxas de variação não nulas, são compensadas pelas respectivas correntes que circulam no enrolamento primário.

Então, admitidas as simplificações usuais, a expressão (III.8) pode ser calculada por (III.9).

$$\oint H \, dl = i; \quad (\text{III.8})$$

$$N_p \, i_m = H \, \ell; \quad (\text{III.9})$$

onde:  $H$  - intensidade de campo magnético;  
 $\ell$  - comprimento do circuito magnético.

Admitindo-se a corrente de excitação dada através de (III.10) e substituindo-se em (III.9), obtém-se (III.11).

$$i_m = \sum \underline{i}_m + I_{m0}; \quad (\text{III.10})$$

$$N_p (\sum \underline{i}_m + I_{m0}) = H \, \ell; \quad (\text{III.11})$$

onde:  $\underline{i}_m$  - fundamental e componentes harmônicos da corrente de excitação;  
 $I_{m0}$  - componente média da corrente de excitação.

Substituindo-se (III.3) em (III.11), vem:

$$N_p (\sum \underline{i}_m + I_{m0}) = a \ell \sinh (b B). \quad (\text{III.12})$$

Considerando-se a expressão (III.7) e substituindo-se

em (III.12) obtém-se finalmente a expressão (III.13) que relaciona a corrente de excitação primária com o fluxo magnético no núcleo.

$$N_p (\sum i_m + I_{m0}) = a l \sinh \left( -\frac{b}{A} [\Psi_0 - \hat{\Psi} \sin(\omega t + \beta)] \right); \quad (\text{III.13})$$

onde : A - área da secção transversal do núcleo.

A expressão (III.13), por ser relativamente complexa, não permite uma análise qualitativa imediata. Para torná-la mais adequada optou-se por uma mudança de representação utilizando-se o segundo membro reescrito na forma de série trigonométrica de Fourier, conforme desenvolvimento apresentado a seguir.

### III.3.3 - Análise de Fourier da Expressão Equivalente.

A função hiperbólica dada na expressão (III.13) possui característica periódica, pois seu argumento também é uma função periódica. Assim, conforme estabelecido pela teoria clássica, a função equivalente dada na expressão (III.14) pode ser representada através de série trigonométrica de Fourier, conforme estabelecido na expressão (III.15).

$$f(\theta) = a l \sinh[\Psi_0 + \Psi_m \sin(\theta + \beta)]; \quad (\text{III.14})$$

$$f(\theta) = A_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} [C_n \sin(n\theta) + S_n \cos(n\theta)]; \quad (\text{III.15})$$

onde:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta; \quad (\text{III.16})$$

$$C_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta; \quad (\text{III.17})$$

$$S_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta; \quad (\text{III.18})$$

a) Cálculo do coeficiente  $A_0$ .

A partir das expressões (III.14) e (III.16), tem-se:

$$A_0 = \frac{a\ell}{4\pi} \left[ e^{\Psi_0} \int_0^{2\pi} e^{-\Psi_m \sin(\theta+\beta)} d\theta - e^{-\Psi_0} \int_0^{2\pi} e^{\Psi_m \sin(\theta+\beta)} d\theta \right]. \quad (\text{III.19})$$

Os cálculos das integrais são feitos com o auxílio de funções modificadas de Bessel, que são obtidas pelas expressões (III.20), (III.21) e (III.22), conforme estabelecido na referência [02]. Este procedimento matemático não só conduz a uma representação analítica mais compacta, mas sobretudo facilita significativamente a interpretação física dos resultados finais obtidos.

$$\Psi_0(\Psi_m) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\pm \Psi_m \sin(\theta+\beta)} d\theta; \quad (\text{III.20})$$



$$\mathbb{I}_n(\Psi_m) = \pm \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\pm \Psi_m \sin(\theta+\beta)} \sin n(\theta+\beta) d\theta; \quad (\text{III.21})$$

para n=ímpar

$$\mathbb{I}_n(\Psi_m) = \pm \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\pm \Psi_m \sin(\theta+\beta)} \cos n(\theta+\beta) d\theta; \quad (\text{III.22})$$

para n=par

onde:  $\mathbb{I}_n(\Psi_m)$  - função modificada de Bessel de ordem n;  
 $\mathbb{I}_0(\Psi_m)$  - função modificada de Bessel de ordem zero

Substituindo-se então, (III.20) em (III.19), tem-se:

$$A_0 = a' \sinh(\Psi_0) \mathbb{I}_0(\Psi_m). \quad (\text{III.23})$$

b) Cálculo dos coeficientes  $C_n$ .

Com as expressões (III.14) e (III.17), obtém-se:

$$C_n = \frac{a'}{2\pi} \left[ e^{\Psi_0} \int_0^{2\pi} e^{-\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \sin(n\theta) d\theta - e^{-\Psi_0} \int_0^{2\pi} e^{\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \sin(n\theta) d\theta \right];$$

(III.24)

Sabendo-se que:

$$\sin(n\theta) = \sin[n(\theta+\beta) - n\beta]; \quad (\text{III.25})$$

Tem-se:

$$C_n = \frac{a}{2} \frac{l}{\pi} \left\{ e^{\Psi_0} \left[ \int_0^{2\pi} e^{-\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \sin n(\theta+\beta) \cos(n\theta) d\theta - \int_0^{2\pi} e^{-\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \cos n(\theta+\beta) \sin(n\theta) d\theta \right] - e^{-\Psi_0} \left[ \int_0^{2\pi} e^{\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \sin n(\theta+\beta) \cos(n\theta) d\theta - \int_0^{2\pi} e^{\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \cos n(\theta+\beta) \sin(n\theta) d\theta \right] \right\}. \quad (\text{III.26})$$

Substituindo-se as expressões (III.21) e (III.22) em (III.26) obtém-se:

$$C_n = \begin{cases} + 2al \cosh(\Psi_0) \cos(n\beta) \mathfrak{I}_n(\Psi_m), & (n\text{-ímpar}), \\ \pm 2al \sinh(\Psi_0) \sin(n\beta) \mathfrak{I}_n(\Psi_m), & (n\text{-par}). \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

c) Cálculo dos coeficientes  $S_n$ .

A partir de (III.14) e (III.18), tem-se:

$$S_n = \frac{a\ell}{2\pi} \left[ e^{\Psi_0} \int_0^{2\pi} e^{-\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \cos(n\theta) d\theta - e^{-\Psi_0} \int_0^{2\pi} e^{\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \cos(n\theta) d\theta \right];$$

(III.28)

Sabendo-se que:

$$\cos(n\theta) = \cos[n(\theta+\beta) - n\beta];$$

(III.29)

Tem-se:

$$S_n = \frac{a}{2} \frac{\ell}{\pi} \left\{ e^{\Psi_0} \left[ \int_0^{2\pi} e^{-\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \cos n(\theta+\beta) \cos(n\theta) d\theta + \int_0^{2\pi} e^{-\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \sin n(\theta+\beta) \sin(n\theta) d\theta \right] - e^{-\Psi_0} \left[ \int_0^{2\pi} e^{\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \cos n(\theta+\beta) \cos(n\theta) d\theta + \int_0^{2\pi} e^{\Psi_m \sin(\theta+\beta)} \sin n(\theta+\beta) \sin(n\theta) d\theta \right] \right\}.$$

(III.30)

Substituindo-se as expressões (III.21) e (III.22) em (III.30), obtém-se:

$$S_n = \begin{cases} +2a\ell \cosh(\Psi_0) \sin(n\beta) I_n(\Psi_m), & (n\text{-ímpar}), \\ +2a\ell \sinh(\Psi_0) \cos(n\beta) I_n(\Psi_m), & (n\text{-par}). \end{cases}$$

(III.31)

### III.3.4 - Análise Harmônica da Corrente Magnetizante.

Considerando-se o desenvolvimento em série de Fourier, aplicado à expressão equivalente (III.14), apresentado no item anterior, a nova equação que expressa a força magnetomotriz resultante no núcleo magnético do transformador será dada por:

$$N_p (\sum \underline{i}_m + I_{m0}) = A_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} [C_n \sin(n\omega t) + S_n \cos(n\omega t)];$$

(III.32)

Substituindo-se então, as expressões obtidas para  $A_0$ ,  $B_n$  e  $C_n$ , dadas respectivamente por (III.23), (III.27) e (III.31), na expressão (III.32) e reagrupando na forma de funções trigonométricas de arco duplo, obtém-se:

$$N_p (\sum \underline{i}_m + I_{m0}) = 2a\ell \left( \cosh(\Psi_0) [-\mathcal{I}_1(\Psi_m) \sin(\omega t + \beta) + \mathcal{I}_3(\Psi_m) \sin(3\omega t + 3\beta) - \mathcal{I}_5(\Psi_m) \sin(5\omega t + 5\beta) + \mathcal{I}_7(\Psi_m) \sin(7\omega t + 7\beta) + \dots] + \left[ \frac{\mathcal{I}_0(\Psi_m)}{2} - \mathcal{I}_2(\Psi_m) \cos(2\omega t + 2\beta) + \mathcal{I}_4(\Psi_m) \cos(4\omega t + 4\beta) - \mathcal{I}_6(\Psi_m) \cos(6\omega t + 6\beta) + \dots \right] \sinh(\Psi_0) \right),$$

(III.33)

Genericamente tem-se;

$$N_p(\sum \underline{i}_m + I_{m0}) = \left[ 2aI_0 \cosh(\Psi_0) \sum_{n=1}^{n=\infty} \mp \Psi_n(\Psi_m) \sin(n\omega t + n\beta) \right]_{n=\text{ímpar}} +$$

$$\left[ 2aI_0 \sinh(\Psi_0) \sum_{n=2}^{n=\infty} \mp \Psi_n(\Psi_m) \cos(n\omega t + n\beta) \right]_{n=\text{par}} +$$

$$aI_0 \sinh(\Psi_0) \Psi_0(\Psi_m); \quad (\text{III.34})$$

$$\text{onde: } \Psi_0 = \frac{b \hat{\Phi}_0}{A};$$

$$\Psi_m = \frac{-b \hat{\Phi}}{A}.$$

### III.3.5 - Relação Entre o Fluxo Médio no Núcleo e a Corrente CC Injetada.

Conforme discutido nos itens anteriores, o fluxo produzido por uma corrente média no enrolamento do transformador depende da força magnetomotriz gerada e da relutância do circuito magnético. Esta última, evidentemente não é constante, devido à característica não linear da curva de magnetização à vazio e portanto depende do nível de excitação do núcleo [01]. É importante considerar entretanto, que o estado de excitação final do núcleo magnético não é determinado apenas pela componente contínua, pois existe simultaneamente a força magnetomotriz criada pela componente magnetizante da corrente.

Na expressão (III.34), estabelecida no item anterior, o termo constante da representação em série de Fourier é devido unicamente à parcela de força magnetomotriz  $N_s I_0$  criada pelo enrolamento secundário, já que não existe nenhuma fonte de corrente contínua no enrolamento primário. Assim, comparando-se membro a membro os termos da expressão (III.34) conclui-se a expressão (III.35).

$$N_p I_{m0} = a l \sinh(\Psi_0) \Psi_0(\Psi_m). \quad (\text{III.35})$$

Finalmente, substituindo-se  $\Psi_0$  por  $[(b\bar{\phi}_0)/A]$ , na expressão (III.35), a relação entre o fluxo médio no núcleo e a corrente média injetada no enrolamento secundário, será dada por:

$$\bar{\phi}_0 = \frac{A}{b} \sinh^{-1} \left[ \frac{N_s I_{s0}}{a l \Psi_0(\Psi_m)} \right]. \quad (\text{III.36})$$

A expressão (III.36) mostra claramente a dependência não linear entre o fluxo médio e a corrente média injetada e, sobretudo, a influência da excitação CA no comportamento da característica  $B_0 \times I_{s0}$ . A figura III.5 mostra a relação entre a densidade de fluxo médio  $B_0$  e a componente contínua  $I_{s0}$ , para diferentes estados de saturação CA.

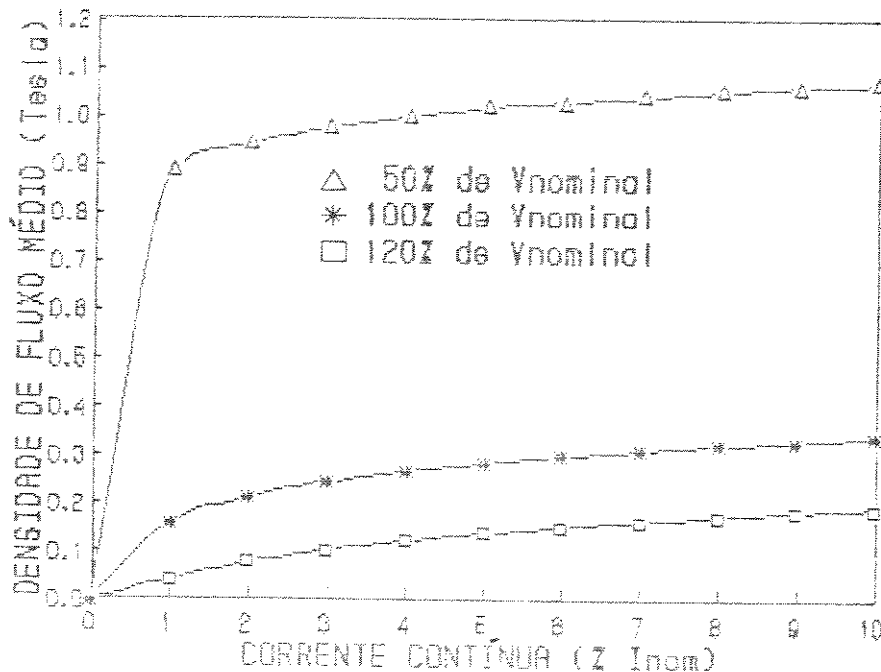


Figura III.5 - Influência da excitação CA.

A figura III.6 ilustra simplificada o fluxo total no núcleo para dois diferentes níveis de excitação CA. Verifica-se que o mesmo valor médio de corrente injetada produz fluxos médios distintos. Este comportamento é previsto pela equação (III.30) pois a variável  $\bar{\Phi}_0$  depende do nível de excitação CA através do coeficiente  $\Psi_m$ . O valor da permeabilidade relativa  $\mu_r$  é portanto diferente nas condições de subexcitação ou sobreexcitação. Observa-se entretanto que, quando o transformador trabalha subexcitado, através da redução da tensão de excitação CA, para uma dada corrente média injetada, o fluxo médio produzido é sensivelmente maior que no caso sobreexcitado, mas o estado final de excitação do núcleo apresenta praticamente os mesmos níveis de saturação.

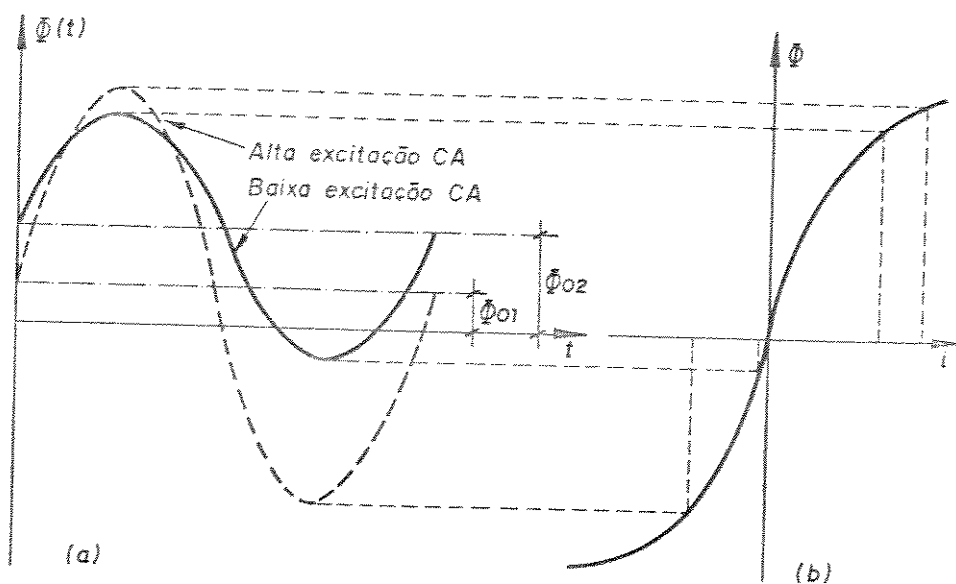


Figura III.6 - Efeito da excitação CA no fluxo médio  $\bar{\Phi}_0$ .

a - fluxo no núcleo com  $\bar{\Phi}_0$ ;

b - característica de magnetização.

A partir da figura III.6 é possível obter as respectivas correntes de magnetização para os diferentes níveis de excitação utilizados. Estas correntes de magnetização

primárias são ilustradas na figura III.7, e apresentam, como esperado, os mesmos valores médios  $I_{mo}$ .

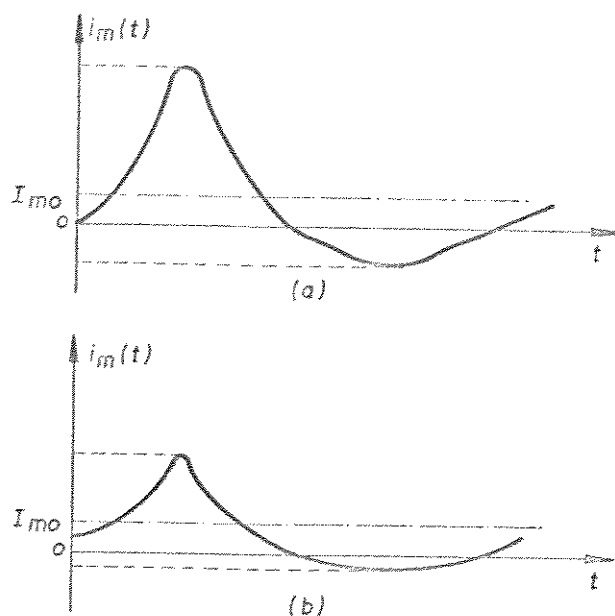


Figura III.7 - Correntes de magnetização para diferentes valores de excitação CA com a mesma corrente média injetada.

- a) alta excitação CA;
- b) baixa excitação CA.

### III.3.6 - Relação entre os Harmônicos da Corrente Magnetizante e a Corrente Contínua Injetada.

Para o estudo das relações entre o conteúdo harmônico da corrente magnetizante primária e a corrente contínua injetada no enrolamento secundário, recorre-se mais uma vez, à expressão (III.34). Neste caso considera-se apenas a expressão simplificada (III.37), já que neste momento somente há interesse pelas parcelas que retratam o conteúdo harmônico da corrente de magnetização.



$$N_p \sum \underline{i}_m = \left[ 2a\ell \cosh(\Psi_0) \sum_{n=1}^{n=\infty} \mp \Psi_n(\Psi_m) \sin(n\omega t + n\beta) \right]_{n=\text{impar}} +$$

$$\left[ 2a\ell \sinh(\Psi_0) \sum_{n=2}^{n=\infty} \mp \Psi_n(\Psi_m) \cos(n\omega t + n\beta) \right]_{n=\text{par}}$$

(III.37)

Substituindo-se o valor de  $\Psi_0$ , obtido a partir da expressão (III.35) em (III.37) tem-se;

$$\sum \underline{i}_m = \frac{2a\ell}{N_p} \left[ 1 + \left( \frac{N_s I_{so}}{a\ell \Psi_0(\Psi_m)} \right)^2 \right]^{1/2} \left[ \sum_{n=1}^{n=\infty} \mp \Psi_n(\Psi_m) \sin(n\omega t + n\beta) \right]_{n=\text{impar}} +$$

$$\frac{2 N_s I_{so}}{N_p \Psi_0(\Psi_m)} \left[ \sum_{n=2}^{n=\infty} \mp \Psi_n(\Psi_m) \cos(n\omega t + n\beta) \right]_{n=\text{par}} \quad (\text{III.38})$$

A expressão (III.38) mostra que a corrente de magnetização apresenta conteúdo harmônico de ordem par somente quando a componente  $I_{so}$  for diferente de zero, ou seja, quando houver componente contínua no enrolamento secundário. Pode ser também constatado a dependência linear dos harmônicos pares com o nível CC injetado. Assim, da expressão (III.38) obtem-se facilmente a expressão (III.39) que fornece os valores eficazes de qualquer componente harmônica de ordem par da corrente de excitação, em função da componente contínua injetada.

$$I_n = \sqrt{2} \frac{N_s \Psi_n(\Psi_m)}{N_p \Psi_0(\Psi_m)} I_{so}; \quad (\text{III.39})$$

onde:  $I_n$  - valor eficaz do n-ésimo componente harmônico de ordem par;

- $\mathfrak{I}_n(\Psi_m)$  - função modificada de Bessel de ordem  $n$ ,  
para uma dada condição de excitação,  $\Psi_m$ ;  
 $\mathfrak{I}_0(\Psi_m)$  - função modificada de Bessel de ordem zero  
para uma dada condição de excitação,  $\Psi_m$ .

Avaliando-se novamente a expressão (III.38), verifica-se também que a forma de dependência entre as amplitudes dos harmônicos ímpares e a corrente contínua injetada é analiticamente não linear, como mostra a expressão (III.40).

$$I_n' = \sqrt{2} \frac{a\ell}{N_p} \left[ 1 + \left( \frac{N_s I_{so}}{a\ell \mathfrak{I}_0(\Psi_m)} \right)^2 \right]^{1/2} \mathfrak{I}_n(\Psi_m); \quad (\text{III.40})$$

onde:  $I_n'$  - valor eficaz do  $n$ -ésimo componente harmônico de ordem ímpar.

Entretanto, no processo de modelagem das curvas de magnetização, observa-se que os coeficientes a obtidos apresentam valores bastante pequenos, quando comparados com as demais grandezas envolvidas na expressão (III.40). As constantes  $a$  e  $b$  estão diretamente ligadas com as características magnéticas das chapas utilizadas na confecção do núcleo. Nos transformadores de potência, a constante de ajuste  $a$  será tanto menor quanto melhor for a qualidade da chapa magnética utilizada. Desta forma, para a maioria dos transformadores usuais, a expressão (III.40) pode ser aproximada por (III.39), sem nenhum comprometimento significativo dos resultados.

Pode-se dizer então que, de um modo geral, as amplitudes dos harmônicos da corrente de magnetização em transformadores sujeitos a dupla excitação, são linearmente dependentes dos níveis de corrente contínua injetada, como sugere a referência [01].

Outro aspecto importante a se considerar é a influência da tensão de excitação no conteúdo gerado. Pela expressão

(III.37), nota-se que o estado de excitação do núcleo afeta diretamente o termo dado pela relação entre as funções de Bessel calculadas para a ordem harmônica em questão e ordem zero. Assim, para fins de análise, define-se um coeficiente de correlação que depende da taxa de excitação, como se apresenta na expressão (III.41).

$$I_n = \xi I_{e0} ; \quad (\text{III.41})$$

$$\text{onde: } \xi = \sqrt{2} \frac{N_s}{N_p} \frac{J_n(\Psi_m)}{J_0(\Psi_m)}.$$

A figura III.8 mostra o comportamento do coeficiente de correlação  $\xi$  em função do valor porcentual de tensão em relação à tensão nominal aplicada ao primário.

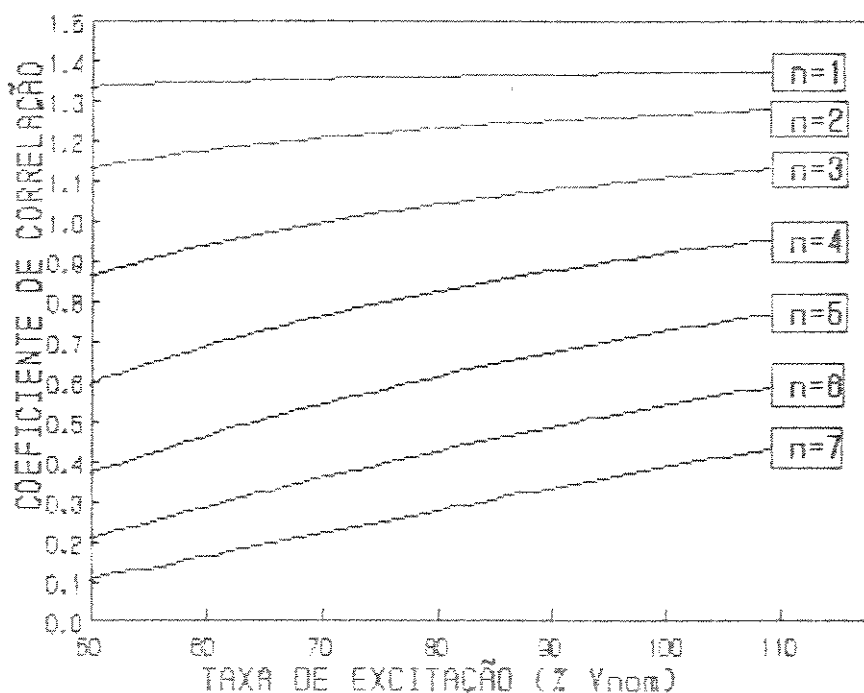


Figura III.8 - Variação do coeficiente de correlação com a taxa de excitação CA.

Pode ser constatado nesta figura que as baixas ordens harmônicas são menos sensíveis à variação da taxa de excitação. A atenuação para o segundo harmônico, quando se opera em condições de subexcitação, é cerca de 10.6%, enquanto que para o sétimo harmônico está por volta de 71.8%. Naturalmente estes percentuais foram obtidos para um dado transformador escolhido para análise, mas de um modo geral pode-se dizer que, do ponto de vista qualitativo, as conclusões são válidas para os demais. Desta forma, fica claro que a operação com densidades nominais de fluxo menores, ou mesmo o sobre-dimensionamento do núcleo magnético, em transformadores sujeitos à injeções CC, não é uma prática que leva a resultados satisfatórios, com relação à atenuação do conteúdo harmônico gerado. As baixas ordens harmônicas que possuem as maiores amplitudes, sofrem atenuações relativamente pequenas.

#### III.4 - MODELO COMPLETO.

O modelo matemático para estudo de transformadores sob dupla excitação, desenvolvido no item anterior, cumpre satisfatoriamente o propósito da análise qualitativa, como foi visto. Contudo, quando se deseja obter resultados mais confiáveis do ponto de vista quantitativo, o modelo estabelecido no item III.2, pode conduzir à erros apreciáveis, sob certas condições de operação. Isto se deve fundamentalmente à diminuição da tensão de magnetização na presença de altas correntes de excitação que podem aparecer em estudos desta natureza. Estas correntes provocam quedas de tensão devido à dispersão magnética e à resistência elétrica do enrolamento, que podem alterar sensivelmente a tensão magnetizante, com relação à tensão aplicada aos terminais do transformador. Nestas condições, a aproximação utilizada no item III.2, dada pela expressão (III.42) torna-se menos indicada à medida que o nível de corrente contínua injetada aumenta. Assim, para um cálculo mais realista é imperativo o uso da equação completa (III.43).

$$v_p \simeq N_p \frac{d\phi}{dt}; \quad (\text{III.42})$$

$$v_p = r_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + N_p \frac{d\phi}{dt}. \quad (\text{III.43})$$

Um outro fato a ser destacado neste momento é a possibilidade de se ter uma tensão distorcida no barramento de alimentação do transformador em análise. Esta característica é reproduzida na análise completa agora apresentada, admitindo-se a tensão de alimentação sendo dada pela expressão (III.44).

$$v_p = \sum_{j=1}^{j=np} \hat{V}_j \cos(j\omega t + \beta_j); \quad (\text{III.44})$$

onde:  $\hat{V}_j$  - valor de pico do j-ésimo componente harmônico da tensão de alimentação;

$\beta_j$  - ângulo de fase do j-ésimo componente harmônico da tensão de alimentação.

A compatibilização da modelagem para estudos de dupla excitação, com os aspectos abordados, relativamente à confiabilidade de resultados, tornam a solução matemática praticamente inviável, razão pela qual optou-se neste caso pela solução digital.

A metodologia empregada no processo digital de cálculo, se baseia na determinação do fluxo instantâneo estabelecido no núcleo magnético. Isto é feito com o uso adequado das expressões (III.45) e (III.46), obtidas a partir de (III.42), (III.43) e (III.44).

$$\sum_{j=1}^{j=np} \hat{V}_j \cos(j\omega t + \beta_j) \simeq N_p \frac{d\phi}{dt}; \quad (\text{III.45})$$

$$\sum_{j=1}^{j=n_p} \hat{V}_j \cos(j\omega t + \beta_j) = r_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + N_p \frac{d\phi}{dt}. \quad (\text{III.46})$$

Observando-se a curva normal de magnetização do transformador, ilustrada na figura (III.9), verifica-se que para valores instantâneos de fluxo abaixo do nível denominado  $\phi_{\text{sat}}$ , os respectivos valores instantâneos da corrente magnetizante são relativamente baixos. Nestas condições, sendo as quedas de tensão instantâneas, na resistência elétrica e na reatância de dispersão, praticamente desprezíveis, a equação (III.45) pode ser usada com boa aproximação.

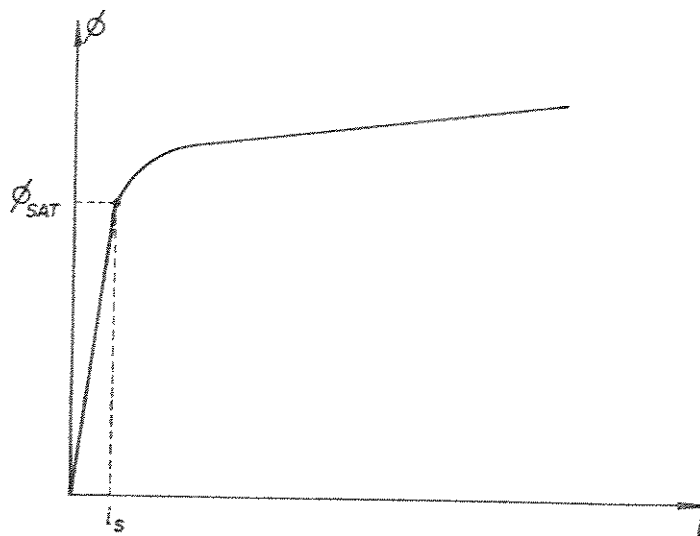


Figura III.9 - Curva normal de magnetização.

O processo de cálculo utilizado consiste em determinar o fluxo instantâneo no núcleo a partir de  $t=0$  até o momento  $t_s$  onde o valor calculado de fluxo torna-se maior ou igual a  $\phi_{\text{sat}}$ , como ilustra a figura III.10. Este cálculo é feito através da expressão (III.47), obtida a partir de (III.45).

$$\phi_i = \sum_{j=1}^{j=np} \frac{\hat{V}_j}{j\omega N_p} \text{sen}(j\omega t_i + \beta_j) + \phi_0 ; \quad (\text{III.47})$$

onde:  $t_i = t_{i-1} + \Delta\tau$  ;

$\Delta\tau$  - incremento de tempo.

A medida que os valores instantâneos de fluxos ultrapassam o limite  $\phi_{sat}$ , a respectiva corrente de excitação passa a apresentar altos valores, provocando em muitos casos uma atenuação significativa da tensão de magnetização. Assim, como exposto anteriormente, torna-se imprescindível o uso da expressão completa dada em (III.46), a partir do instante  $t_s$ .

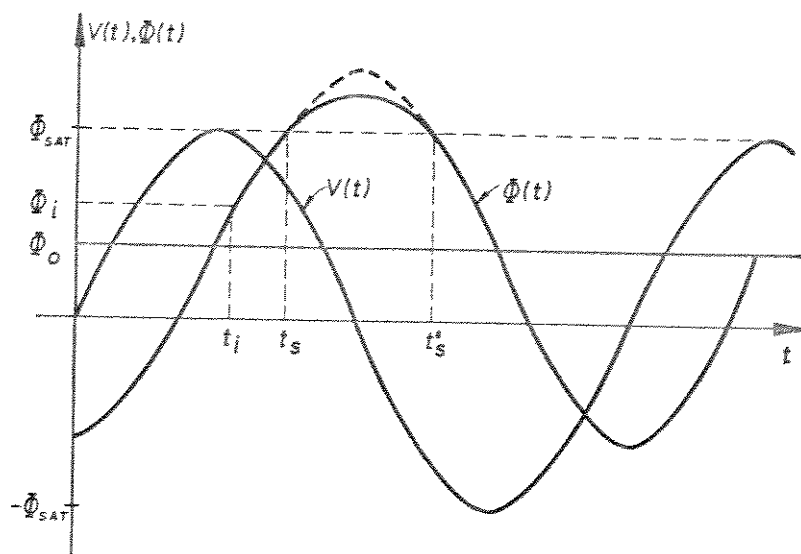


Figura III.10 - Cálculo do fluxo no núcleo.

Considerando-se a modelagem hiperbólica adotada para a curva normal de magnetização, sabe-se que;

$$i_m = \frac{a \ell}{N_p} \sinh(\alpha \phi); \quad (\text{III.48})$$

onde:  $\sigma = b/A$ .

Substituindo-se então, (III.48) em (III.46), obtém-se a expressão (III.49), para intervalos de tempos discretos  $\Delta\tau$ . Com a solução numérica desta equação é possível determinar o fluxo instantâneo  $\phi_i$  para cada  $t_i$  no intervalo de tempo compreendido entre  $t_s$  e  $t'_s$ , como ilustra a figura III.10.

$$K_1 \sinh(\alpha \phi_i) + \frac{N\phi_i}{\Delta\tau} = \sum_{J=1}^{J=np} \hat{V}_j \cos(j\omega t_i + \beta_j) + K_2 \sinh(\alpha \phi_{i-1}) + \frac{N\phi_{i-1}}{\Delta\tau}; \quad (\text{III.49})$$

$$\text{onde: } K_1 = \frac{a \ell \Gamma_p}{N};$$

$$K_2 = \frac{a \ell L_p}{N \Delta\tau}.$$

A partir do instante  $t'_s$  utiliza-se novamente a expressão (III.47) para o cálculo do fluxo, repetindo-se a mesma sistemática no semiciclo negativo.

Uma vez completado o ciclo da componente fundamental da tensão de alimentação, os valores instantâneos da corrente de magnetização são obtidos através da expressão (III.48). O conteúdo harmônico desta corrente pode então ser determinado pelo cálculo discreto dos coeficientes de Fourier dados pelas expressões (III.50), (III.51) e (III.52).

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=1}^{i=pk} i_m(\theta_i) \Delta\theta; \quad (\text{III.50})$$



$$C_n = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{i=pk} i_m(\theta_i) \cos(n\theta_i) \Delta\theta; \quad (\text{III.51})$$

$$S_n = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^{i=pk} i_m(\theta_i) \sin(n\theta_i) \Delta\theta; \quad (\text{III.52})$$

- onde:  $A_0$  - componente média;  
 $C_n$  - coeficiente em cosseno;  
 $S_n$  - coeficiente em seno;  
 $i_m(\theta_i)$  - valor instantâneo da corrente de magnetização para o instante  $t_i = \theta_i/\omega$ ;  
 $pk$  - número de pontos calculados para  $i_m(\theta_i)$  em um período da componentes fundamental tensão de alimentação;  
 $\Delta\theta = \omega \Delta\tau$ .

Este cálculo é feito em regime permanente, ou seja, para um fluxo médio  $\Phi_0$  constante. Entretanto, o valor do fluxo médio não é conhecido em princípio, pois depende da tensão de magnetização e esta, por sua vez, só é definida no final do período transitório.

As condições iniciais para o cálculo do fluxo instantâneo na expressão (III.49),  $\phi_{i-1}$  e  $t_s$ , são estabelecidas pela expressão (III.47). A condição inicial para o fluxo será naturalmente sempre  $\phi_{sat}$ , mas este ocorre para diferentes valores de  $t_s$ , a medida que o fenômeno transitório de crescimento de  $\Phi_0$  se desenvolve. Desta forma, conclui-se que o conteúdo harmônico somente pode ser calculado após a simulação digital do regime transitório, que é apresentado com detalhes no Capítulo IV deste trabalho.

A figura III.11 mostra o fluxograma do processo utilizado para o cálculo digital do fluxo total no núcleo e da corrente de excitação.

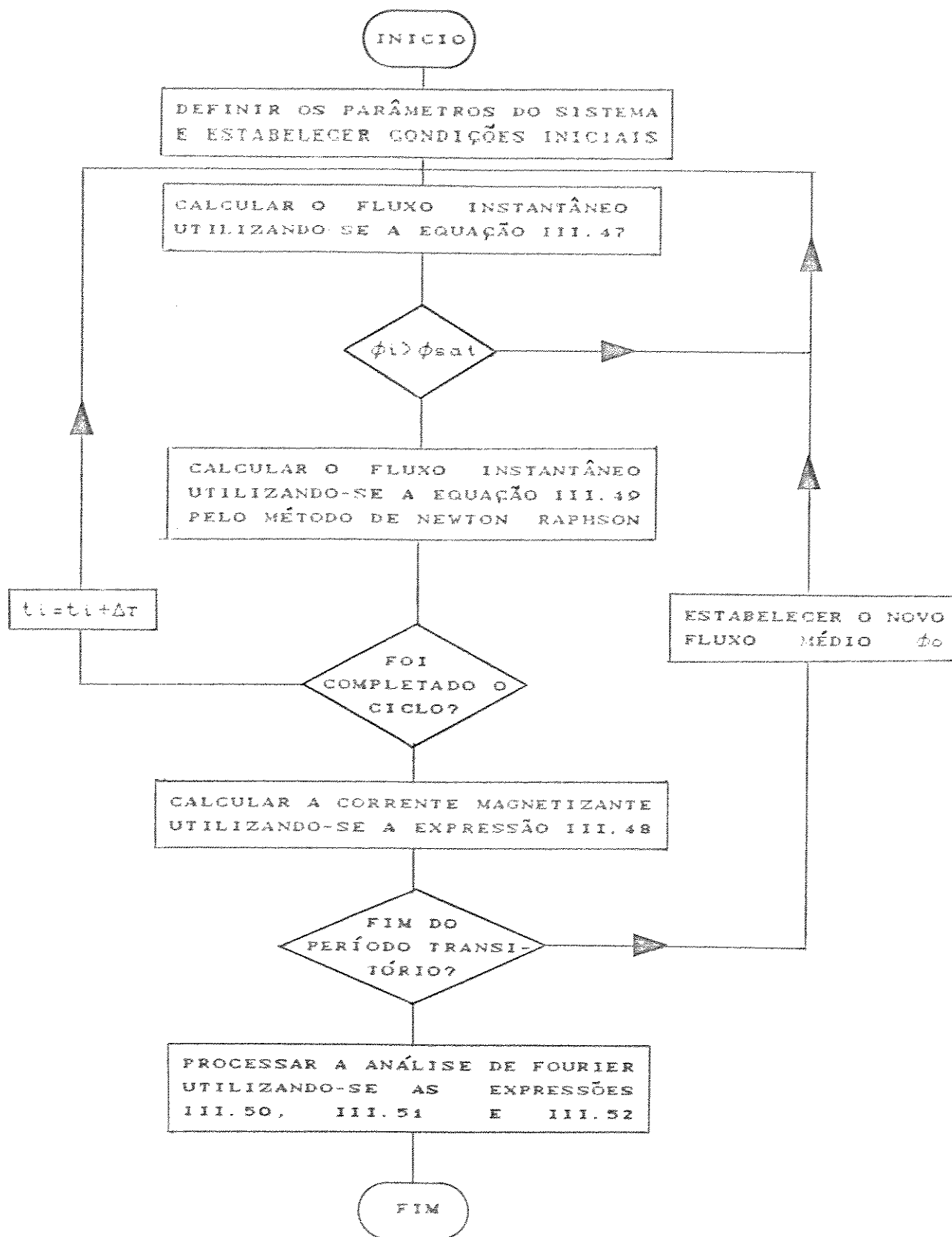


Figura III.11 - fluxograma do processo digital de cálculo.

### III.5 - RESULTADOS SIMULADOS.

Apresenta-se neste item alguns resultados obtidos utilizando-se os métodos simplificado e completo desenvolvidos anteriormente.

Adotou-se para análise o transformador de potência monofásico cujos parâmetros são dados a seguir.

|   |                           |
|---|---------------------------|
| Potência nominal ( $P_{nom}$ ).....             | - 333 KVA.                |
| Tensão nominal ( $V_{nom}$ ).....               | - 11 KV.                  |
| Comprimento do circuito magnético ( $D$ ).....  | - 2.71 m.                 |
| Área da secção transversal do núcleo ( $A$ )..  | - 0.0283 m <sup>2</sup> . |
| Chapa magnética.....                            | - UNISIL 51.              |
| Número de espiras do primário e secundário-     | 1154 esp.                 |
| Resistência elétrica primária ( $r_p$ ).....    | - 30 $\Omega$ .           |
| Indutância de dispersão primária ( $L_p$ )..... | - 0.08 H.                 |

Os dados do ensaio à vazio foram obtidos na referência [11], e o ajuste hiperbólico, bem como, os coeficientes a e b são ilustrados na figura III.12.

Foram então realizados inúmeras simulações utilizando-se os dois modelos desenvolvidos, e os resultados mais elucidativos são apresentados a seguir.

A figura III.13 mostra a influência dos parâmetros  $r_p$  e  $L_p$ , considerados no modelo completo, no cálculo das harmônicas da corrente de magnetização. Como era previsto, com a utilização da metodologia empregada no modelo completo, a qual estabelece critérios mais realistas, as amplitudes dos harmônicos calculados são sensivelmente menores, sobretudo para as ordens harmônicas mais elevadas. Constata-se também que para baixos valores de correntes CC o erro cometido pode ser muitas vezes tolerado, como estimativa inicial de estudos, a favor da simplicidade de análise e rapidez de cálculos proporcionados pelo método simplificado.

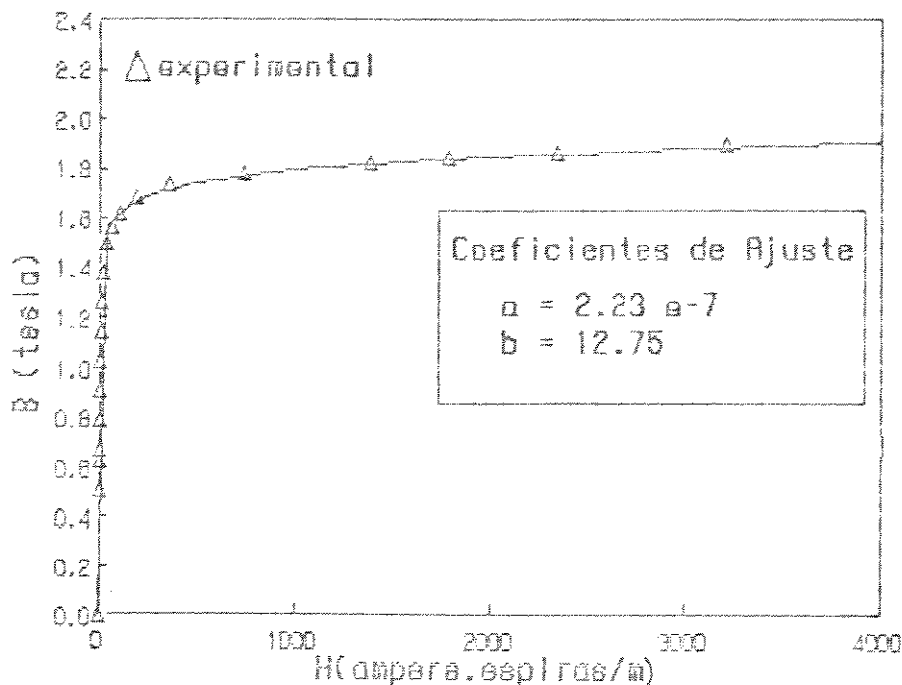


Figura III.12 - Ajuste hiperbólico para a curva normal de magnetização do transformador em análise.

Na figura III.14 apresenta-se forma de dependência entre as amplitudes dos harmônicos calculados e os níveis de corrente contínua injetada, mantendo-se a tensão de alimentação no seu valor nominal. Estes resultados obtidos com o método completo mostram que mesmo com este modelo mais realista ainda se pode considerar uma relação aproximadamente linear entre as amplitudes dos harmônicos com os níveis CC. Naturalmente, esta afirmação se aplica com mais veracidade às baixas frequências harmônicas. Os harmônicos de frequências mais elevadas por serem mais sensíveis aos efeitos da inclusão dos termos  $r_p$  e  $L_p$  sofrem atenuações consideráveis para altos valores de corrente contínua injetada. Este comportamento é absolutamente compatível com os resultados experimentais apresentados na referência [11].

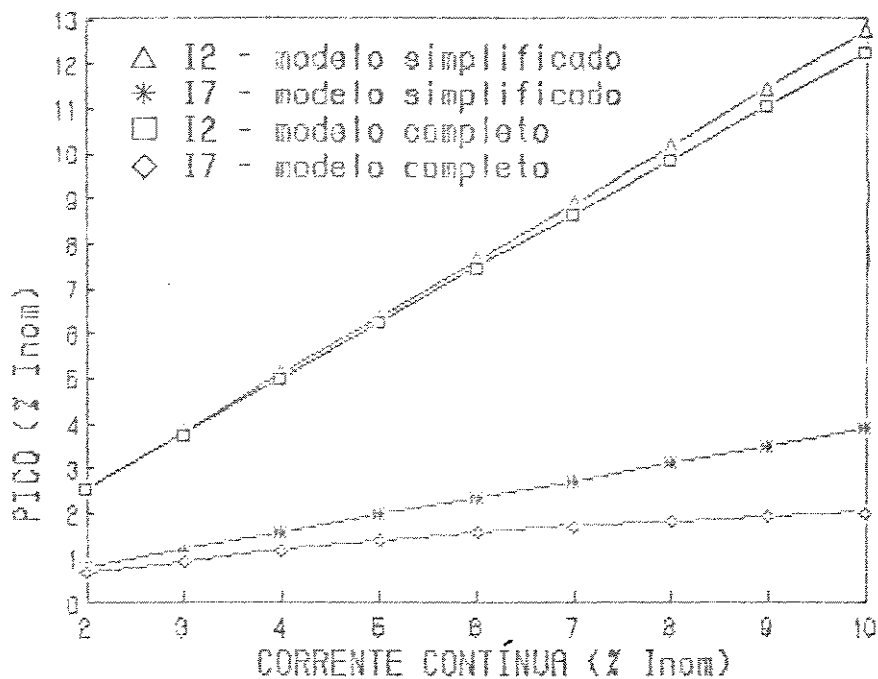


Figura III.13 - Comparação entre os resultados obtidos com os métodos simplificado e completo.

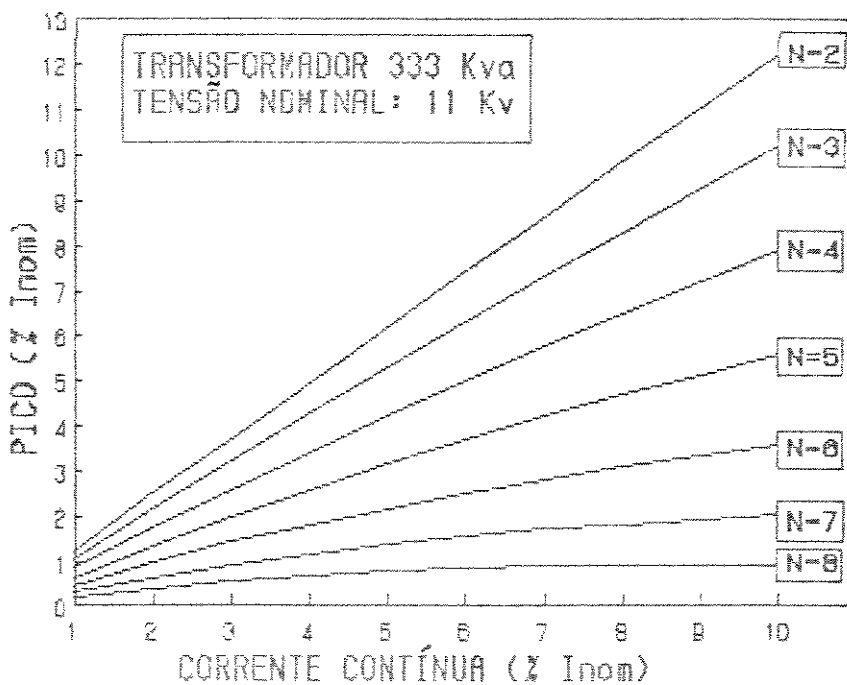


Figura III.14 - Variação das amplitudes dos harmônicos com os níveis de corrente contínua injetada.

### III.6 - CONCLUSÕES.

Este capítulo procurou sintetizar e ilustrar os aspectos relacionados com o fenômeno da excitação simultânea CA e CC em transformadores de potência monofásicos em regime permanente de operação. Foram discutidos os artigos que tratam sobre o tema e destacadas suas limitações, que justificaram os desenvolvimentos relatados.

Dentre os avanços apresentados, destaca-se a melhoria do modelo matemático utilizado para a não linearidade magnética, que substitue a forma simplificada de representação da relação  $\phi = f(i)$  por segmentos de retas em funções hiperbólicas. Isto trouxe vantagens analíticas que facilitaram a avaliação do fenômeno sob o ponto de vista qualitativo, bem como uma sensível melhoria na precisão dos cálculos.

Adicionalmente, o modelo completo proposto passa a considerar os efeitos da resistência e indutância primária, parâmetros estes desconsiderados em praticamente todas as publicações anteriores, nos estudos em regime permanente. Embora os resultados finais tenham indicado que a modelagem simplificada constitui uma excelente forma para as avaliações iniciais, o aprimoramento proposto na modelagem completa mostrou-se particularmente relevante no cálculo dos harmônicos de mais alta ordem.

Através dos estudos computacionais realizados a partir dos modelos estabelecidos foi constatado que, sob dupla excitação CA e CC, a corrente magnetizante pode ser substancialmente alterada, apresentando altos valores de pico e um acentuado conteúdo harmônico, inclusive com ordens harmônicas pares. A dependência dos níveis dos harmônicos com as amplitudes das injeções CC foi investigada e, pelos resultados obtidos, verificou-se que apresentam uma relação aproximadamente linear, principalmente com respeito aos harmônicos de ordens mais baixas.

Com relação ao fluxo magnético no núcleo sob dupla excitação CA e CC, os resultados obtidos mostraram que os níveis máximos de saturação ficam praticamente inalterados quando se

reduz a taxa de excitação CA. Desta forma, concluiu-se que a operação com densidades de fluxo menores, ou mesmo, o sobredimensionamento do núcleo, são práticas ineficientes no que diz respeito à atenuação dos níveis dos harmônicos de baixas ordens, os seja, aqueles que apresentam as maiores amplitudes.

## CAPÍTULO IV

### ANÁLISE TRANSITÓRIA DE TRANSFORMADORES SUJEITOS A DUPLA EXCITAÇÃO CA E CC.

#### IV.1 - INTRODUÇÃO.

Neste capítulo apresenta-se o estudo transitório associado ao fenômeno de dupla excitação CA e CC, decorrente da injeção de um degrau de corrente contínua nos enrolamentos de um transformador de potência, que se encontra operando em condições CA estabilizadas. A partir da análise dos fundamentos físicos relacionados com o referido fenômeno, define-se as base teóricas para a modelagem matemática. A metodologia empregada baseia-se na determinação do transitório de crescimento do fluxo médio no núcleo, à partir de uma dada condição de excitação CC. Isto é feito utilizando-se da técnica de cálculo passo a passo, a partir da qual são obtidos os incrementos do fluxo médio ao final de cada ciclo. Em seguida, os valores instantâneos do fluxo total podem ser determinados pela composição do fluxo médio calculado com o fluxo CA, conforme efetuado na referência [12]. Contudo, neste trabalho, o processo de cálculo foi substancialmente melhorado com a incorporação dos efeitos desmagnetizantes provocados pelas quedas de tensão na resistência elétrica e na reatância de dispersão do enrolamento primário. Admitindo-se, pois, estas melhorias desenvolve-se um programa digital do qual se extrai resultados sobre comportamento transitório das correntes magnetizantes, sua dependência com os níveis de CC injetados e com alguns parâmetros do circuito equivalente do transformador.



## IV.2 - CONSIDERAÇÕES FÍSICAS SOBRE O FENÔMENO TRANSITÓRIO.

Para a formulação e investigação do fenômeno transitório objetivando avaliar a variação do fluxo CC com o tempo, isto é,  $\Phi_0 = f(t)$ , são assumidas as seguintes condições:

- a componente contínua da corrente de carga é nula nos instantes anteriores ao estudo do processo transitório;
- o transformador simetricamente magnetizado e a carga encontram-se em regime permanente antes do estudo transitório;
- a ocorrência de corrente contínua injetada no enrolamento do transformador é representada por uma função degrau de amplitude  $I_{so}$  no secundário, permanecendo constante até a conclusão do estudo;
- qualquer variação no primário ocorre lentamente, isto é, em um tempo muito maior que o equivalente a um ciclo da frequência fundamental.

A metodologia de cálculo empregada é fundamentada na hipótese de que, no início do estudo transitório, a corrente total absorvida pelo enrolamento primário apresenta a mesma forma de onda da corrente de carga secundária. Assim sendo, se a corrente secundária apresenta um valor médio diferente de zero, a corrente total primária deve possuí-lo da mesma forma, respeitando, naturalmente a relação de transformação. Isto contudo, é verdadeiro apenas para os instantes imediatamente posteriores ao aparecimento da componente CC na corrente de carga.

Evidentemente, em regime permanente de funcionamento a corrente total absorvida no enrolamento primário deve possuir valor médio nulo, pelas razões expostas no capítulo III. Assim, a corrente de excitação é alterada sistematicamente durante um período de transição de forma a resultar em um valor médio nulo para a corrente total primária, em regime permanente.

A referência [12] apresenta uma comparação entre resultados obtidos por simulação e experimentais, onde se conclui sobre a influência desprezível da fundamental e dos harmônicos na duração do regime transitório. Desta forma nas análises seguintes são consideradas apenas os valores médios das correntes.

Pode ser observado na ilustração IV.1 que, a corrente total primária parte inicialmente com valor médio igual a componente CC que circula no enrolamento secundário referida ao primário sendo conduzida à zero devido ao crescimento do valor médio da corrente de excitação. Este fato satisfaz a condição física de que o transformador não pode, sob regime permanente, transferir sinais contínuos do secundário para o primário, ou vice-versa.

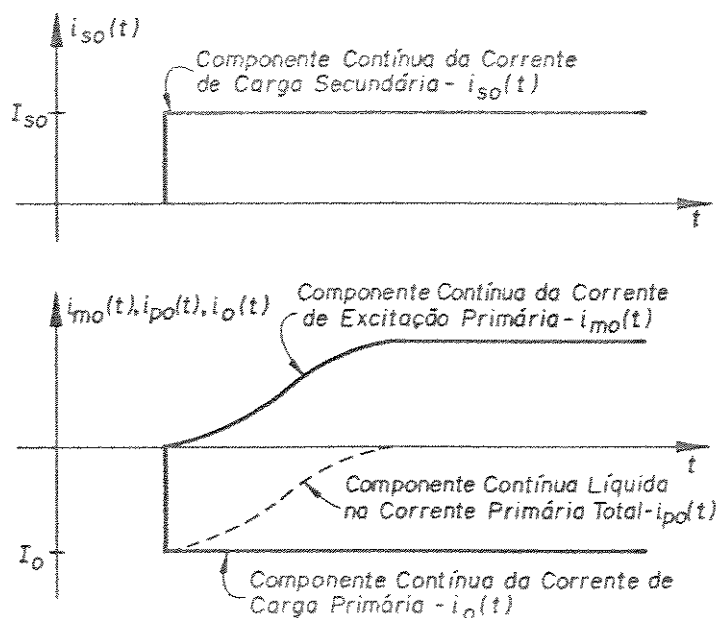


Figura IV.1 - Valores médios das correntes no transformador.

## IV.3 - VARIACÃO INCREMENTAL DO FLUXO MÉDIO NO NÚCLEO.

Devido às características não lineares das equações utilizadas em estudos desta natureza, utilizou-se, neste trabalho, o processo passo a passo para a determinação das principais variáveis que definem o regime transitório da corrente de excitação. A formulação proposta é obtida a partir da expressão básica (IV.1), que relaciona a tensão de alimentação e a corrente total absorvida no enrolamento primário do transformador.

$$v_p = r_p i_p + L_p \frac{di_p}{dt} + N_p \frac{d\phi}{dt}. \quad (\text{IV.1})$$

As variáveis envolvidas no processo de cálculo possuem, para este tipo de estudo, natureza eminentemente periódica. Integrando-se então a expressão (IV.1), em um ciclo completo da componente fundamental, é possível estabelecer relações entre os valores médios do fluxo magnético no núcleo e a corrente de excitação primária. Desta forma:

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} v_p dt = \int_{t^{k-1}}^{t^k} r_p i_p dt + \int_{t^{k-1}}^{t^k} (L_p \frac{di_p}{dt}) dt + \int_{t^{k-1}}^{t^k} (N_p \frac{d\phi}{dt}) dt; \quad (\text{IV.2})$$

onde:  $t^{k-1}$  - instante inicial do k-ésimo ciclo;  
 $t^k$  - instante final do k-ésimo ciclo.

Durante o k-ésimo ciclo da componente fundamental é

assumido que tanto o valor médio do fluxo no núcleo, bem como, a respectiva corrente de excitação primária não sofrem alterações, e que a Análise de Fourier pode ser utilizada na determinação dos componentes harmônicos da corrente de excitação primária. Como resultado destas considerações o valor líquido da componente média da corrente de excitação primária permanece constante e é dado pela expressão (IV.3).

$$i_{mo}(t^{k-1}) = i_{po}(t^{k-1}) - I_o; \quad (IV.3)$$

onde:  $i_{mo}$  - valor líquido da componente média da corrente de magnetização primária, que permanece constante durante o  $k$ -ésimo ciclo;

$i_{po}$  - componente média da corrente total primária, que permanece constante durante o  $K$ -ésimo ciclo;

$I_o$  - componente contínua injetada no secundário, referida ao enrolamento primário;

A figura IV.2 ilustra a evolução das componentes médias das correntes, observadas as condições definidas no método passo a passo. Os componentes harmônicos não são considerados nesta metodologia de cálculo, entretanto seus efeitos são absolutamente desprezíveis com relação ao comportamento transitório, pelas razões expostas anteriormente.

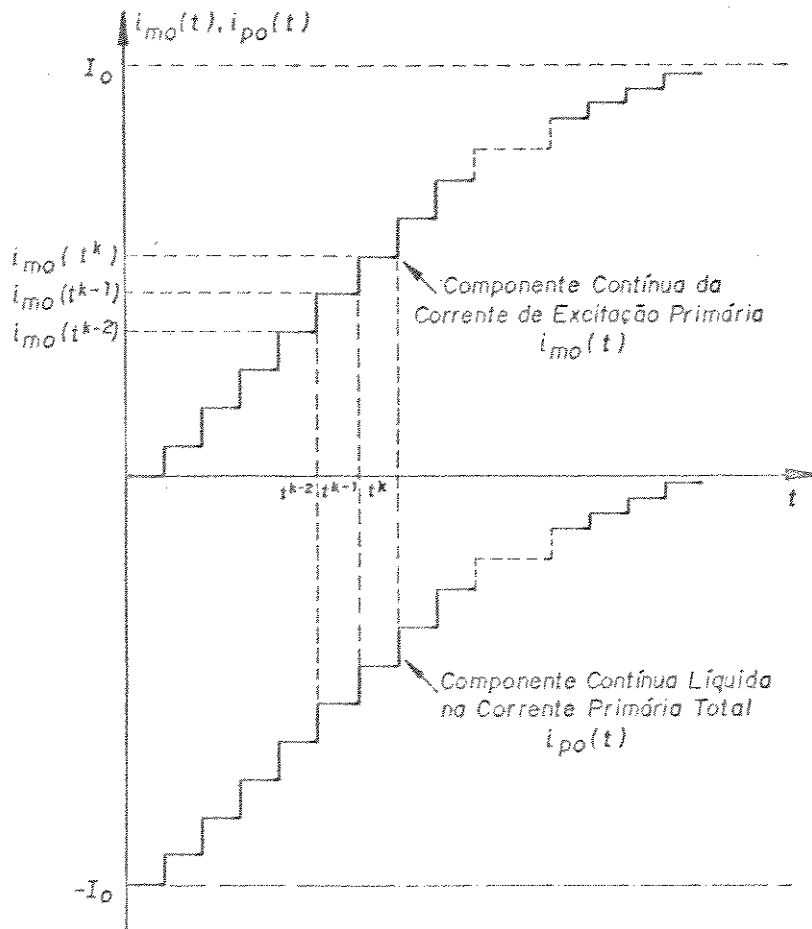


Figura IV.2 - Método passo a passo para a análise transitória.

A seguir apresenta-se a avaliação de cada um dos termos envolvidos na expressão (IV.2).

a) Tensão de alimentação.

A tensão de alimentação é admitida, de um modo geral, como não senoidal mas com valor médio nulo. Desta forma, a integral dada na equação (IV.4), em um ciclo da componente fundamental, é sempre nula.

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} v_p dt = 0. \quad (\text{IV.4})$$

b) Resistência do primário.

O efeito da resistência do enrolamento primário é obtido avaliando-se o termo da expressão (IV.2), dado pela integral:

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} r_p i_p dt. \quad (\text{IV.5})$$

A corrente primária  $i_p$  é, como se sabe, composta pela componente magnetizante e pela componente de carga;

$$i_p = i_m + i_{ps}; \quad (\text{IV.6})$$

onde:  $i_m$  - corrente de excitação primária;

$i_{ps}$  - corrente secundária referida ao primário.

Representando, por conveniência, as parcelas  $i_m$  e  $i_{ps}$  através das expressões (IV.7) e (IV.8);

$$i_m = \sum \underline{i}_m(t^{k-1}) + i_{m0}(t^{k-1}); \quad (\text{IV.7})$$

$$i_{ps} = \sum i_{ps}(t^{k-1}) + i_o(t^{k-1}); \quad (\text{IV.8})$$

onde:  $\sum i_m(t^{k-1})$  - soma da fundamental e componentes harmônicos da corrente de excitação;

$\sum i_{ps}(t^{k-1})$  - soma da fundamental e componentes harmônicos da corrente de carga referida ao primário;

$i_{mo}(t^{k-1})$  - componente média da corrente de excitação;

$i_o(t^{k-1})$  - componente média da corrente de carga referida ao primário, (constante).

Na metodologia passo a passo empregada, todos os termos acima citados devem permanecer constantes durante o K-ésimo ciclo.

Substituindo-se, as expressões (IV.6), (IV.7) e (IV.8) na expressão (IV.5) tem-se;

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} r_p i_p dt = 0 + \int_{t^{k-1}}^{t^k} i_{mo}(t^{k-1}) dt + 0 + \int_{t^{k-1}}^{t^k} i_o(t^{k-1}) dt.$$

(IV.9)

A corrente média da carga, conforme as condições estabelecidas no item (IV.2), deve permanecer com o valor constante  $I_{so}$ , que é a componente contínua que circula pelo enrolamento secundário. Então, a integral dada em (IV.5) é finalmente calculada por (IV.10).

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} r_p i_p dt = r_p T \left[ i_{mo}(t^{k-1}) - I_0 \right]; \quad (\text{IV.10})$$

onde: T - período da componente fundamental;  
 $I_0$  - Iso referida ao enrolamento primário.

c) Indutância do primário.

O efeito da indutância do primário é obtido calculando-se a integral (IV.11).

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} (L_p \frac{di_p}{dt}) dt. \quad (\text{IV.11})$$

Substituindo-se  $i_p$  pelas expressões (IV.6), (IV.7) e (IV.8), tem-se;

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} (L_p \frac{di_p}{dt}) dt = \int_{t^{k-1}}^{t^k} \left[ L_p \frac{d[\sum i_{mo}(t^{k-1}) + i_{mo}(t^{k-1})]}{dt} \right] dt +$$

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} \left[ L_p \frac{d[\sum i_{ps}(t^{k-1}) + I_0(t^{k-1})]}{dt} \right] dt.$$

(IV.12)



Admitindo-se que a corrente de excitação não sofre mudanças durante o K-ésimo ciclo, o primeiro termo da expressão (IV.12) é nulo. Esta aproximação, contudo, leva a erros significativos no cálculo da integral. Como alternativa, adotou-se uma variação linear da componente média da corrente de excitação no período em questão mantendo-se os harmônicos constantes. Nestas condições tem-se;

$$\frac{d[i_{mo}(t^{k-1})]}{dt} = \frac{i_{mo}(t^k) - i_{mo}(t^{k-1})}{t^k - t^{k-1}} \quad (IV.13)$$

Entretanto não é possível obter a solução para esta nova aproximação utilizando-se a expressão (IV.13), pois a corrente  $i_{mo}$  no instante  $t^k$  ainda não é conhecida. Este problema é contornado admitindo-se constante a taxa de crescimento de  $i_{mo}$  em dois ciclos subsequentes. Então, finalmente obtem-se a expressão (IV.14), para o cálculo do primeiro termo da expressão (IV.12).

$$\frac{d[i_{mo}(t^{k-1})]}{dt} = \frac{i_{mo}(t^{k-1}) - i_{mo}(t^{k-2})}{T} \quad (IV.14)$$

Considerando-se que as condições de carga não sejam alteradas durante o estudo transitório, o segundo termo da expressão (IV.12) resulta sempre num valor nulo.

A solução completa para o efeito da indutância do primário é, em última análise, determinada pela expressão (IV.15).

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} (L_p \frac{di_p}{dt}) dt = L_p [i_{mo}(t^{k-1}) - i_{mo}(t^{k-2})] \quad (IV.15)$$

d) Fluxo no núcleo.

Sob condições assimétricas de magnetização, o fluxo no núcleo é considerado como tendo duas componentes. A primeira,  $\bar{\phi}_0$ , que é o deslocamento provocado no fluxo total está associada à componente CC da corrente magnetizante. A outra componente,  $\phi_{ca}$ , está relacionada com a força eletromotriz de excitação. A parcela relativa ao fluxo magnético presente na expressão (IV.2) é então calculada pela expressão (IV.16).

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} (N_p \frac{d\phi}{dt}) dt = \int_{t^{k-1}}^{t^k} (N_p \frac{d\phi_{ca}}{dt}) dt + \int_{t^{k-1}}^{t^k} (N_p \frac{d\bar{\phi}_0}{dt}) dt. \quad (IV.16)$$

Admitindo-se que a componente CA do fluxo não sofra mudanças durante o k-ésimo ciclo, a variação da componente média do fluxo no final do período, dada por  $\Delta\bar{\phi}_0(t^k)$ , é calculada pela expressão (IV.17).

$$\int_{t^{k-1}}^{t^k} (N_p \frac{d\phi}{dt}) dt = N_p \Delta\bar{\phi}_0(t^k). \quad (IV.17)$$

e) Determinação da variação incremental de fluxo no final do k-ésimo ciclo.

Substituindo-se as expressões (IV.4), (IV.10), (IV.14) e (IV.17) em (IV.02), chega-se a expressão (IV.18), que permite determinar a variação do fluxo médio no núcleo em função das

componentes médias das correntes de carga e de magnetização, ao final de cada ciclo.

$$\Delta \bar{\phi}_o(t^k) = \frac{r_p}{N_p} I \left[ I_o - i_{mo}(t^{k-1}) \right] + \frac{L_p}{N_p} \left[ i_{mo}(t^{k-1}) - i_{mo}(t^{k-2}) \right].$$

(IV.18)

#### IV.4 - TRANSITÓRIO DA CORRENTE MAGNETIZANTE.

A técnica de cálculo passo a passo utilizada na determinação das variáveis envolvidas no estudo transitório da corrente de excitação é baseada na determinação do fluxo médio resultante no núcleo à cada ciclo, conforme estabelece a expressão incremental dada pela equação (IV.18). Uma vez obtido o incremento, o fluxo médio a ser utilizado no ciclo subsequente é obtido através da expressão (IV.19).

$$\bar{\phi}_o(t^k) = \bar{\phi}_o(t^{k-1}) + \Delta \bar{\phi}_o(t^k). \quad \text{(IV.19)}$$

Conhecido o fluxo médio, o fluxo total no núcleo é obtido segundo a metodologia descrita no item III.4 do capítulo III. Com este procedimento, torna-se possível incluir o efeito dos parâmetros  $r_p$  e  $L_p$ , como foi discutido no capítulo anterior, e esta incorporação representa uma importante contribuição em relação ao modelo estabelecido na referência [12].

Finalmente, a corrente de magnetização para o próximo ciclo é determinada pela expressão (III.48), que representa a característica de magnetização  $\phi - i$  do material magnético utilizado no núcleo do transformador em análise.

A figura IV.3 mostra o fluxograma do programa digital utilizado no estudo do transitório da corrente de magnetização.

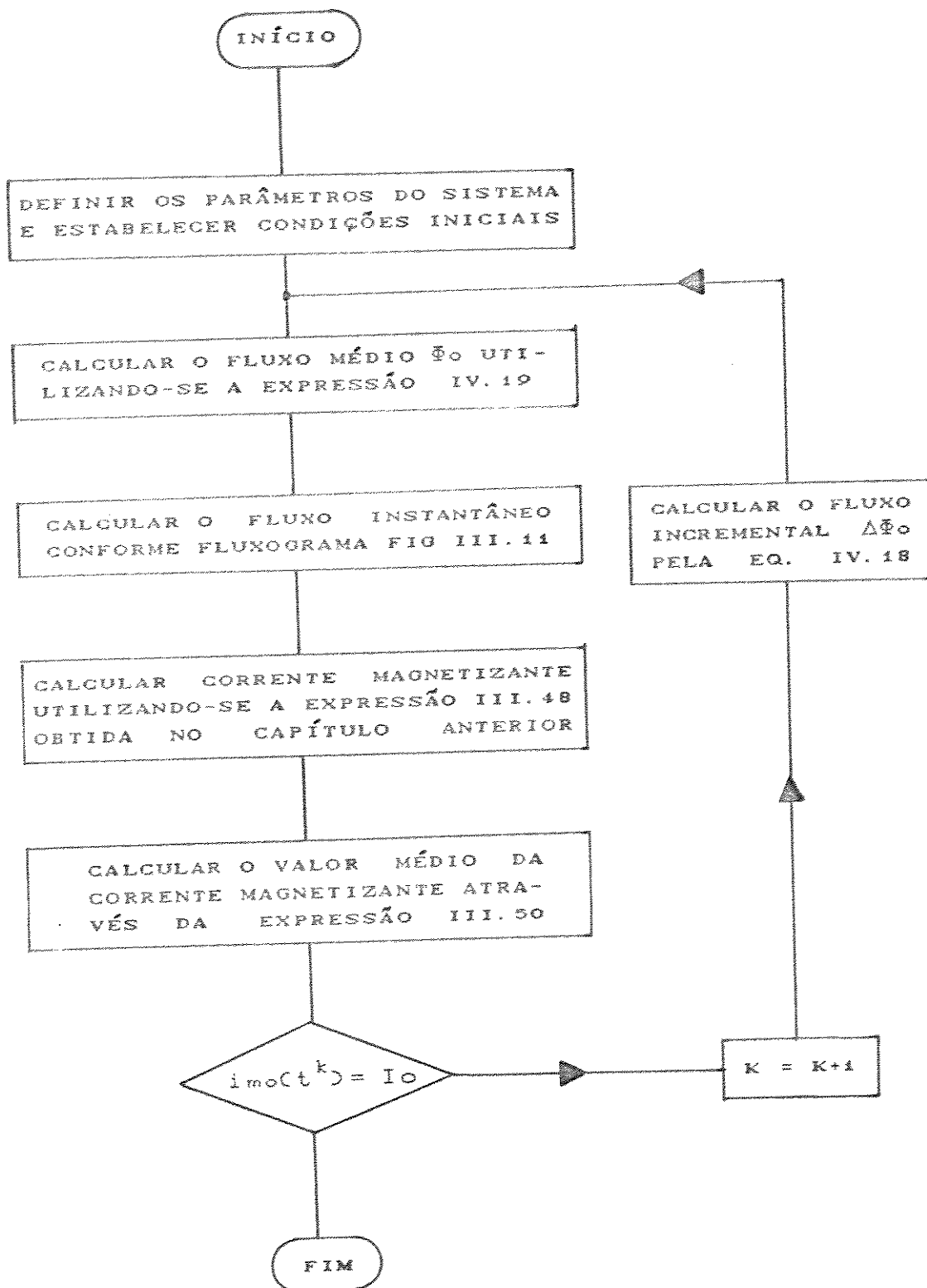


Figura IV.3 - Fluxograma da simulação digital do período transitório.

#### IV.5 - RESULTADOS SIMULADOS.

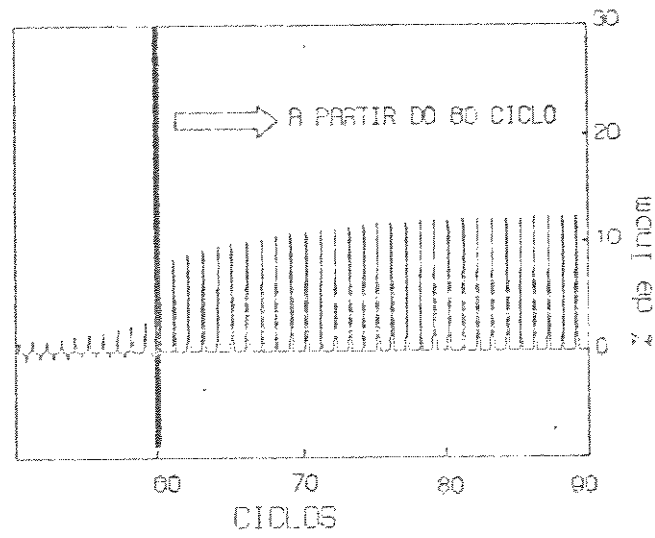
Para a análise do comportamento transitório adotou-se o mesmo transformador utilizado no capítulo III deste trabalho. Pelos resultados obtidos constata-se que os valores máximos dos pico alcançados são tanto maiores quanto mais elevados forem os níveis de injeção CC, enquanto que, a duração do período transitório possui dependência inversa com o nível CC. A figura IV.4 apresenta as formas de onda das corrente de excitação, para três diferentes níveis de injeção CC. Estas conclusões são também igualmente apresentadas na referência [12].

Adicionalmente aos estudos de dependência do fenômeno transitório com o nível de corrente contínua injetada, outros inter-relacionamentos podem ser investigados. Isto é processado nos sub-itens subsequentes

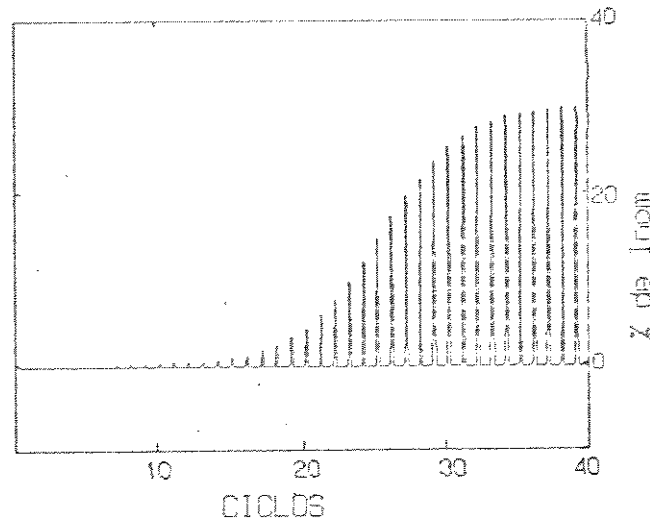
##### IV.5.1 - Efeito da Resistência e Indutância Primária.

Com o objetivo de mostrar a influência da desmagnetização no comportamento transitório apresenta-se, a seguir, alguns resultados obtidos a partir da metodologia adotada neste trabalho e que considera os efeitos da resistência e da indutância primária.

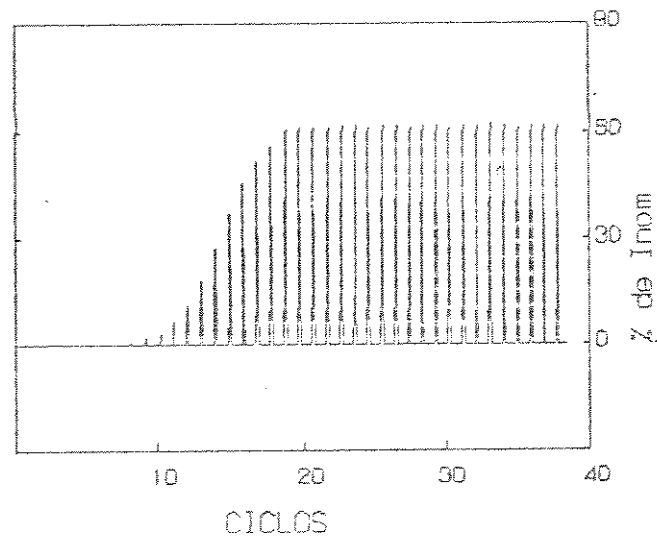
Através dos resultados ilustrados na figura IV.5, pode-se constatar a importância do efeito da queda de tensão na resistência e na reatância do enrolamento primário, provocada pelas altas correntes de excitação que se estabelecem devido as altas injeções de corrente contínua. Tanto a duração total do período transitório como os valores máximos de pico alcançados são sensivelmente alterados devido ao citado efeito de desmagnetização causado por  $r_p$  e  $L_p$ .



$I_0 = 2\% I_{nom.}$   
 PICO = 13%  $I_{nom.}$   
 REGIME = 80 ciclos.



$I_0 = 5\% I_{nom.}$   
 PICO = 30%  $I_{nom.}$   
 REGIME = 34 ciclos.



$I_0 = 10\% I_{nom.}$   
 PICO = 63%  $I_{nom.}$   
 REGIME = 24 ciclos.

Figura IV.4 - Transitórios da corrente de excitação para 2%, 5% e 10% de corrente contínua injetada.

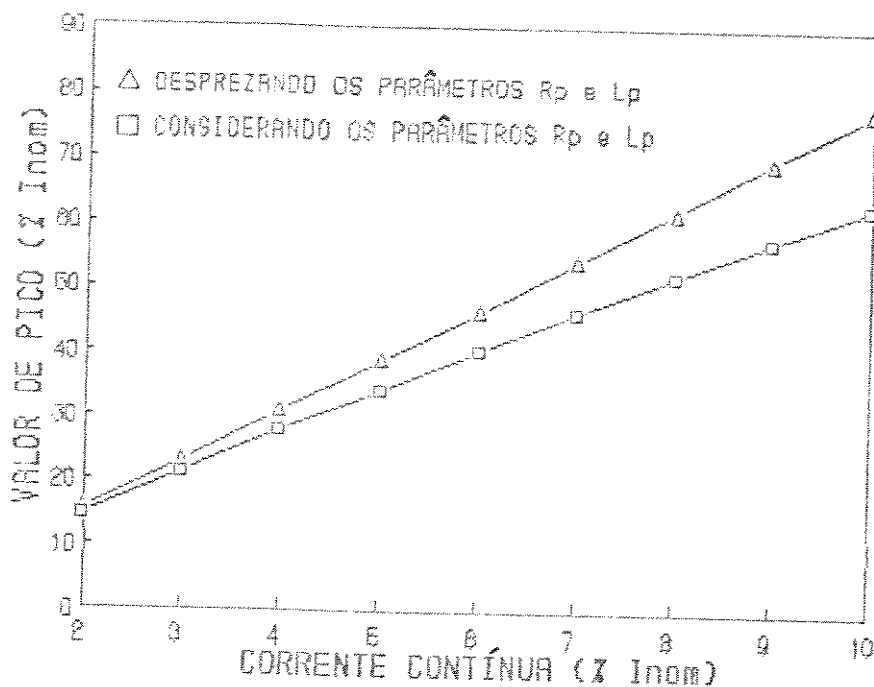


Figura IV.5 - Efeitos  $r_p$  e  $L_p$  sobre os valores de pico.

O modelo de cálculo mais realista mostra períodos transitórios sensivelmente alterados, sendo de um modo geral mais longos, e valores de pico sempre atenuados, em relação ao modelo simplificado onde os efeitos de  $r_p$  e  $L_p$  foram desprezados.

Conclui-se desta forma que a utilização do modelo completo proposto é indispensável para uma boa avaliação do comportamento transitório, sobretudo quando se trata de altos níveis de injeção CC. Nestas condições, os erros cometidos quando se despreza os efeitos de  $r_p$  e  $L_p$ , podem ser inadmissíveis, levando muitas vezes à interpretações equivocadas dos resultados obtidos.

#### IV.5.2 - Efeito dos Valores dos Parâmetros no Comportamento Transitório.

Adicionalmente à influência do nível CC injetado,

investigou-se também os efeitos dos valores de outros parâmetros do transformador sobre o comportamento transitório da sua corrente magnetizante. Os estudos destas dependências foram realizados sob um nível de injeção CC constante e igual a 10% de  $I_{nom}$ .

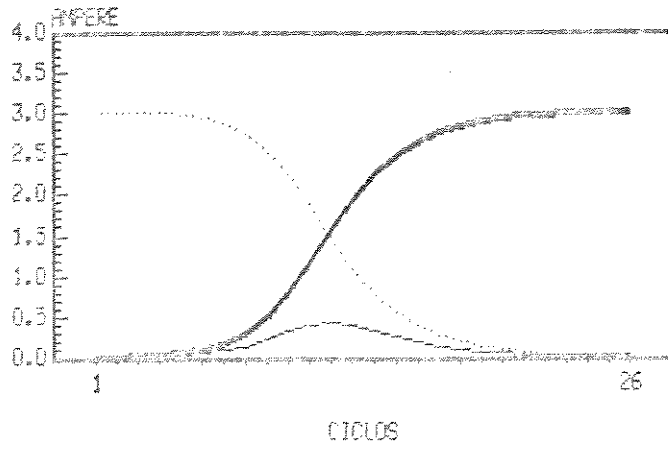
A figura IV.6(a) ilustra os resultados obtidos para o caso base onde se observa o comportamento transitório da componente média da corrente magnetizante, para o qual se registra um período de aproximadamente 26 ciclos. São também ilustradas as correntes envolvidas no processo de cálculo das variações do fluxo médio no núcleo, objetivando-se avaliar a magnitude dos efeitos de alguns parâmetros.

Pela equação IV.18 é possível verificar que o efeito da indutância primária no cálculo das variações do fluxo médio é proporcional à diferença entre dois valores consecutivos da componentes média da corrente de magnetização. Assim, pelo comportamento da corrente  $[i_{mo}(t^{k-1}) - i_{mo}(t^{k-2})]$ , ao longo do período transitório, constata-se que seu efeito pode ser considerado secundário.

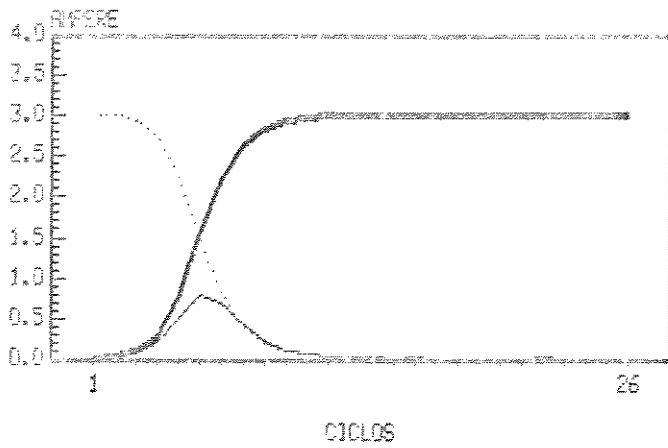
Por outro lado, a resistência elétrica primária exerce uma forte influência no comportamento transitório da corrente de magnetização. Isto ocorre porque sua contribuição, para o cálculo do fluxo médio incremental, depende dos valores definidos pela corrente  $[I_0 - i_{mo}(t^{k-1})]$ , ou seja, no início do processo transitório o efeito da resistência se manifesta proporcionalmente aos níveis de corrente contínuas injetadas e vai diminuindo com o crescimento da componentes média da correntes magnetizante. Para ilustrar tal fato, apresenta-se na figura IV.6(b), os resultados obtidos quando se dobra o valor da resistência primária. Neste caso, o período transitório fica substancialmente reduzido para cerca de 14 ciclos.

A tensão de alimentação também tem influência sobre os tempos de duração dos períodos transitórios. Este efeito se deve ao fato de que os valores médio da corrente magnetizante  $i_{mo}(t^k)$ , calculados ao final de cada ciclo, dependem da composição dos fluxos médios obtidos no ciclo em questão com o fluxo CA estabelecidos pela tensão de alimentação. Esta dependência pode ser verificada nas equações III.47, III.48 e III.49. Como

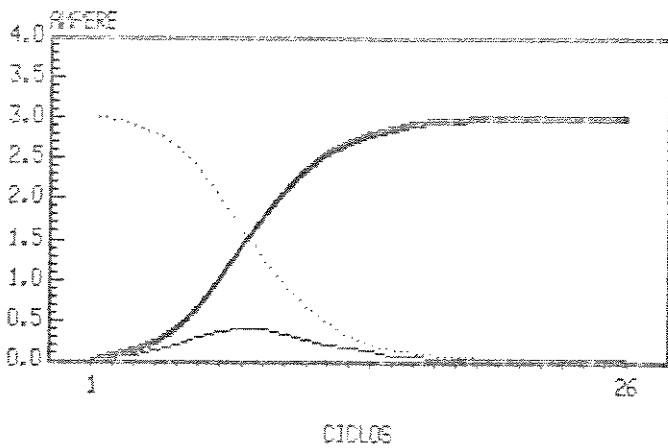




(a) - nominais.



(b) - r = 2 rp.



(c) - V = 110% V<sub>nom</sub>.

Figura (IV.6) - Efeitos dos parâmetros no comportamento transi-  
tório.

- -  $i_m(t^k)$ .
- -  $[i_m(t^{k-1}) - i_m(t^{k-2})]$ .
- ..... -  $[I_0 - i_m(t^{k-1})]$ .

exemplo, apresenta-se na figura IV.6(c) os resultados obtidos quando se aumenta a tensão de alimentação em 10%. Neste caso, observa-se uma pequena aceleração no processo transitório, o qual atinge seu regime permanente em aproximadamente 22 ciclos.

#### IV.6 - CONCLUSÕES.

Neste capítulo estudou-se o comportamento transitório da corrente magnetizante em transformadores de potência sujeitos a dupla excitação CA e CC. Os fundamentos físicos que envolvem o referido fenômeno foram analisados partindo-se da injeção de um degrau de corrente contínua nos enrolamentos do transformador. Verificou-se que os níveis CC injetados pela carga são refletidos integralmente para o primário nos instantes imediatamente posteriores à injeção CC, e diminuem na medida em que o fluxo médio vai se estabelecendo. Nestas condições, a magnetização vai se tornando cada vez mais assimétrica e as correntes magnetizantes apresentam valores médios com polaridades tais que, quando se atinge o regime permanente, o valor médio líquido da corrente total vai a zero. Esta situação é perfeitamente compreensível, uma vez que, em regime permanente, o transformador não pode transferir sinais contínuos de corrente do primário para o secundário. Utilizando-se pois destes princípios desenvolveu-se uma formulação analítica para o estudo digital deste fenômeno, que incorpora efeitos desmagnetizantes provocados pela resistência elétrica e reatância do enrolamento primário. O aprimoramento da modelagem mostrou-se particularmente relevante para a eliminação das altas taxas de variação anteriormente encontradas para as correntes de magnetização assimétricas, nas formulações propostas em outras publicações. Este fato também contribuiu para uma avaliação mais confiável dos valores de pico alcançados e dos harmônicos de mais altas ordens.

Os resultados computacionais obtidos mostram que, de um modo geral, o período transitório do fenômeno abordado neste

trabalho é relativamente longo, podendo muitas vezes estender-se por vários minutos. Constatou-se que o tempo necessário para atingir o estado de regime permanente é inversamente proporcional ao nível de corrente contínua injetada no enrolamento e a dependência com os demais parâmetros envolvidos foi também analisada. Dos vários casos analisados, foram apresentados aqueles onde os efeitos se mostraram mais evidentes com respeito a duração do regime transitório. Tomando-se como base as correntes envolvidas no processo de determinação do transitório do fluxo médio verificou-se os efeitos da tensão de alimentação, resistência e indutância primárias. Com respeito a tensão de alimentação constatou-se que sua influência se deve ao fato de que o fluxo médio resultante de uma injeção CC depende dos níveis de excitação CA. Para o caso analisado, associado à um aumento da tensão de alimentação em 10%, observou-se uma pequena aceleração no processo transitório. A indutância primária tem um efeito secundário, uma vez que depende das variações dos valores médios da corrente magnetizante, que são pouco expressivos. A resistência elétrica, entretanto, exerce uma forte influência sobre o fenômeno transitório. Isto ocorre porque para os instantes imediatamente posteriores ao início do processo transitório de crescimento da corrente magnetizante, seu efeito é proporcional ao nível de injeção CC. Como exemplo disto, tomando-se o caso analisado, ao se dobrar o valor da resistência a duração do período transitório foi praticamente reduzida à metade. Este mesmo resultado pode ser justificado através do conceito da constante de tempo dos circuitos elétricos, a qual, neste caso é definida pela indutância de magnetização e a resistência primária.

## CAPÍTULO V

## ESTUDOS EXPERIMENTAIS.

## V.1 - INTRODUÇÃO.

Neste capítulo apresenta-se os estudos experimentais, enfocando o problema da dupla excitação CA e CC em transformadores de potência. Pretende-se aqui analisar experimentalmente o comportamento de algumas variáveis dos transformadores sob dupla excitação CA e CC e verificar o desempenho dos modelos teóricos desenvolvidos.

Os estudos são realizados utilizando-se um transformador teste, o qual é submetido à diversas condições de dupla excitação CA e CC. Para isto utiliza-se de dois arranjos distintos que proporcionam condições adequadas para estudos de regime permanente e transitório, respectivamente. Em seguida, com o uso de um osciloscópio de memória e de um analisador espectral, efetua-se inúmeras medições de valores de pico, tempos de duração do regime transitório e dos níveis harmônicos das correntes magnetizantes. Estes resultados são analisados no sentido de verificar suas dependências com os níveis CC injetados e com as excitações CA, sob o ponto de vista experimental.

Os resultados obtidos experimentalmente são comparados com os correspondentes estudos computacionais de onde se conclui sobre a validade dos modelos propostos nos capítulos anteriores, enfocando aspectos relativos às formas de onda das correntes magnetizantes, valores de pico, conteúdo harmônico, bem como, as respectivas dependências com as excitações CA e CC.

## V.2 - O TRANSFORMADOR TESTE.

O transformador utilizado para os estudos experimentais realizados neste trabalho é do tipo núcleo envolvido e possui oito enrolamentos iguais. Cada enrolamento tem por características:

- .Número de espiras - 131.
- .Tensão nominal - 110 volts.
- .Corrente nominal - 2.3 ampéres.

A configuração utilizada na montagem experimental é ilustrada na figura V.1.

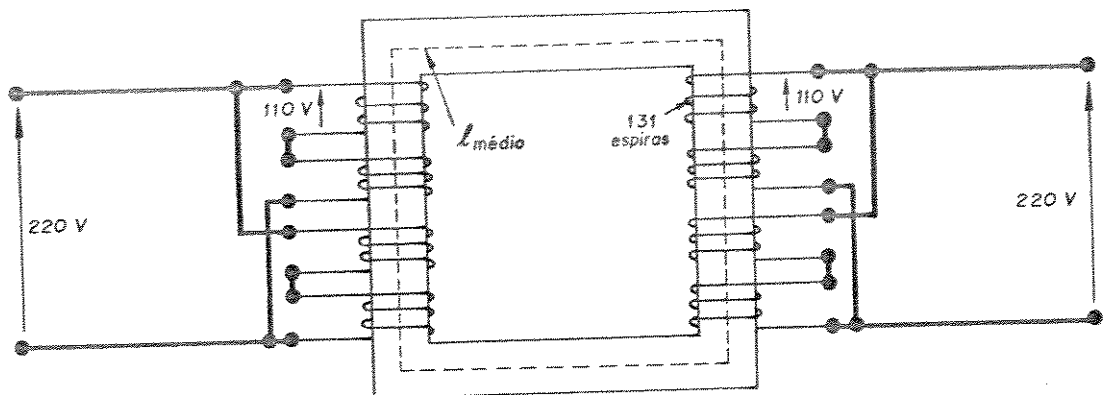


Figura V.1 - Transformador teste.

Nestas condições, os dados nominais do transformador passam a ser:

- .Potência nominal.....(CP) - 1 KVA.
- .Tensão nominal primária.....(Vnom) - 220 volts.
- .Espiras do enrolamento primário.....(N<sub>1</sub>) - 262.
- .Espiras do enrolamento secundário....(N<sub>2</sub>) - 262.
- .Comprimento magnético médio.....(D) - 0.519 m.
- .Área da seção transversal do núcleo...(A) - 0.0038 m<sup>2</sup>.
- .Resistência primária.....(r<sub>p</sub>) - 1.0 OHM.
- .Indutância primária.....(L<sub>p</sub>) - 0.0022 H.

Para representar analiticamente a característica de magnetização nos estudos de simulação digital, levantou-se, em laboratório, a curva normal de magnetização. Os resultados obtidos são ilustrados na tabela V.1.

| V(volts) | I (ampéres) | B <sub>máx</sub> (T) | H <sub>máx</sub> (Ae/m) |
|----------|-------------|----------------------|-------------------------|
| 30       | 0.14        | 0.1131               | 35.34                   |
| 50       | 0.18        | 0.1885               | 45.43                   |
| 80       | 0.21        | 0.3016               | 53.00                   |
| 100      | 0.28        | 0.3770               | 70.67                   |
| 140      | 0.36        | 0.5279               | 90.87                   |
| 160      | 0.41        | 0.6033               | 103.49                  |
| 180      | 0.51        | 0.6787               | 128.73                  |
| 200      | 0.67        | 0.7541               | 169.11                  |
| 220      | 0.86        | 0.8295               | 217.07                  |
| 260      | 1.58        | 0.9802               | 398.81                  |
| 280      | 2.12        | 1.0556               | 535.11                  |
| 300      | 2.72        | 1.1310               | 686.55                  |
| 320      | 3.40        | 1.2064               | 858.19                  |
| 340      | 4.40        | 1.2818               | 1110.60                 |
| 360      | 6.10        | 1.3572               | 1539.69                 |
| 380      | 8.20        | 1.4326               | 2069.75                 |
| 400      | 12.0        | 1.5080               | 3028.90                 |

Tabela V.1 - Dados experimentais sobre a característica de magnetização.

onde:

$$B_{\text{máx}} = k_z V;$$

$$H_{\text{máx}} = k_1 I;$$

onde:  $k_z = 1/(4.44 f N_z A)$  e  $k_1 = N_1/l$ ;

$f$  - frequência (hz);

$V$  - valor eficaz da tensão induzida;

$I$  - valor eficaz da corrente de alimentação.

### V.3 - ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE.

A análise experimental em regime permanente foi executada a partir do arranjo físico ilustrado na figura V.2. Para a caracterização da dupla excitação CA e CC, injetou-se corrente contínua no enrolamento secundário do transformador através de uma fonte CC, mantendo-se o primário alimentado com tensão senoidal.

#### V.3.1 - Resultados Experimentais.

Utilizando-se do arranjo anterior processou-se inúmeros estudos e medições para diferentes níveis de injeção CC, mantendo-se, inicialmente, a tensão de alimentação CA nas suas condições nominais. Os resultados mais elucidativos foram tabulados e são mostrados na Tabela V.2, onde as variáveis explicitadas são:

$I_{sc}$  - corrente contínua injetada no secundário;

$\hat{V}_{rs1}$  - valor de pico da tensão em  $R_{s1}$ ;

$\hat{I}_m$  - valor de pico da corrente magnetizante.

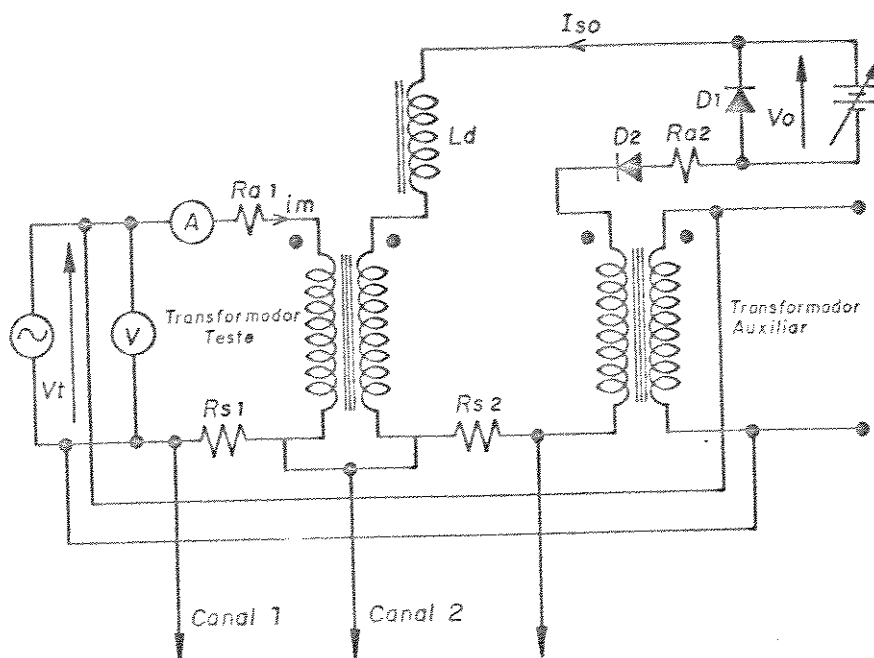


Figura V.2 - Arranjo utilizado para os estudos experimentais de regime permanente. ( $R_{s1}=0.2\Omega$ ,  $R_{s2}=0.2\Omega$ ,  $R_{a1}=5.2\Omega$ ,  $R_{a2}=0.5\Omega$ ).

| $I_{so}$<br>(Camperes) | $I_{so}$<br>(% $I_{nom}$ ) | $\hat{V}_{rs1}$<br>(volts) | $\hat{I}_m$<br>(camperes) | $\hat{I}_m$<br>(% $I_{nom}$ ) |
|------------------------|----------------------------|----------------------------|---------------------------|-------------------------------|
| 0.000                  | 0.0                        | 0.080                      | 0.40                      | 6.2                           |
| 0.091                  | 2.0                        | 0.148                      | 0.74                      | 11.5                          |
| 0.182                  | 4.0                        | 0.206                      | 1.03                      | 16.0                          |
| 0.273                  | 6.0                        | 0.256                      | 1.28                      | 19.9                          |
| 0.364                  | 8.0                        | 0.338                      | 1.69                      | 26.3                          |
| 0.445                  | 10.0                       | 0.400                      | 2.00                      | 31.1                          |
| 0.545                  | 12.0                       | 0.468                      | 2.34                      | 36.4                          |
| 0.636                  | 14.0                       | 0.554                      | 2.72                      | 42.3                          |
| 0.727                  | 16.0                       | 0.608                      | 3.04                      | 47.3                          |
| 0.818                  | 18.0                       | 0.680                      | 3.40                      | 52.9                          |
| 0.909                  | 20.0                       | 0.792                      | 3.96                      | 61.6                          |

Tabela V.2 - Resultados experimentais para  $V=100\%$  de  $V_{nom}$ , variando-se  $I_{so}$  de 0% à 20% de  $I_{nom}$ .



Utilizando-se de um analisador espectral (CAE-3.0) da Universidade Federal de Uberlândia, procedeu-se às medições das ordens e níveis das componentes harmônicas dessas correntes. Os resultados obtidos, para os casos ilustrados nas figuras anteriores, são apresentados na figura V.3.

| HARMÔNICAS |              |                 | HARMÔNICAS |              |                 | HARMÔNICAS |              |                 |
|------------|--------------|-----------------|------------|--------------|-----------------|------------|--------------|-----------------|
| HARM. NRO. | MOD. % FUND. | OD ANG. .. .... | HARM. NRO. | MOD. % FUND. | OD ANG. .. .... | HARM. NRO. | MOD. % FUND. | OD ANG. .. .... |
| 01         | 100,0%       | 4 64,0          | 01         | 100,0%       | 4 64,0          | 01         | 100,0%       | 4 64,0          |
| 02         | 042,7%       | 4 77,0          | 02         | 046,3%       | 4 73,8          | 02         | 048,1%       | 4 72,7          |
| 03         | 030,8%       | 4 63,8          | 03         | 021,8%       | 4 41,3          | 03         | 021,1%       | 4 60,1          |
| 04         | 009,3%       | 4 60,3          | 04         | 004,4%       | 4 42,7          | 04         | 005,0%       | 4 42,5          |
| 05         | 003,6%       | 4 43,2          | 05         | 001,8%       | 4 04,0          | 05         | 002,5%       | 4 29,8          |
| 06         | 001,1%       | 2 34,0          | 06         | 001,5%       | 4 25,5          | 06         | 002,1%       | 4 32,5          |
| 07         | 000,8%       | 2 70,0          | 07         | 001,6%       | 4 26,5          | 07         | 001,4%       | 4 30,2          |
| 08         | 000,3%       | 1 90,0          | 08         | 000,5%       | 4 27,7          | 08         | 000,7%       | 4 34,2          |
| 09         | 000,5%       | 4 35,6          | 09         | 000,3%       | 2               | 09         | 000,0%       | 4               |
| 10         | 000,5%       | 4 38,2          | 10         | 000,0%       | 4               | 10         | 000,0%       | 4               |

Iso= 6% de Inom.

Iso= 16% de Inom.

Iso=20% de Inom.

Figura V.3 - Resultados da análise espectral da corrente de magnetização para  $V = 100\% V_{nom}$  e diferentes níveis de injeção CC.

A título de ilustração apresenta-se nas figuras V.4, V.5, V.6 e V.7, alguns oscilogramas obtidos para o ciclo de histerese e para a respectiva corrente magnetizante do transformador operando em condições nominais de excitação CA e em quatro diferentes níveis de injeção CC. Verifica-se, como esperado, que quando o transformador é excitado com um nível de corrente contínua diferente de zero, o ciclo de histerese fica substancialmente alterado apresentando-se totalmente assimétrico. Esta assimetria, como previsto teoricamente, se deve ao desbalanceamento magnético motivado pela existência de fluxo médio superposto ao fluxo principal no núcleo. A corrente magnetizante, nestas condições, atinge altos valores de pico e passa a ter um expressivo conteúdo harmônico.

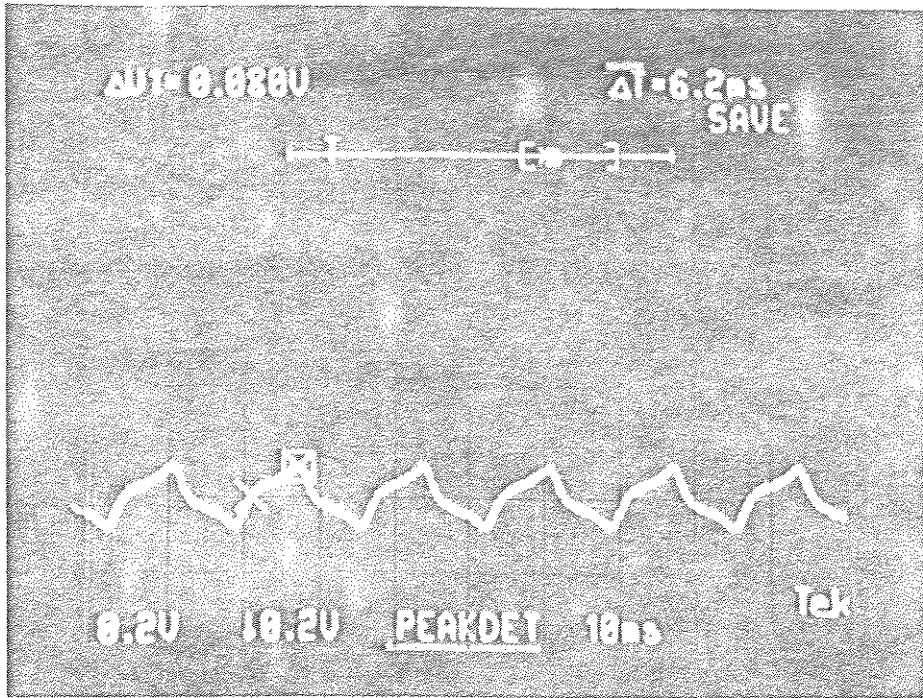


foto 01 - corrente magnetizante.

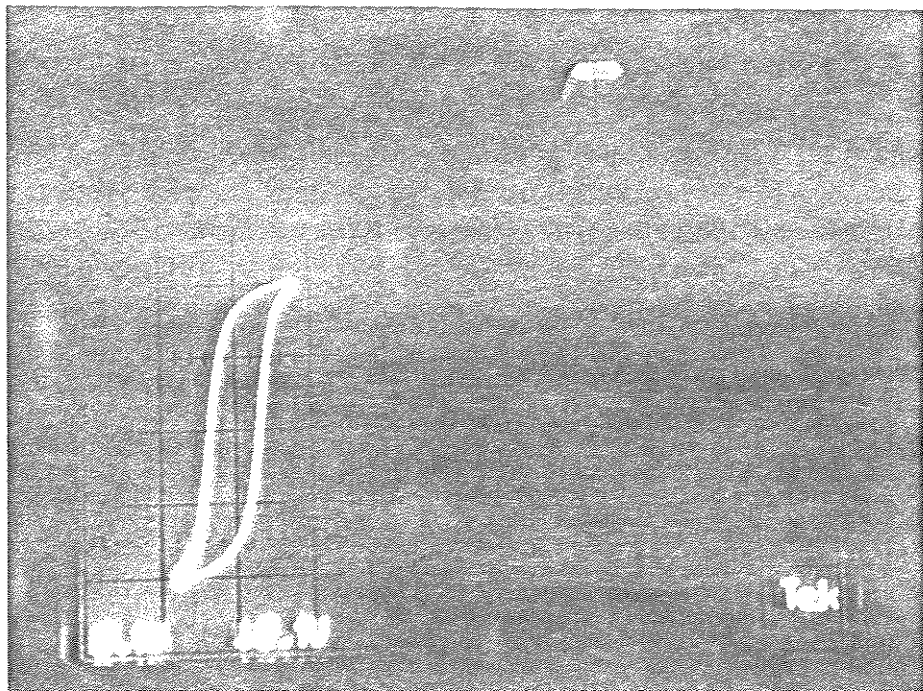


foto 02 - ciclo de histerese.

Figura V.4 - Oscilogramas para  $V=100\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{sc}=0\%$   $I_{nom}$ .



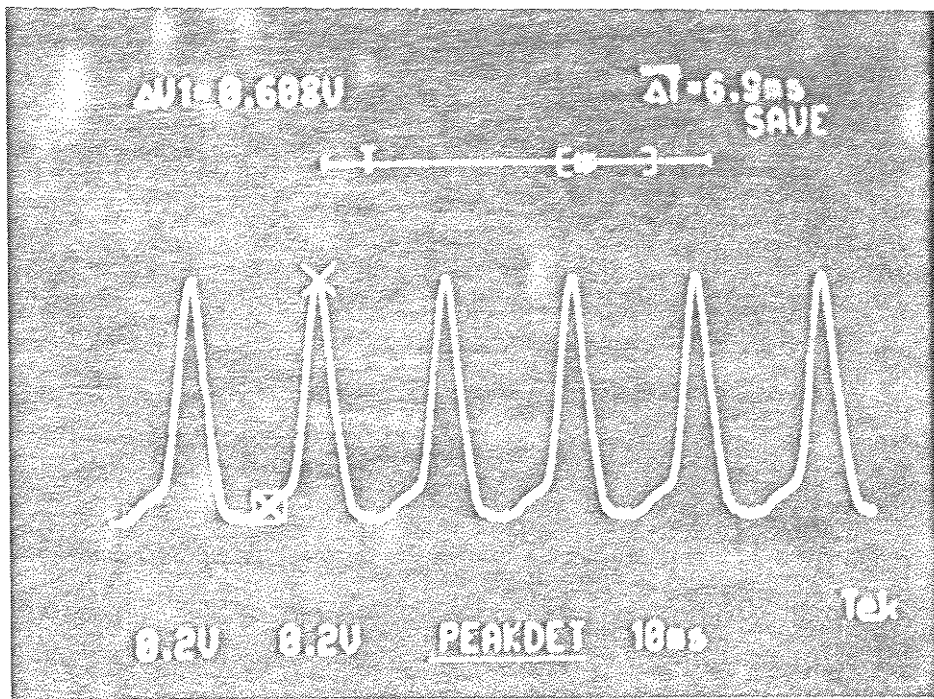


foto 05 - corrente magnetizante.

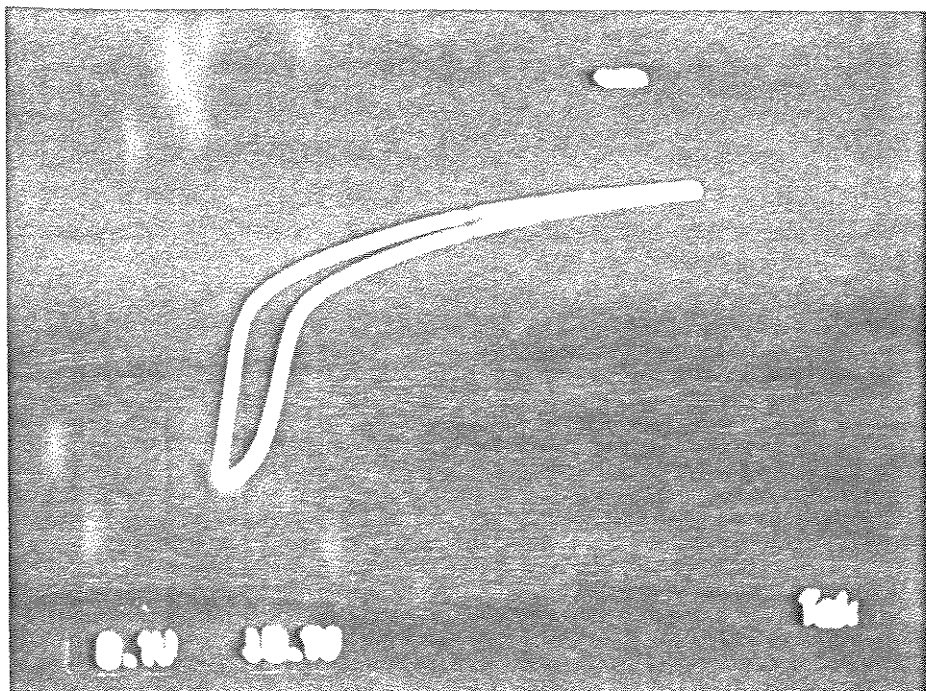


foto 06 - ciclo de histerese.

Figura V.6 - Oscilogramas para  $V = 100\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{so} = 16\%$   $I_{nom}$ .



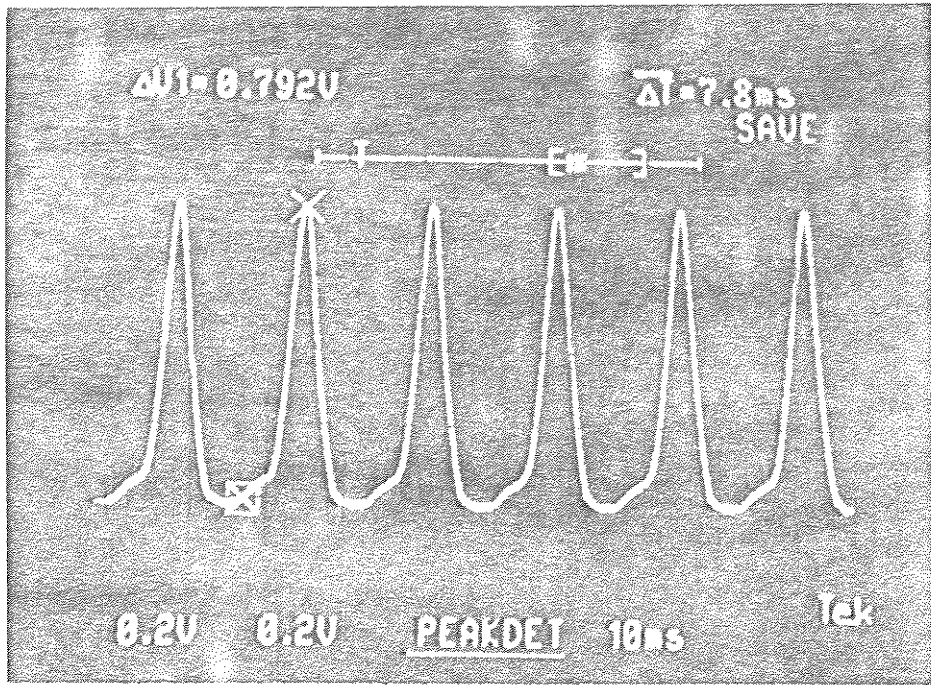


foto 07 - corrente magnetizante.

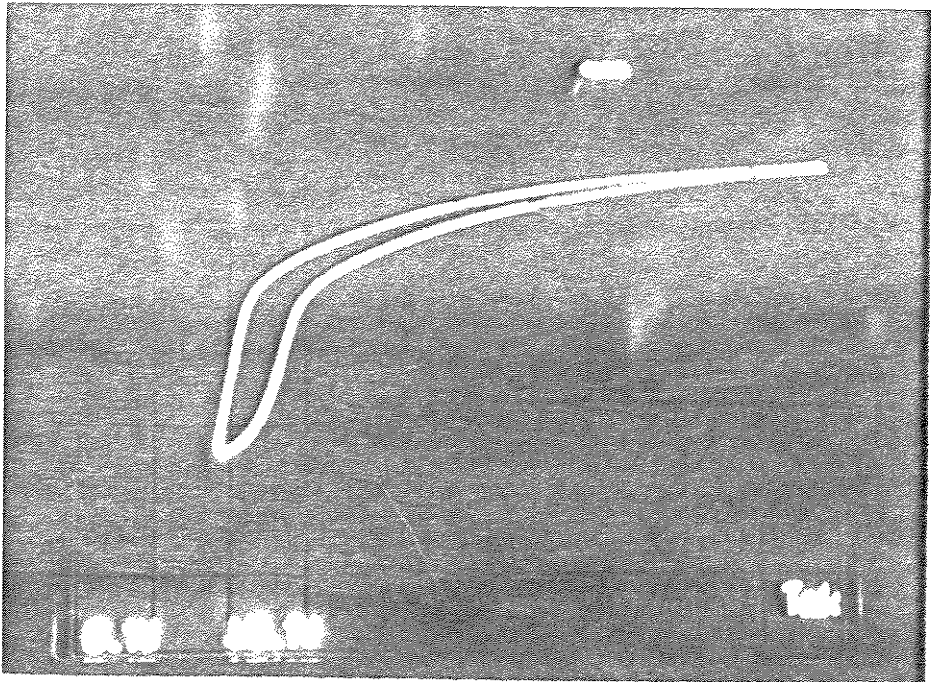


foto 08 - ciclo de histerese.

Figura V.7 - Oscilogramas para  $V = 100\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{iso} = 20\%$   $I_{nom}$ .

Para ilustrar o efeito da excitação CA no comportamento dos harmônicos, fixou-se uma injeção CC em cerca de 10% de  $I_{nom}$  e, em seguida, alterou-se a tensão de excitação em 70%, 100% e 110% da nominal. Os resultados são ilustrados na tabela V.3.

| V<br>(volts) | V<br>(% $V_{nom}$ ) | $I_{iso}$<br>(% $I_{nom}$ ) | $\hat{I}_m$<br>(ampéres) | $\hat{I}_m$<br>(% $I_{nom}$ ) |
|--------------|---------------------|-----------------------------|--------------------------|-------------------------------|
| 154          | 70.0                | 10.0                        | 1.68                     | 26.1                          |
| 220          | 100.0               | 10.0                        | 2.00                     | 31.1                          |
| 242          | 110.0               | 10.0                        | 2.24                     | 34.8                          |

Tabela V.3 - Resultados experimentais para  $I_{iso}=10\%$  de  $I_{nom}$  e diferentes valores para a tensão de excitação V.

Os resultados para os níveis de distorção harmônica destas correntes magnetizantes são fornecidos na figura V.8.

| HARMONICAS    |                    |                    | HARMONICAS    |                    |                    | HARMONICAS    |                    |                    |
|---------------|--------------------|--------------------|---------------|--------------------|--------------------|---------------|--------------------|--------------------|
| HARM.<br>NRO. | MOD. EM<br>% FUND. | OD ANG.<br>.. .. . | HARM.<br>NRO. | MOD. EM<br>% FUND. | OD ANG.<br>.. .. . | HARM.<br>NRO. | MOD. EM<br>% FUND. | OD ANG.<br>.. .. . |
| 01            | 100.0%             | 4 72.3             | 01            | 100.0%             | 4 71.1             | 01            | 100.0%             | 4 72.0             |
| 02            | 043.1%             | 4 73.0             | 02            | 043.2%             | 4 75.8             | 02            | 048.8%             | 4 76.1             |
| 03            | 016.1%             | 4 60.3             | 03            | 026.8%             | 4 63.7             | 03            | 028.3%             | 4 63.6             |
| 04            | 001.1%             | 4 18.7             | 04            | 006.2%             | 4 51.5             | 04            | 007.2%             | 4 53.3             |
| 05            | 000.5%             | 1 20.8             | 05            | 001.1%             | 1 21.0             | 05            | 001.7%             | 1 01.7             |
| 06            | 000.6%             | 4 17.5             | 06            | 001.0%             | 1 38.5             | 06            | 001.1%             | 1 79.7             |
| 07            | 001.0%             | 4 36.5             | 07            | 000.6%             | 4 18.8             | 07            | 000.7%             | 4 04.1             |
| 08            | 000.4%             | 4 39.6             | 08            | 001.1%             | 4 35.6             | 08            | 001.1%             | 4 31.2             |
| 09            | 000.0%             | 4                  | 09            | 000.7%             | 4 40.6             | 09            | 000.8%             | 4 34.5             |
| 10            | 000.0%             | 3                  | 10            | 000.0%             | 4                  | 10            | 000.0%             | 4                  |

V = 70% de  $V_{nom}$ .      V = 100% de  $V_{nom}$ .      V = 110% de  $V_{nom}$ .

Figura V.8 - Resultados da análise espectral da corrente de magnetização para  $I_{iso} = 10\%$   $I_{nom}$  e diferentes níveis de tensão de alimentação.

Analisando-se os resultados ilustrados na figura V.8 , verifica-se que, como era esperado, a subexcitação do transformador não implica em vantagens significativas quanto à redução da amplitude dos harmônicos de baixas ordens. Este é o caso, por exemplo, dos nível de 2<sup>o</sup> harmônico que diminue em cerca de 16%, para uma redução na excitação CA de 30%.

Neste ensaio, conforme previsto teoricamente, o fluxo médio no núcleo do transformador embora tenha sido alterado significativamente, o fluxo total resultante apresenta praticamente os mesmos níveis máximos de saturação para as diferentes taxas de excitação CA testadas, como ilustram os oscilogramas das figuras V.9, V.10, V.11

### V.3.2 - RESULTADOS SIMULADOS.

Uma vez obtidos os resultados experimentais anteriormente relatados, procedeu-se agora a verificação dos modelos teóricos desenvolvidos nos capítulos anteriores. Para tanto, são testados os resultados obtidos por simulação digital com as medições realizadas em laboratório.

Conforme apresentado no capítulo III, os modelos propostos utilizam a curva normal de magnetização dos transformadores, representadas analiticamente através de uma função hiperbólica. Para obtê-la procedeu-se, a partir dos dados da característica de magnetização obtida experimentalmente , um ajuste de função pelo método de mínimos quadrados. Assim obteve-se os coeficientes a e b necessários como parte dos dados de entrada do programa de simulação digital desenvolvido. Para este caso os valores de a e b calculados foram 13.46 e 4.04 respectivamente.

A figura V.12 mostra graficamente os valores obtidos experimentalmente e a função hiperbólica utilizada para representar a curva normal de magnetização.

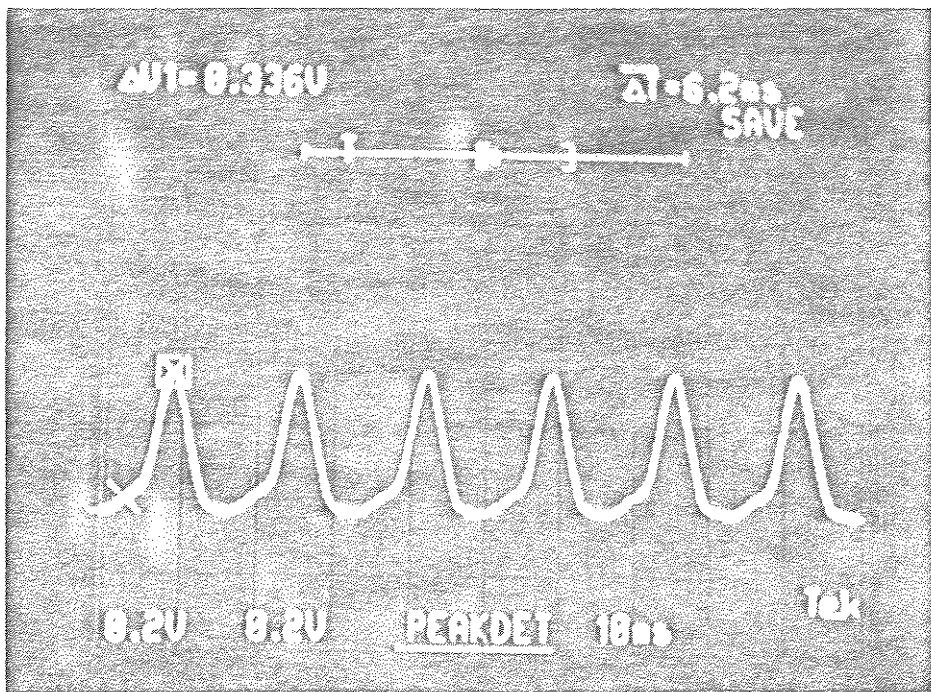


foto 09 - corrente magnetizante.

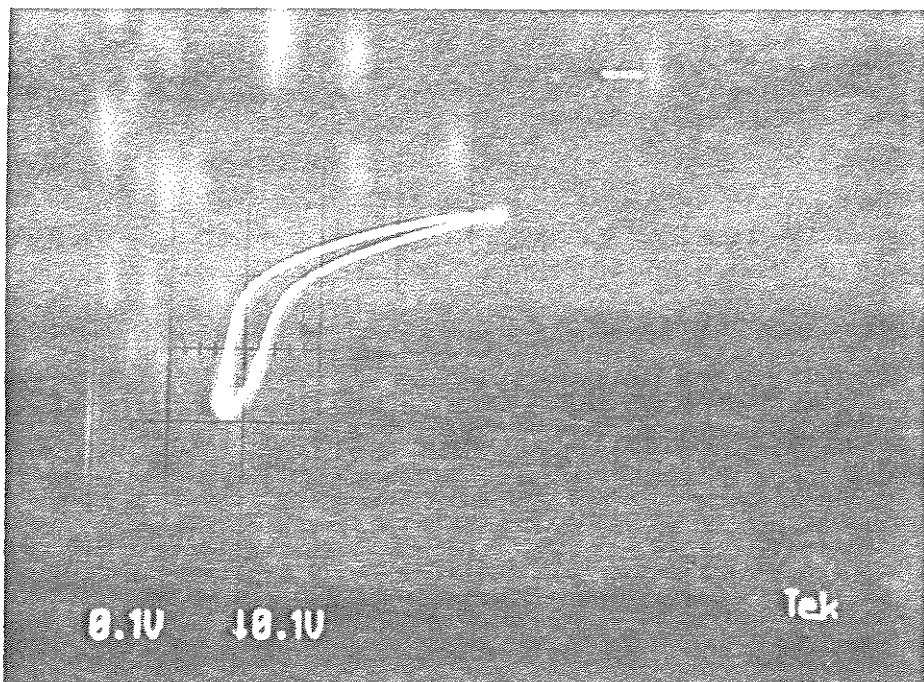


foto 10 - ciclo de histerese.

Figura V.9 - Oscilogramas para  $V = 70\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{so} = 10\%$   $I_{nom}$ .



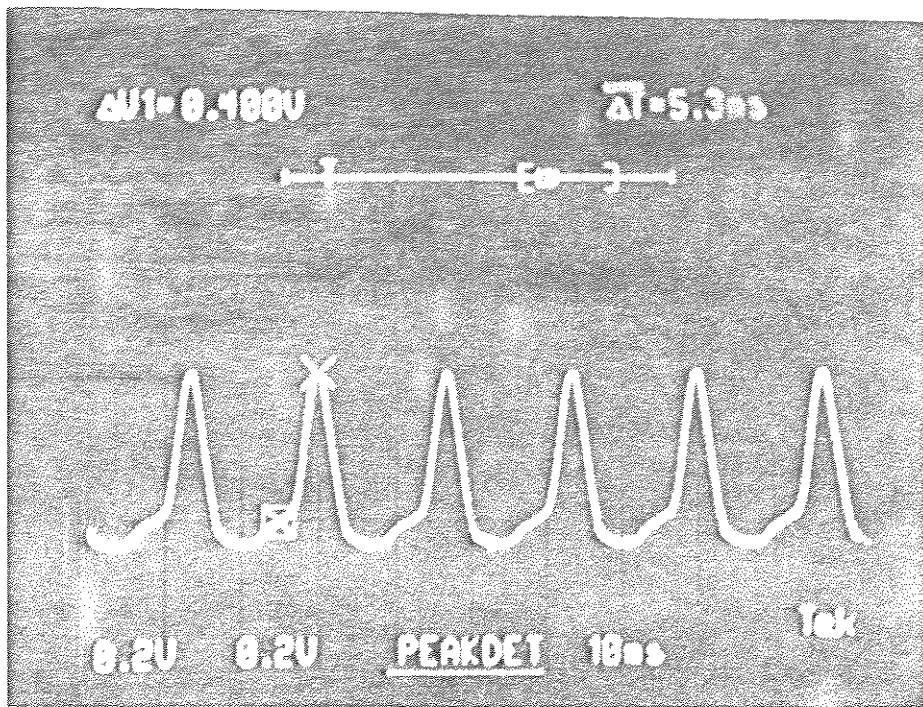


foto 11 - corrente magnetizante.

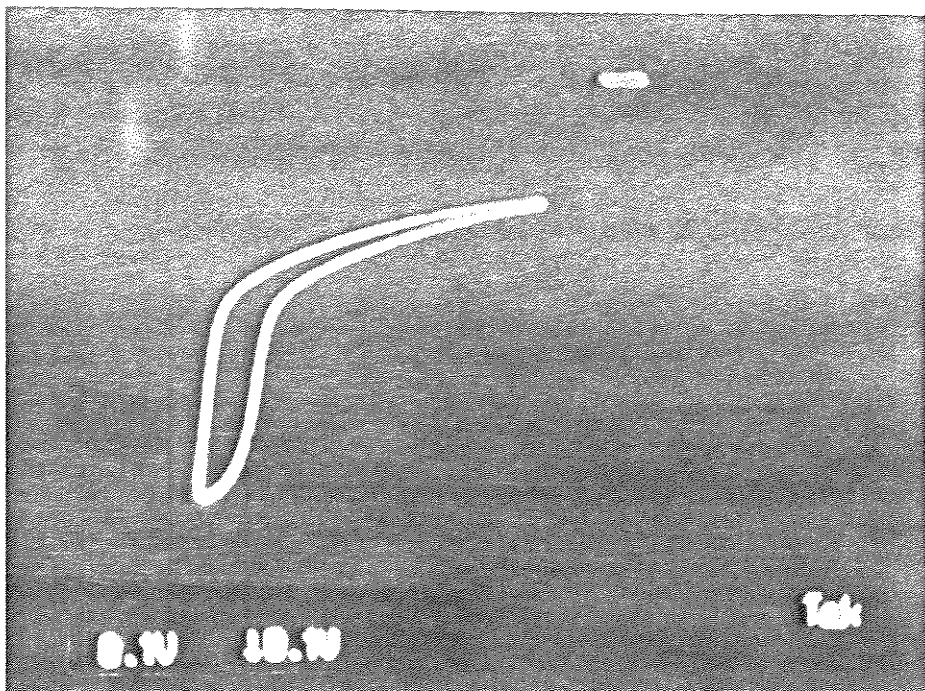


foto 12 - ciclo de histerese.

Figura V.10 - Oscilogramas para  $V = 100\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{so} = 10\%$   $I_{nom}$ .

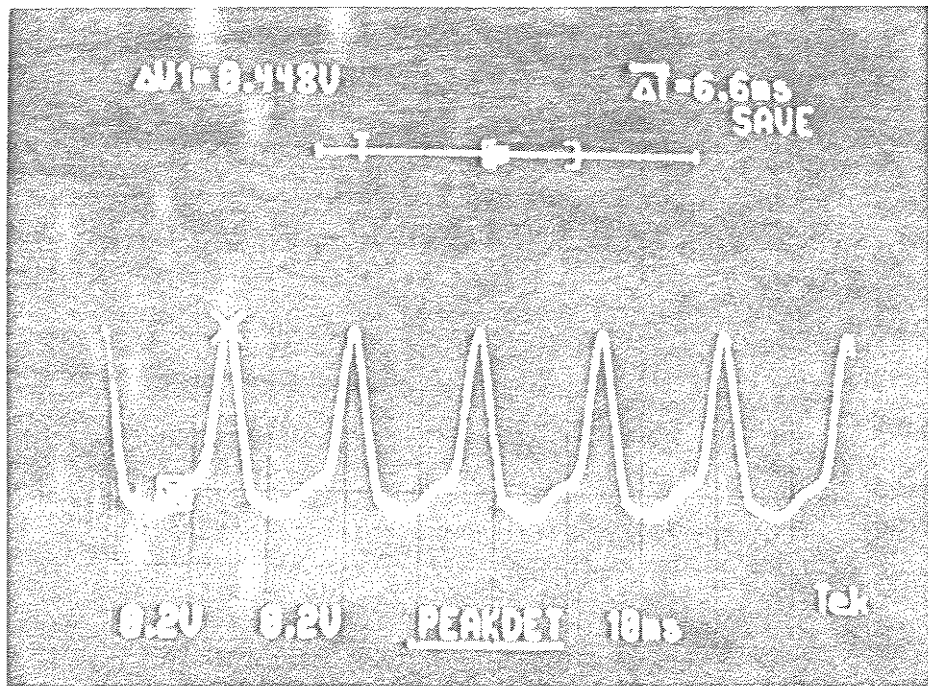


foto 13 - corrente magnetizante.

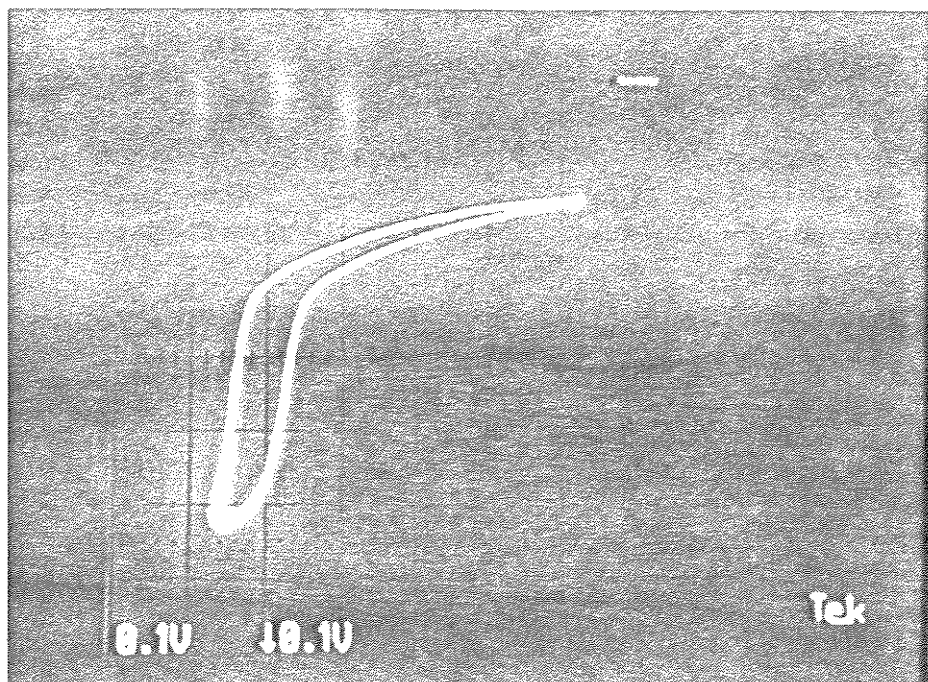


foto 14 - ciclo de histerese.

Figura V.11 - Oscilogramas para  $V = 110\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{so} = 10\%$   $I_{nom}$ .

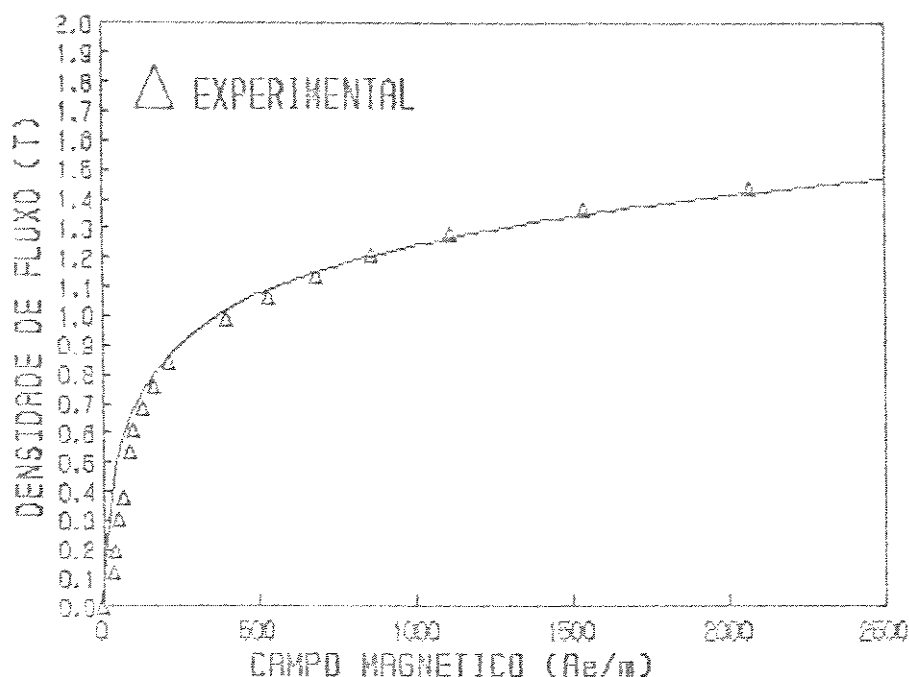


Figura V.12 - Ajuste da função hiperbólica.

Embora os dois modelos propostos, o completo e o simplificado, tenham sido testados, optou-se por apresentar apenas os resultados obtidos com o modelo completo. Como comentado no Capítulo III, o modelo simplificado fornece bons resultados apenas para transformadores de potências mais elevadas para os quais os coeficientes do ajuste hiperbólico são, em geral, muito menores que no caso em questão.

Dentre as inúmeras simulações efetuadas, na figura V.13 apresenta-se alguns resultados para os valores de pico da corrente magnetizante calculados para diversos níveis de injeção CC. Conforme pode ser constatado, a aceitabilidade do modelo proposto, frente às medições realizadas em laboratório, é plenamente adequada. As divergências encontradas entre os resultados computacionais e experimentais são, no máximo, da ordem de 2%, para uma ampla faixa de níveis de injeção de corrente contínua, variando de 0% à 20% da corrente nominal do transformador.

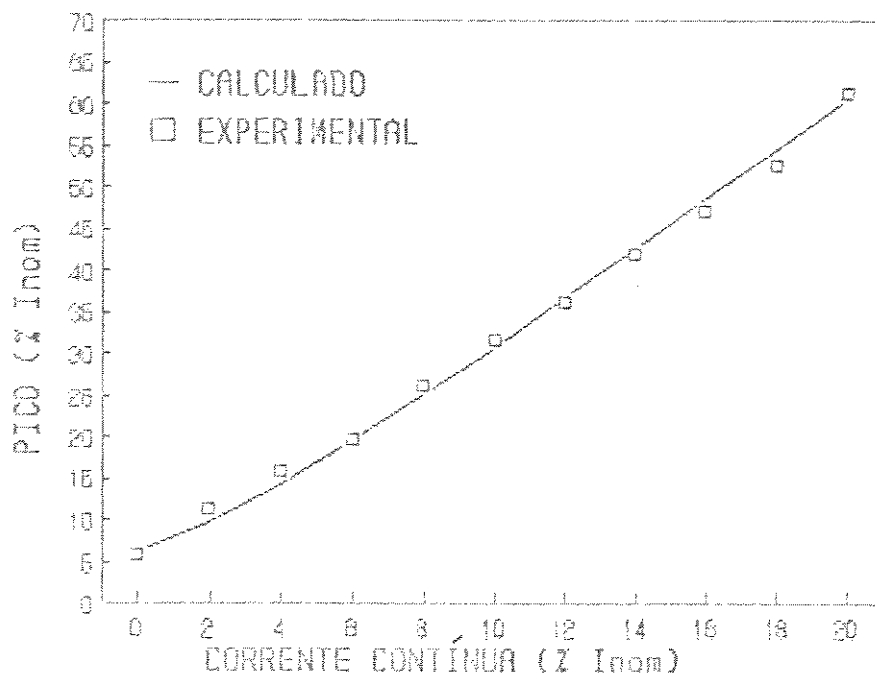


Figura V.13 - Comparação entre os valores de pico da corrente magnetizante obtidos experimentalmente e computacionalmente.

O conteúdo harmônico da corrente de magnetização, sob condições de dupla excitação, foi calculado através de simulação digital mantendo-se, inicialmente, a alimentação CA nas condições nominais e variando-se o nível de injeção de corrente contínua.

A figura V.14 mostra várias grandezas calculadas e, entre elas, destaca-se o conteúdo harmônico da corrente magnetizante. Estes resultados são fornecidos em porcentagem da corrente nominal do transformador.

O efeito da excitação CA foi também verificado computacionalmente. Foram obtidos resultados para o conteúdo harmônico mantendo-se a injeção de corrente contínua em 10% da corrente nominal do transformador e, variando-se a excitação CA de 70% à 110% da tensão nominal. A figura V.15 mostra resultados obtidos para diferentes níveis de excitação CA.

| [RESULTADOS PARCIAIS] |                  | [ANALISE HARMONICA] >>> RMS (A): 0.3 |       |
|-----------------------|------------------|--------------------------------------|-------|
| Pn.(Kva): 1.00        | REGIME.: 1       | 1                                    | 5.58% |
| Un.(Kv): 0.22         | Uex.(%): 100.0   | 2                                    | 0.00% |
| Lp..(H): 0.0022       | Ipo..(A): 0.00   | 3                                    | 0.00% |
| rp.(ohm): 6.400       | Ipo..(%): 0.0    | 4                                    | 0.00% |
| Np.(esp): 262         | Ipp..(A): 0.40   | 5                                    | 0.00% |
| Ns.(esp): 262         | Ipp..(%): 6.2    | 6                                    | 0.00% |
| cn..(n): 0.5190       | Bo...(T): 0.200  | 7                                    | 0.00% |
| Sc..(m2): 0.0038      | Bp...(T): 0.829  | 8                                    | 0.00% |
| a..(Am): 1.3E+01      | Bpn...(T): 0.829 | 9                                    | 0.00% |
| b..(L/T): 4.040       | Bsat.(T): 1.036  | 10                                   | 0.00% |

(a) - Iso = 0% Inom.

| [RESULTADOS PARCIAIS] |                  | [ANALISE HARMONICA] >>> RMS (A): 0.5 |       |
|-----------------------|------------------|--------------------------------------|-------|
| Pn.(Kva): 1.00        | REGIME.: 41      | 1                                    | 0.00% |
| Un.(Kv): 0.22         | Uex.(%): 100.0   | 2                                    | 0.00% |
| Lp..(H): 0.0022       | Ipo..(A): 0.27   | 3                                    | 0.00% |
| rp.(ohm): 6.400       | Ipo..(%): 0.0    | 4                                    | 0.00% |
| Np.(esp): 262         | Ipp..(A): 1.0    | 5                                    | 0.00% |
| Ns.(esp): 262         | Ipp..(%): 19.0   | 6                                    | 0.00% |
| cn..(n): 0.5190       | Bo...(T): 0.31   | 7                                    | 0.00% |
| Sc..(m2): 0.0038      | Bp...(T): 1.12   | 8                                    | 0.00% |
| a..(Am): 1.3E+01      | Bpn...(T): 0.829 | 9                                    | 0.00% |
| b..(L/T): 4.040       | Bsat.(T): 1.036  | 10                                   | 0.00% |

(b) - Iso = 6% Inom.

| [RESULTADOS PARCIAIS] |                  | [ANALISE HARMONICA] >>> RMS (A): 1.0 |        |
|-----------------------|------------------|--------------------------------------|--------|
| Pn.(Kva): 1.00        | REGIME.: 22      | 1                                    | 12.44% |
| Un.(Kv): 0.22         | Uex.(%): 100.0   | 2                                    | 10.73% |
| Lp..(H): 0.0022       | Ipo..(A): 0.70   | 3                                    | 4.04%  |
| rp.(ohm): 6.400       | Ipo..(%): 16.0   | 4                                    | 1.05%  |
| Np.(esp): 262         | Ipp..(A): 3.15   | 5                                    | 0.77%  |
| Ns.(esp): 262         | Ipp..(%): 69.0   | 6                                    | 0.28%  |
| cn..(n): 0.5190       | Bo...(T): 0.57   | 7                                    | 0.15%  |
| Sc..(m2): 0.0038      | Bp...(T): 1.35   | 8                                    | 0.15%  |
| a..(Am): 1.3E+01      | Bpn...(T): 0.829 | 9                                    | 0.15%  |
| b..(L/T): 4.040       | Bsat.(T): 1.036  | 10                                   | 0.13%  |

(c) - Iso = 16% Inom.

| [RESULTADOS PARCIAIS] |                  | [ANALISE HARMONICA] >>> RMS (A): 1.6 |        |
|-----------------------|------------------|--------------------------------------|--------|
| Pn.(Kva): 1.00        | REGIME.: 19      | 1                                    | 23.99% |
| Un.(Kv): 0.22         | Uex.(%): 100.0   | 2                                    | 13.43% |
| Lp..(H): 0.0022       | Ipo..(A): 0.91   | 3                                    | 6.20%  |
| rp.(ohm): 6.400       | Ipo..(%): 20.0   | 4                                    | 2.43%  |
| Np.(esp): 262         | Ipp..(A): 3.92   | 5                                    | 0.88%  |
| Ns.(esp): 262         | Ipp..(%): 61.0   | 6                                    | 0.20%  |
| cn..(n): 0.5190       | Bo...(T): 0.642  | 7                                    | 0.18%  |
| Sc..(m2): 0.0038      | Bp...(T): 1.407  | 8                                    | 0.20%  |
| a..(Am): 1.3E+01      | Bpn...(T): 0.829 | 9                                    | 0.17%  |
| b..(L/T): 4.040       | Bsat.(T): 1.036  | 10                                   | 0.15%  |

(d) - Iso = 20% Inom.

Figura V.14 - Resultados obtidos por simulação digital para  $V = 100\% V_{nom}$  e diferentes valores de Iso.

| [RESULTADOS PARCIAIS] |                  | [ANALISE HARMONICA] >>> RMS (A): 0.7 |        |
|-----------------------|------------------|--------------------------------------|--------|
| Pn. (V/a): 1.00       | REGIME.: 37      | 1                                    | 10.00% |
| Vn. (Vv): 0.22        | Uex. (%): 70.00  | 2                                    | 4.95%  |
| Ip. (A): 0.0022       | Ipo. (A): 0.45   | 3                                    | 1.02%  |
| rp. (ohm): 6.400      | Ipo. (%): 10.00  | 4                                    | 0.52%  |
| Np. (esp): 262        | Ipp. (A): 1.62   | 5                                    | 0.00%  |
| Ns. (esp): 262        | Ipp. (%): 25.20  | 6                                    | 0.00%  |
| cm. (h): 0.5100       | Bp. (I): 0.642   | 7                                    | 0.00%  |
| Sc. (m2): 0.0000      | Bp. (I): 1.167   | 8                                    | 0.00%  |
| a. (Am): 1.3E+01      | Bpn. (I): 0.500  | 9                                    | 0.00%  |
| b. (I/T): 4.040       | Bsat. (I): 0.725 | 10                                   | 0.00%  |

(a) - V = 70% Vnom.

| [RESULTADOS PARCIAIS] |                  | [ANALISE HARMONICA] >>> RMS (A): 0.7 |        |
|-----------------------|------------------|--------------------------------------|--------|
| Pn. (V/a): 1.00       | REGIME.: 35      | 1                                    | 11.00% |
| Vn. (Vv): 0.22        | Uex. (%): 80.00  | 2                                    | 5.00%  |
| Ip. (A): 0.0022       | Ipo. (A): 0.45   | 3                                    | 1.00%  |
| rp. (ohm): 6.400      | Ipo. (%): 10.00  | 4                                    | 0.50%  |
| Np. (esp): 262        | Ipp. (A): 1.50   | 5                                    | 0.00%  |
| Ns. (esp): 262        | Ipp. (%): 22.73  | 6                                    | 0.00%  |
| cm. (h): 0.5100       | Bp. (I): 2.000   | 7                                    | 0.00%  |
| Sc. (m2): 0.0000      | Bp. (I): 1.200   | 8                                    | 0.00%  |
| a. (Am): 1.3E+01      | Bpn. (I): 0.500  | 9                                    | 0.00%  |
| b. (I/T): 4.040       | Bsat. (I): 0.725 | 10                                   | 0.00%  |

(b) - V = 80% Vnom.

| [RESULTADOS PARCIAIS] |                  | [ANALISE HARMONICA] >>> RMS (A): 0.8 |        |
|-----------------------|------------------|--------------------------------------|--------|
| Pn. (V/a): 1.00       | REGIME.: 31      | 1                                    | 12.00% |
| Vn. (Vv): 0.22        | Uex. (%): 100.00 | 2                                    | 5.00%  |
| Ip. (A): 0.0022       | Ipo. (A): 0.45   | 3                                    | 1.00%  |
| rp. (ohm): 6.400      | Ipo. (%): 10.00  | 4                                    | 0.50%  |
| Np. (esp): 262        | Ipp. (A): 2.00   | 5                                    | 0.00%  |
| Ns. (esp): 262        | Ipp. (%): 30.00  | 6                                    | 0.00%  |
| cm. (h): 0.5100       | Bp. (I): 4.000   | 7                                    | 0.00%  |
| Sc. (m2): 0.0000      | Bp. (I): 1.500   | 8                                    | 0.00%  |
| a. (Am): 1.3E+01      | Bpn. (I): 0.500  | 9                                    | 0.00%  |
| b. (I/T): 4.040       | Bsat. (I): 1.000 | 10                                   | 0.00%  |

(c) - V = 100% Vnom.

| [RESULTADOS PARCIAIS] |                  | [ANALISE HARMONICA] >>> RMS (A): 0.9 |        |
|-----------------------|------------------|--------------------------------------|--------|
| Pn. (V/a): 1.00       | REGIME.: 28      | 1                                    | 13.00% |
| Vn. (Vv): 0.22        | Uex. (%): 110.00 | 2                                    | 7.00%  |
| Ip. (A): 0.0022       | Ipo. (A): 0.45   | 3                                    | 1.00%  |
| rp. (ohm): 6.400      | Ipo. (%): 10.00  | 4                                    | 0.50%  |
| Np. (esp): 262        | Ipp. (A): 2.25   | 5                                    | 0.00%  |
| Ns. (esp): 262        | Ipp. (%): 33.75  | 6                                    | 0.00%  |
| cm. (h): 0.5100       | Bp. (I): 0.375   | 7                                    | 0.00%  |
| Sc. (m2): 0.0000      | Bp. (I): 1.250   | 8                                    | 0.00%  |
| a. (Am): 1.3E+01      | Bpn. (I): 0.500  | 9                                    | 0.00%  |
| b. (I/T): 4.040       | Bsat. (I): 1.140 | 10                                   | 0.00%  |

(d) - V = 110% Vnom.

Figura V.15 - Resultados obtidos por simulação digital para Iso= 10% Inom e diferente valores de V.

Para que estes resultados pudessem ser comparados com os respectivos casos experimentais, onde as medições foram executadas através do analisador espectral, houve a necessidade de transformações dos valores, para a mesma base de referência adotada na simulação digital, pois o equipamento utilizado fornece o conteúdo harmônico em porcentagem da componente fundamental.

A figura V.16 mostra o comportamento do segundo e terceiro harmônicos obtidos através de medições e calculados pelo programa de simulação digital. Pode ser observada a dependência aproximadamente linear entre os níveis de corrente contínuas injetadas no enrolamento secundário e os harmônicos de baixas ordens, tanto para os resultados experimentais como para aqueles obtidos por simulação digital. Com relação a compatibilidade dos resultados experimentais e teóricos, observa-se que para as baixas injeções CC ( $I_{iso} < 5\%$  de  $I_{nom}$ ) são bastante adequados, registrando-se um erro máximo de 7%. Para índices de  $I_{cc}$  superiores, os erros assumem valores mais preocupantes, chegando a 20% para  $I_{iso} = 16\%$  de  $I_{nom}$ .

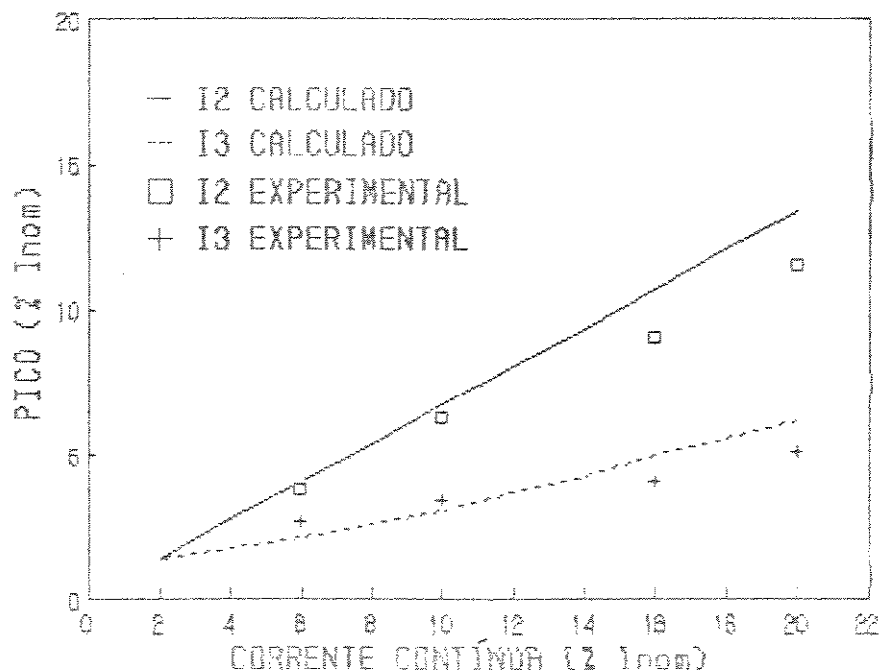


Figura V.16 - Variação do 2º e 3º harmônicos da corrente de magnetização para  $V=100\%$  de  $V_{nom}$ .

A dependência do conteúdo harmônico com a taxa de excitação CA é ilustrada na figura V.17. Constata-se, mais uma vez, a ineficiência de eventuais soluções através da sub-saturação ou sobre-dimensionamento do núcleo magnético, no sentido de atenuar o conteúdo harmônico gerado sob dupla excitação.

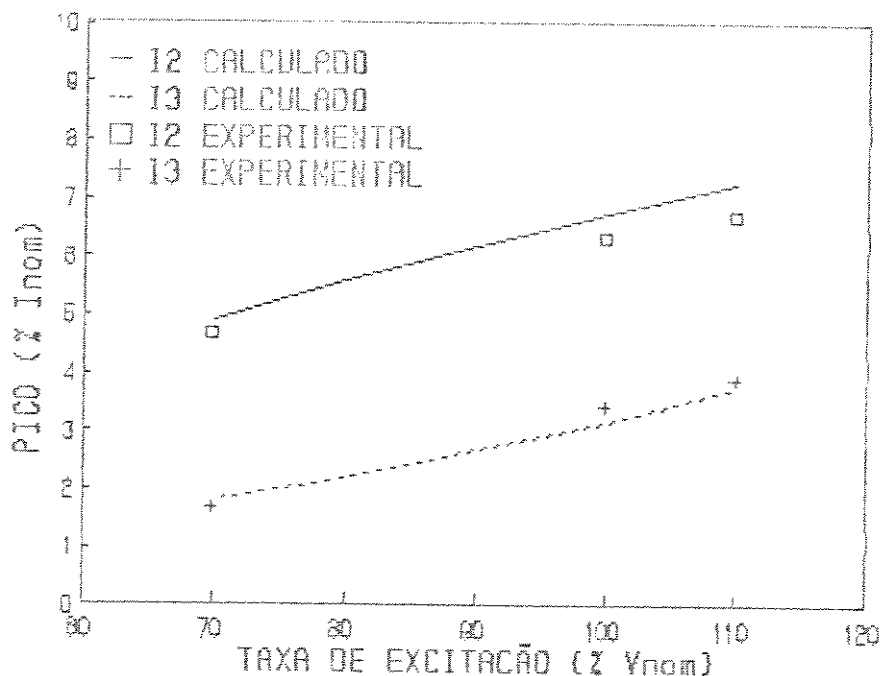


Figura V.17 - Variação do 2º e 3º harmônicos da corrente de magnetização para Iso = 10% de I<sub>nom</sub>.

A compatibilidade dos resultados obtidos por medição e calculados pelo programa digital, para ambos os casos, pode ser considerada satisfatória, sobretudo porque, para este tipo de análise há de se considerar a grande influência nas medições ocasionadas por fatores que não são previstos no modelo matemático utilizado no desenvolvimento do programa. Dentre eles destaca-se o fato que a corrente contínua injetada no enrolamento do transformador é suprida, conforme ilustra a figura V.2, por uma fonte eletrônica. Esta introduz harmônicos



característicos do seu próprio sistema de retificação interferindo nas medições dos harmônicos devidos ao fenômeno estudado, sobretudo para aqueles de frequências mais altas. Além disto, devido a pequenos desequilíbrios existentes entre os transformadores utilizados como teste e auxiliar, é praticamente impossível anular completamente as correntes senoidais induzidas no secundário do transformador teste, resultando assim em uma flutuação no valor da corrente contínua injetada.

#### V. 4 - ANÁLISE TRANSITÓRIA.

O comportamento transitório da corrente de magnetização foi estudado experimentalmente utilizando-se o mesmo transformador anterior. Este transformador é agora empregado para a alimentação de uma carga resistiva através de um retificador de meia onda. O arranjo é ilustrado simplificadamente na figura V.18.

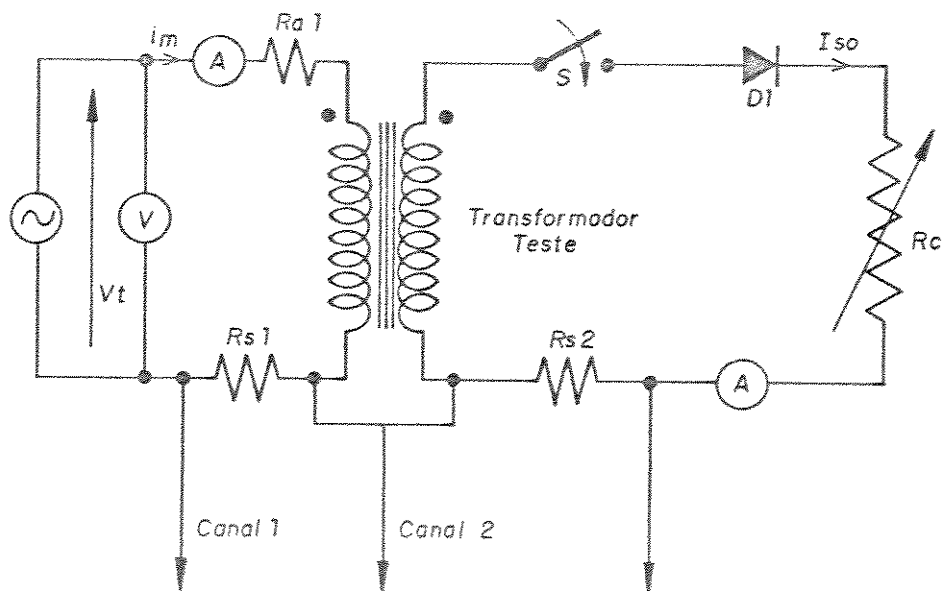


Figura V.18 - Arranjo para os estudos de regime transitório.

O fechamento da chave S determina o instante a partir do qual o transformador fica sujeito a um determinado nível de corrente contínua no seu enrolamento secundário. Este nível CC pode ser ajustado atuando-se sobre o valor da resistência de carga  $R_c$ .

A figura V.19 mostra, à título de ilustração, os oscilogramas das correntes primária e secundária durante o período transitório.

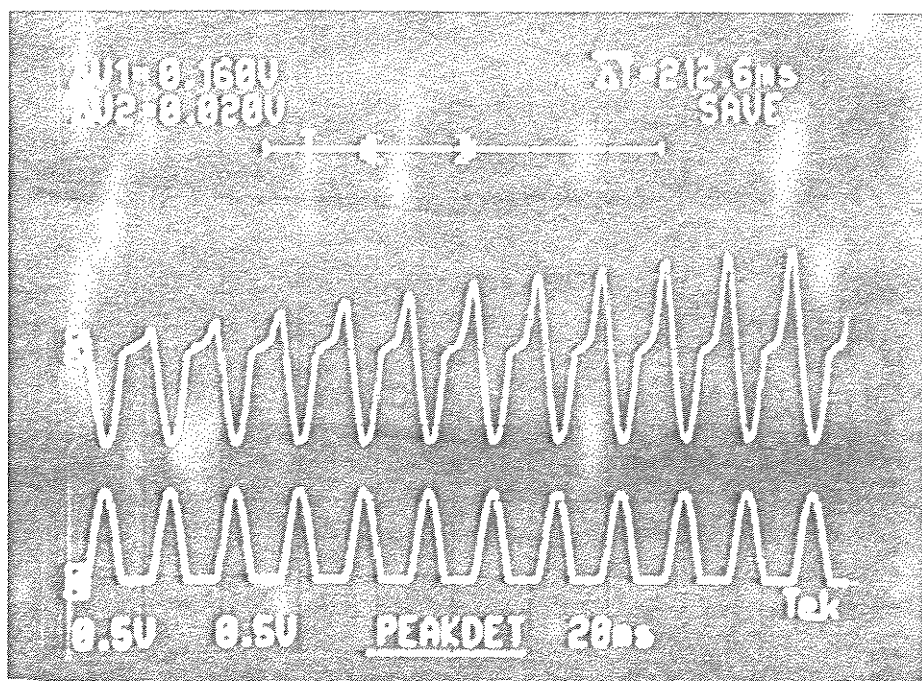


Figura V.19 - Oscilogramas das correntes primária e secundária.

Verifica-se, neste caso, que a corrente primária, vista no oscilograma superior, é constituída de duas parcelas, uma devido à corrente de carga secundária e, outra, relacionada com a corrente magnetizante. A parcela devida a corrente de carga possui o mesmo módulo e sentido contrário da corrente secundária já que a relação de transformação adotada foi de 1:1. Esta parcela da corrente primária, como pode ser constatado pela

figura V.19, aparece instantaneamente no enrolamento primário assim que a chave S é fechada, fazendo com que o valor médio da corrente primária seja diferente de zero. Tal situação é inadmissível em regime permanente e a segunda parcela da corrente total primária, conforme amplamente discutido nos capítulos anteriores, é então sistematicamente alterada até que no regime permanente um valor médio líquido nulo seja obtido. Esta ilustração justifica plenamente as considerações feitas no capítulo IV e dá uma boa indicação com respeito a validade do modelo adotado para os estudos transitórios.

#### V.4.1 - Resultados Experimentais e Simulados.

Utilizando-se de um osciloscópio no modo SOMA, tomou-se então nos canais 1 e 2 os sinais obtidos nos enrolamentos primário e secundário. Com isto, a parcela devida a corrente de carga foi eliminada da corrente total primária, resultando apenas a corrente de magnetização a ser investigada.

Assim procedendo, realizou-se várias medições e alguns dos resultados obtidos são ilustrados na tabela V.4. Nesta tabela pode-se verificar o valor da corrente contínua injetada, o número de ciclos decorridos até sua completa estabilização bem com os respectivos valores de pico alcançados.

| Iso<br>(% $I_{nom}$ ) | $\hat{I}_m$<br>(ampéres) | $\hat{I}_m$<br>(% $I_{nom}$ ) | Regime<br>(ciclos) |
|-----------------------|--------------------------|-------------------------------|--------------------|
| 5.0                   | 1.09                     | 16.9                          | 39                 |
| 10.0                  | 1.99                     | 30.9                          | 34                 |
| 15.0                  | 2.94                     | 45.7                          | 23                 |
| 20.0                  | 3.90                     | 60.6                          | 19                 |

Tabela V.4 -Resultados experimentais.

A figura V.20 exibe uma comparação entre os resultados obtidos por simulação digital e as respectivas medições em laboratório. Como era esperado, a duração do transitório é inversamente proporcional à injeção CC e o fenômeno pode se manifestar com durações bastante prolongadas.

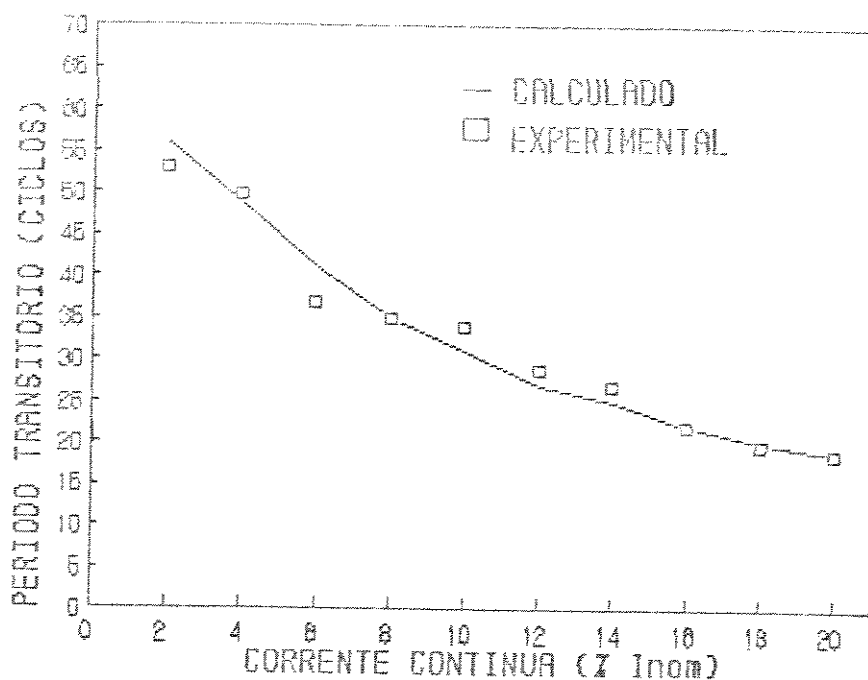


Figura V.20 - Resultados experimentais e simulados.

Os valores ilustrados para os números de ciclos que determinam a duração do transitório indicam uma correlação aceitável entre as medidas experimentais e teóricas. Neste tipo de análise, os maiores erros observados situam-se por volta de 5%.

Finalmente, as figuras V.21, V.22, V.23 e V.24, mostram alguns oscilogramas das formas de onda da corrente magnetizante registradas em laboratório e os respectivos casos simulados pelo programa digital. Mais uma vez verifica-se uma grande compatibilidade entre os resultados teóricos e experimentais.

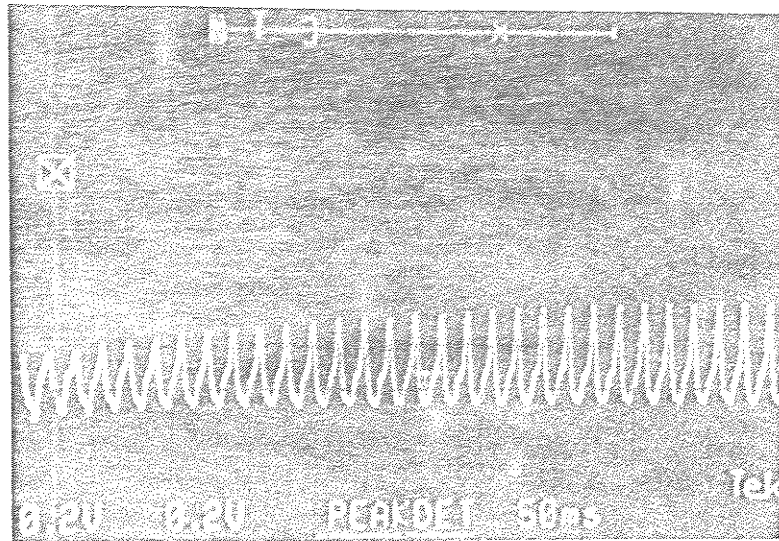
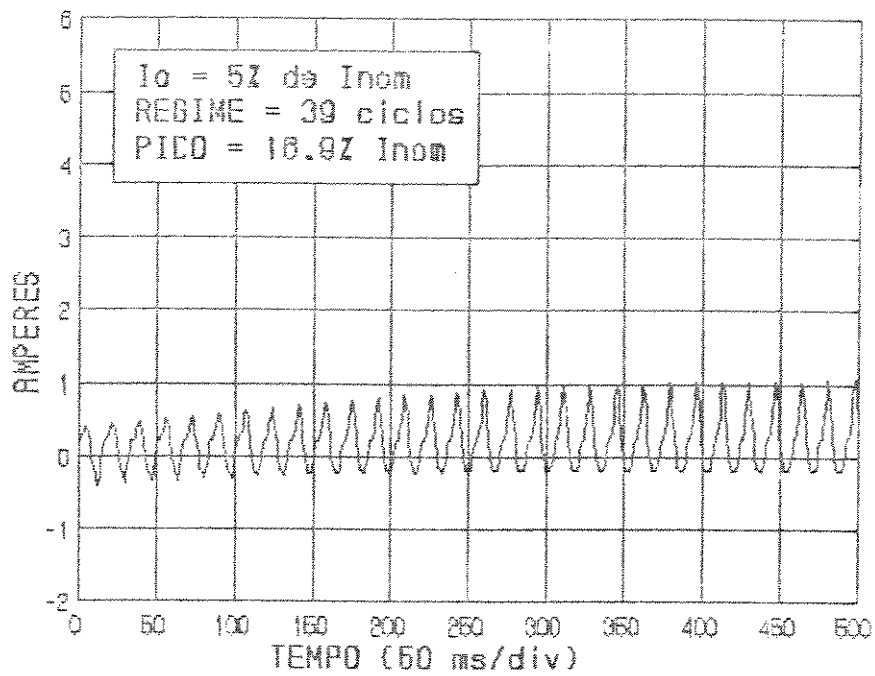


Foto 15 - experimental.



Simulação Digital.

Figura V.21 - Resultados obtidos em laboratório e simulação digital para  $V = 100\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{so} = 5\%$   $I_{nom}$ .

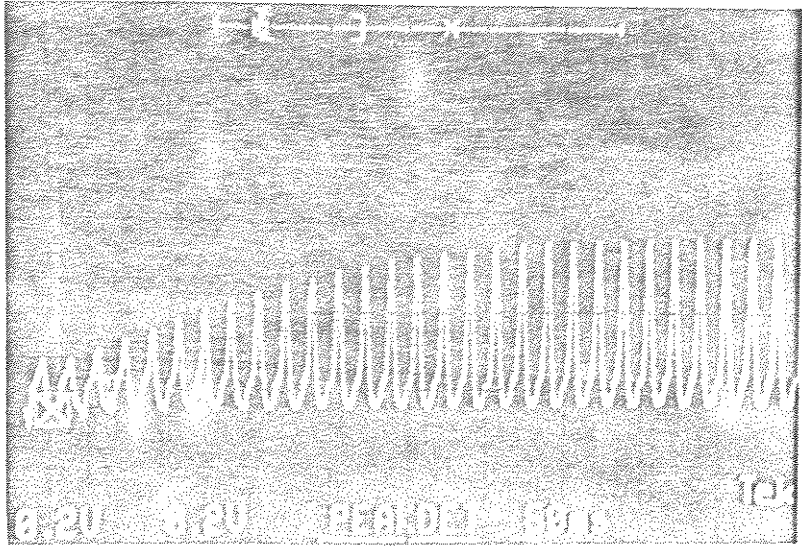
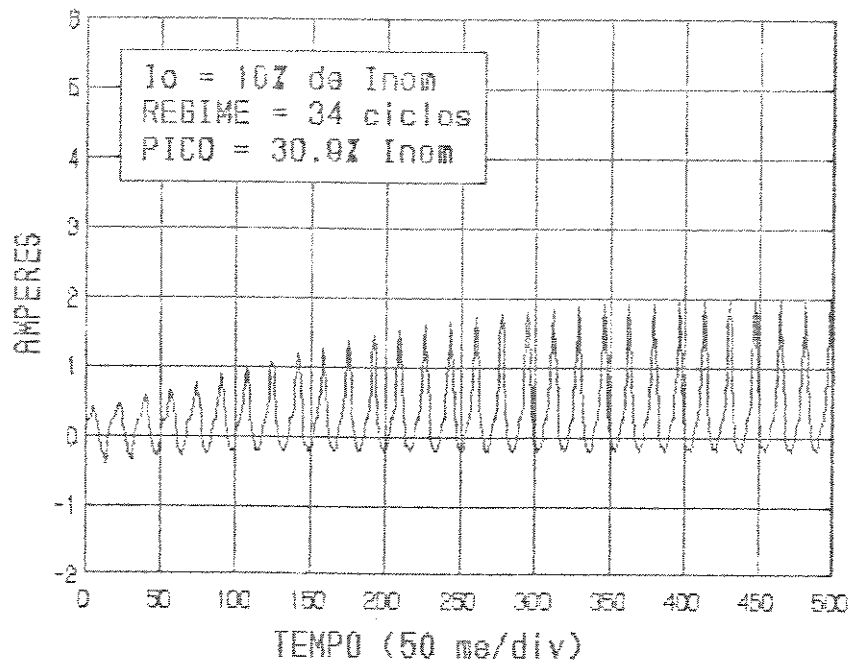


foto 16 - experimental.



Simulação Digital.

Figura V.22 - Resultados obtidos em laboratório e simulação digital para  $V = 100\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{so} = 10\%$   $I_{nom}$ .

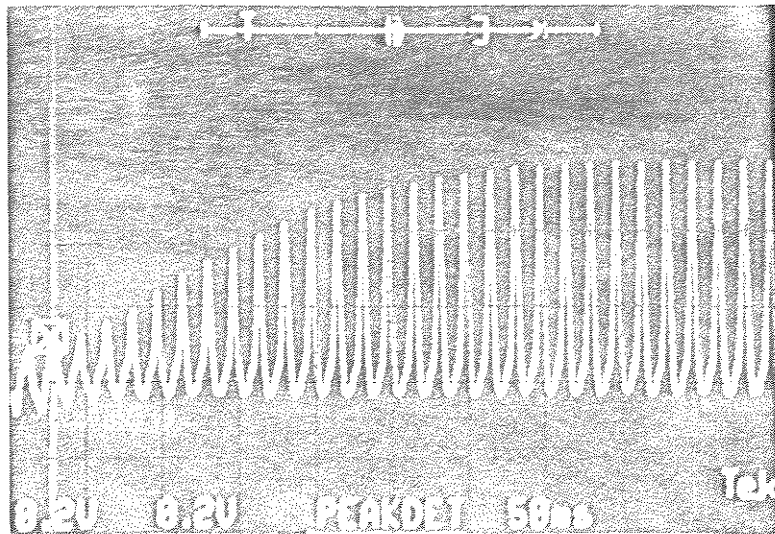
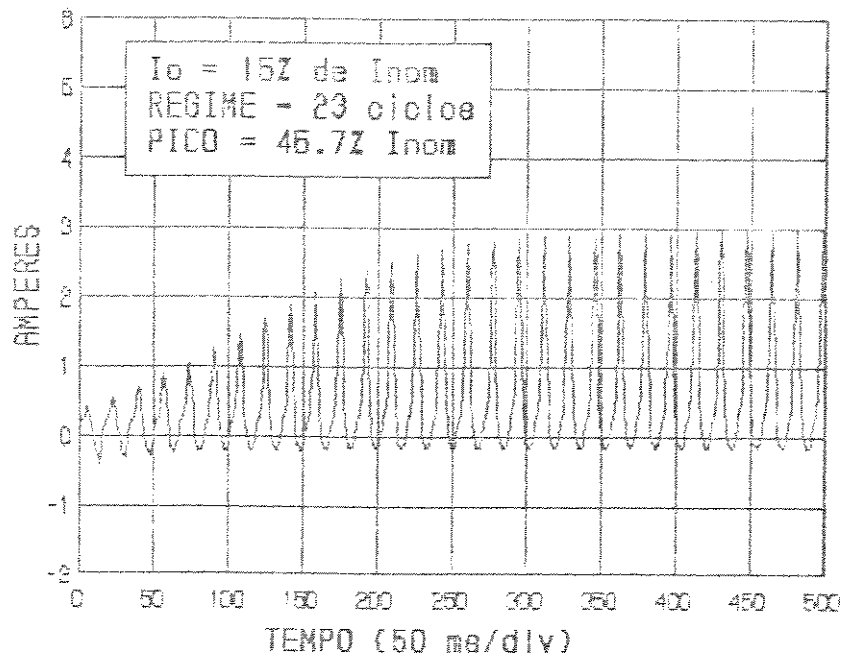


foto 17 - experimental.



Simulação Digital.

Figura V.23 - Resultados obtidos em laboratório e simulação digital para  $V = 100\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{sc} = 15\%$   $I_{nom}$ .

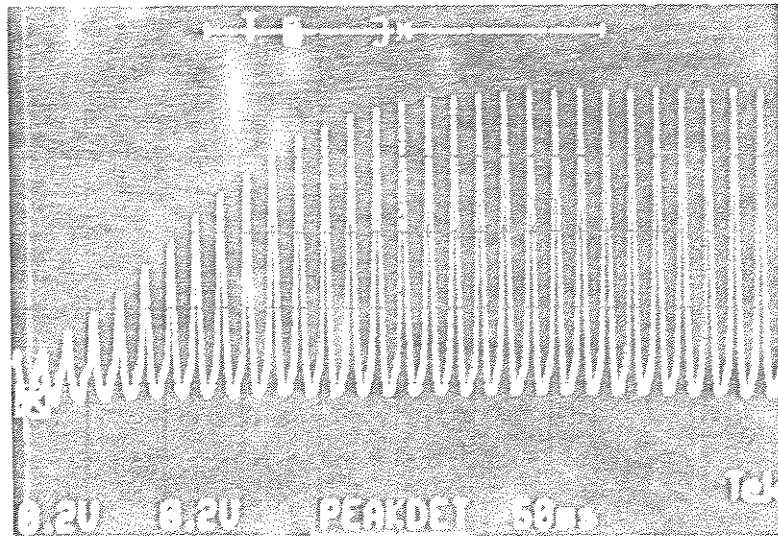
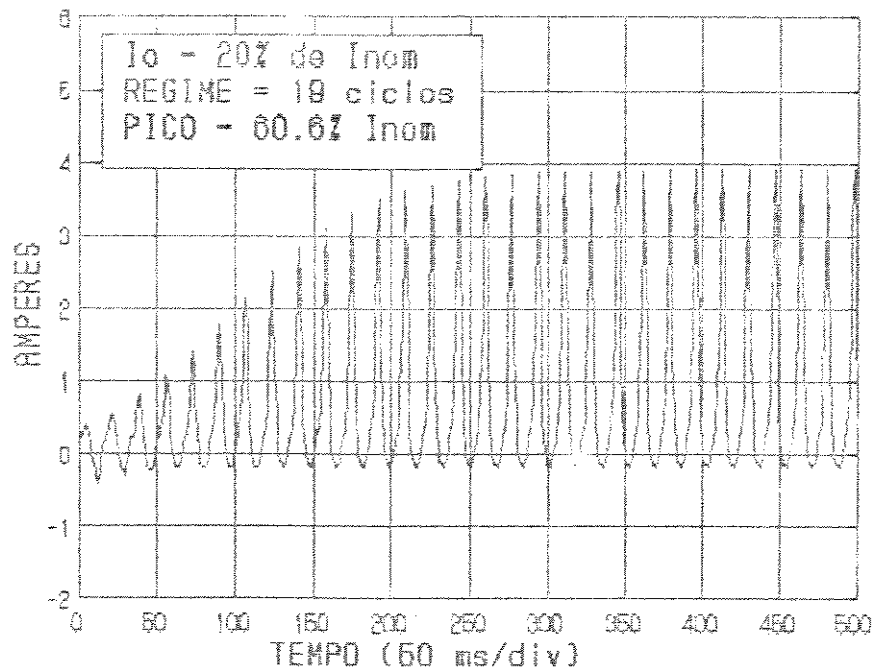


foto 18 - experimental.



Simulação Digital.

Figura V.24 - Resultados obtidos em laboratório e simulação digital para  $V = 100\%$  de  $V_{nom}$  e  $I_{so} = 20\%$   $I_{nom}$ .



## V.5 - CONCLUSÕES.

Neste capítulo foram efetuados os estudos experimentais relativos ao problema da dupla excitação de transformadores.

Para a realização dos experimentos foi utilizado um transformador teste em dois arranjos distintos, no sentido de proporcionar condições adequadas para os estudos de regime permanente e transitório.

Nos estudos de regime permanente o transformador teste, sem carga, foi excitado simultaneamente com uma fonte CA e outra CC. Em seguida foram observadas as formas de onda das correntes e dos respectivos ciclos de histerese para diversas condições de dupla excitação. Os oscilogramas apresentados mostraram as sensíveis alterações nas formas de onda das correntes magnetizantes bem como as deformações nos ciclos de histerese que caracterizam a magnetização assimétrica. Como resultados, foram apresentadas inúmeras medições para os valores de pico das correntes magnetizantes e seus respectivos conteúdos harmônicos, para diferentes condições de excitações CA e CC. Com isso, verificou-se, de forma experimental, a dependência entre as amplitudes dos harmônicos com as excitações CA e CC.

Os resultados experimentais confirmaram várias constatações já verificadas nos estudos computacionais associados à operação em regime permanente. Dentre elas destacam-se: aproximação linear entre os harmônicos de mais baixa ordem e os níveis CC, a ineficiência de eventuais soluções através da sub-saturação ou sobre-dimensionamento do núcleo magnético, a melhoria dos resultados dos níveis harmônicos proporcionada pela modelagem mais realista da curva de magnetização e inclusão do efeito denominado desmagnetizante.

De um modo geral pode-se concluir uma grande precisão entre os resultados teóricos e experimentais. A título de ilustração, tomando por base os valores de pico, as divergências máximas foram da ordem de 2%, para  $0\% \leq I_{cc} \leq 20\%$  de  $I_{nom}$ . No tocante aos níveis de harmônicos, os resultados para as baixas injeções CC ( $I_{cc} < 5\%$  de  $I_{nom}$ ) são bastante adequados,

registrando-se um erro máximo de 7%. Para índices de  $I_{cc}$  superiores, os erros assumem valores mais preocupantes, chegando a 20% para  $I_{cc} = 16\%$  de  $I_{nom}$ .

Nos estudos do comportamento transitório, utilizou-se um arranjo onde o transformador teste encontra-se alimentando uma carga retificadora monofásica. Foram investigadas algumas questões de natureza física, com o objetivo de justificar as considerações teóricas assumidas durante o desenvolvimento dos modelos matemáticos e, como resultados, apresentou-se os oscilogramas da corrente magnetizante transitória estabelecida a partir do fechamento de uma chave que interliga o transformador com a carga.

Os resultados experimentais e os correspondentes estudos computacionais mostraram, novamente, uma boa correlação entre as respostas transitórias através do modelo teórico e do teste. Para os estudos transitórios não se constatou grandes discrepâncias entre a duração do transitório com o aumento do nível de corrente contínua injetada. Os maiores erros determinados situam-se na casa dos 5%. Como era esperado, a duração do transitório é inversamente proporcional à injeção CC e o fenômeno pode se manifestar com durações bastante prolongadas, assemelhando-se, em muitos casos, com o clássico transitório da energização de um transformador.

Finalmente, cabe resaltar que o desempenho dos modelos matemáticos desenvolvidos nos capítulos anteriores foi testado sob vários aspectos e pelo nível de compatibilidade entre os resultados calculados e obtidos experimentalmente, pode-se dizer que a modelagem proposta é adequada para estudo da dupla excitação CA e CC em transformadores de potência e o programa de simulação digital desenvolvido reproduz satisfatoriamente o comportamento das grandezas elétricas investigadas.

## CAPÍTULO VI

## EFEITOS DA MAGNETIZAÇÃO ASSIMÉTRICA NOS TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA E SUAS CONSEQUÊNCIAS PARA OS SISTEMAS ELÉTRICOS CA.

## VI.1 - INTRODUÇÃO.

Conforme discutido nos capítulos anteriores, o fenômeno da dupla excitação em transformadores provoca, dentre outros efeitos, aumentos expressivos nos valores eficazes da corrente de excitação, acompanhada de uma substancial alteração do seu conteúdo harmônico. Tais fatos decorrem da magnetização assimétrica do núcleo devido ao fluxo médio produzido pela componente contínua de corrente.

Estes efeitos podem ter consequências danosas para o transformador e para o sistema elétrico como um todo. No transformador, estas consequências se manifestam no sentido de alterar suas perdas nominais e conseqüentemente eventuais comprometimentos de sua vida útil.

Nos sistemas elétricos, podem ocorrer distorções harmônicas intoleráveis ; aumento no fluxo de reativos; flutuações de tensão ; operação inadequada do sistema de proteção, etc. Estes fatos não apenas afetam os equipamentos individualmente, mas também ao consumidor.

Alguns destes efeitos são abordados nas referências [05] e [07], onde se relata casos de dupla excitação relacionadas com induções geomagnéticas e portanto ligados à altos níveis de excitação CC. Desta forma, para níveis de injeções CC mais baixos, os quais são mais frequentes no caso brasileiro, não se dispõe atualmente de nenhuma indicação sobre o comportamento dos

mesmos.

Dentro deste enfoque, este capítulo tem por objetivo apresentar os principais aspectos envolvidos com cada um dos citados efeitos, destacando alguns resultados mais elucidativos das investigações realizadas.

## VI.2 - PERDAS E VIDA ÚTIL.

As alterações nos valores eficazes da corrente magnetizante, no seu conteúdo harmônico e a deformação no ciclo de histerese, decorrentes da dupla excitação nos transformadores, são questões que sugerem uma cuidadosa investigação sobre o comportamento das perdas de energia e depreciação da vida útil desses equipamentos.

Nesta área de estudos alguns trabalhos, [03], [05], [06], [07], apresentam interpretações, análises e conclusões que, em princípio, permitem aceitar os resultados ilustrados na referência [07] como representativos do comportamento das perdas de energia nos transformadores sob dupla excitação. Aqueles resultados são de natureza experimental e foram obtidos nos ensaios de um transformador de laboratório de 3 Kva, 120v/120v. Os testes foram realizados com o transformador em carga e a vazio e não houve diferenças significativas na medição das grandezas investigadas. A figura VI.1 mostra alguns destes resultados, no sentido de ilustrar o comportamento das perdas internas no referido transformador, quando este opera à vazio e sob diversos níveis de excitação CC.

Apesar das semelhanças entre as conclusões obtidas pelos autores no tocante a perdas de energia, ainda existem questões pouco exploradas para as quais se verificam algumas divergências. Este é o caso dos aquecimentos internos localizados e daqueles registrados nas partes metálicas da estrutura do transformador [07]. Estes aspectos, como se sabe, interfere na vida útil destes equipamentos e portanto devem ser investigados com prudência.

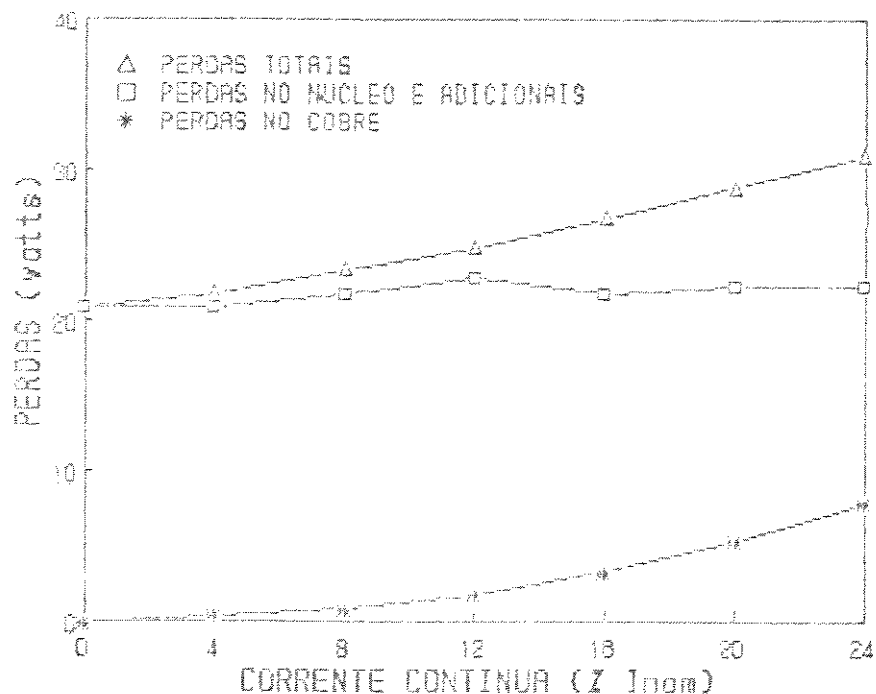


Figura VI.1 - Comportamento das perdas internas no transformador em função da corrente CC.

A seguir, analisa-se separadamente cada uma das parcelas que compõe as perdas internas, bem como, os aspectos relacionados com os aquecimentos em transformadores sob dupla excitação. Sempre que possível, apresentar-se-á uma proposta analítica para o tratamento do problema.

#### VI.2.1 - Perdas no Núcleo.

O efeito da dupla excitação CA e CC nas perdas no núcleo pode ser analisado considerando-se inicialmente o circuito equivalente tradicionalmente utilizado para representação de transformadores e ilustrado na figura VI.2. Pode-se verificar que com o aumento da excitação CC as perdas no núcleo diminuem. Este efeito ocorre devido a diminuição da tensão  $E_m$  com o aumento

da corrente magnetizante. Admitindo-se  $R_m$  constante sob qualquer condição de dupla excitação, garante-se uma redução das perdas, o que está em consonância com a afirmativa acima. Em testes realizados na referência [03] tal fato pode ser confirmado, ou seja, a tensão terminal secundária dividida pela parcela da corrente de excitação em fase com a mesma foi aproximadamente constante para qualquer nível de corrente contínua injetada.

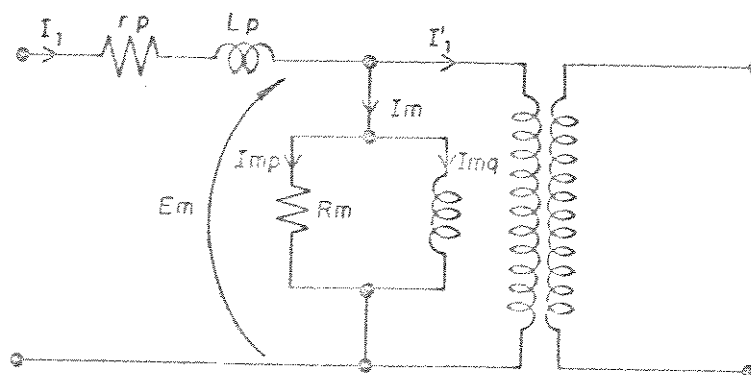


Figura VI.2- Circuito equivalente.

De fato, e por um outro ponto de vista, pode-se concluir que as perdas no núcleo possuem uma tendência global de diminuírem na presença de corrente contínua. As perdas por correntes de Foucault não dependem do nível total de fluxo em condições de dupla excitação mas somente das parcelas variáveis no tempo, bem como das respectivas taxas de variação. É conhecido que sob dupla excitação o transformador opera na região saturada e devido às altas correntes magnetizantes o fluxo deixa de ser senoidal e passa a apresentar algum conteúdo harmônico. Entretanto esta distorção harmônica é pouco significativa e sua influência é praticamente desprezível. Além disto, para os harmônicos de mais altas ordens a reação causada pelas correntes parasitas fazem com que a indução magnética não seja uniforme apresentando-se menor no centro das lamina de aço [18], [19], [20]. Isto implica em um efeito ainda menor das correntes harmônicas induzidas sobre as perdas por correntes

parasitas.

A partir destas considerações conclui-se que as perdas por correntes parasitas tendem a permanecer praticamente inalteradas para quaisquer níveis de injeções CC encontrados na prática.

As perdas por histerese está, como se sabe [16], relacionada com a energia necessária para orientar os domínios magnéticos. Esta energia é reduzida com o aumento da corrente contínua injetada. Tal fato decorre de que o número de domínios magnéticos que retêm suas orientações estão diretamente ligados com o aumento do fluxo CC no núcleo e este por sua vez, está relacionado com a corrente contínua injetada. Nestas condições é possível concluir que a área  $A_1$  definida pelo laço de histerese em condições normais de operação, figura VI.3(a), é ligeiramente maior que a respectiva área  $A_2$ , em condições de dupla excitação, figura VI.3(b).

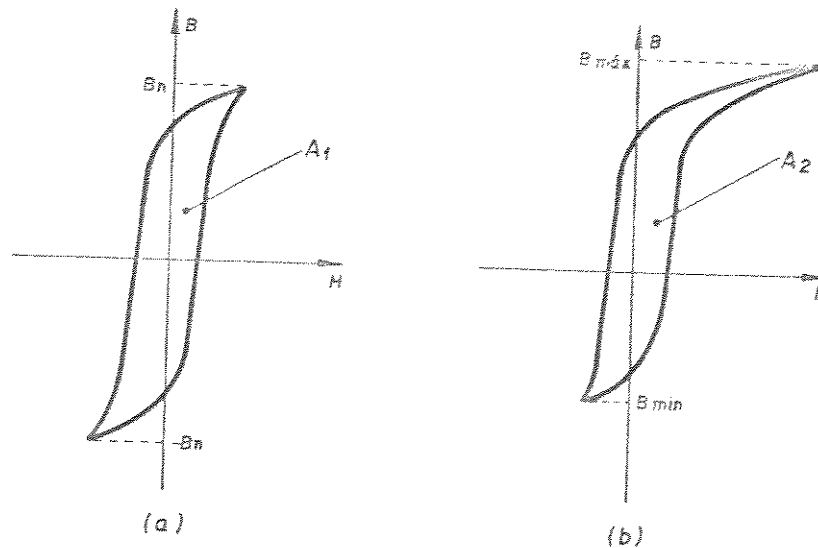


Figura VI.3 - Ciclos de histerese.

Novamente, a pequena influência da distorção harmônica do fluxo no comportamento da perda por histerese pode ser atribuída às baixas amplitudes dos componentes harmônicos [19], [20], [21]. Os níveis encontrados na maioria dos casos práticos

são tais que não provocam o aparecimento de ciclos de histerese secundários e, nestas condições, estas perdas são dadas apenas pela área do ciclo principal.

Deve ser reconhecido que, este caso de operação anormal com excitações simultâneas CA e CC, nada tem em comum com a sobreexcitação de transformadores onde as perdas por histerese e Foucault são efetivamente incrementadas.

Em razão das considerações expostas adotou-se uma formulação bastante simplificada para a avaliação das perdas no núcleo em transformadores sujeitos a dupla excitação. O procedimento consiste em adotar o circuito equivalente com  $R_m$  constante para qualquer nível de corrente contínua injetada e, desta forma, avaliar as perdas totais no núcleo, conforme determina a expressão VI.1.

$$P_o = \frac{\sum_{j=1}^{j=\infty} (E_{mj})^2}{R_m}; \quad \text{(VI.1)}$$

onde:  $E_{mj}$  - valor eficaz do  $j$ -ésimo componente harmônico da tensão induzida;

$R_m$  - resistência equivalente representativa das perdas a vazio em condições normais de operação.

A figura VI.4 apresenta, como exemplo, os resultados obtidos para as variações das perdas no núcleo do transformador de 333 Kva utilizado nos capítulos anteriores, para vários níveis de injeção CC. Para estes cálculos adotou-se, conforme sugerido na referência [16], as perdas nominais no núcleo da ordem de 0,8% da potência nominal do transformador.

Os resultados ilustrados na figura VI.4 indicam que as perdas no núcleo são pouco influenciadas pela presença de injeções CC. A título de ilustração, para o caso de uma injeção



de CC de 5% da corrente nominal, verifica-se variações das perdas  $P_0$  em níveis inferiores a 1%.

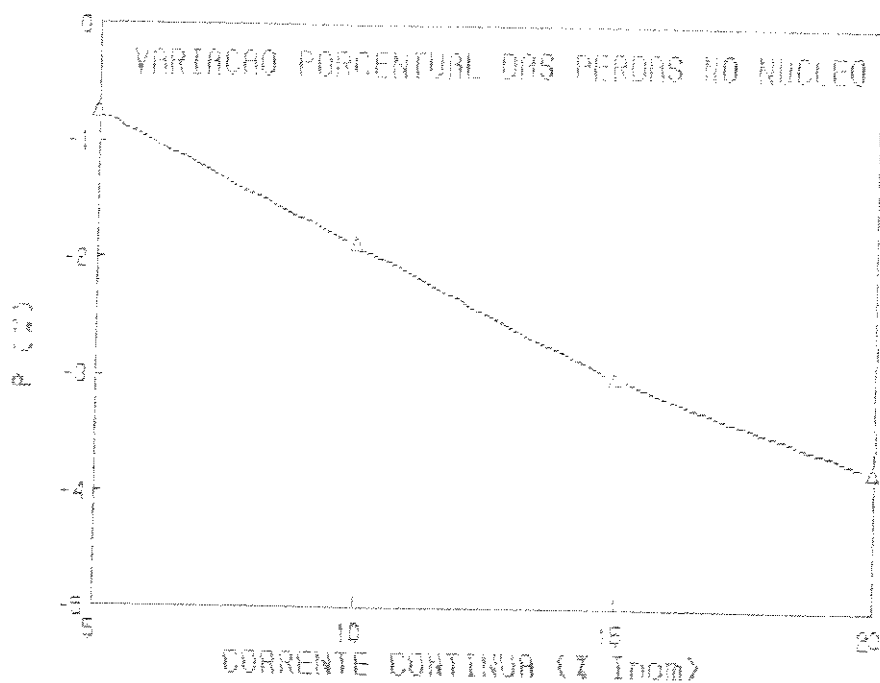


Figura VI.4 - Variação das Perdas no núcleo.

#### VI.2.2 - Perdas no Cobre.

As perdas no cobre em um transformador de potência operando sob condições normais situam-se, em geral, entre 0.5% à 2% de sua potência nominal. Nestas condições, a corrente magnetizante tem um efeito insignificante na sua composição. Todavia, sob condições de dupla excitação, tal fato pode não ser verdadeiro, sobretudo devido ao expressivo conteúdo harmônico das correntes que circulam pelos enrolamentos.

É conhecido [16], que o valor da resistência elétrica dos enrolamentos à 60 Hz, não são bem representativas dos valores de funcionamento para frequências superiores, principalmente nos

transformadores que possuem condutores de grande seção. Tal fato decorre do expressivo efeito pelicular, devido ao fluxo de dispersão sobre os condutores. Desta forma, sob condições de dupla excitação, as conseqüentes alterações da corrente magnetizante certamente provocam variações nas perdas no cobre, sobretudo no tocante as perdas suplementares.

De acordo com a literatura clássica, as perdas no cobre são frequentemente consideradas como sendo composta por duas parcelas. A primeira representa as perdas na resistência CC dos enrolamentos e a segunda parcela é representativa das perdas suplementares. Estas últimas são compostas, principalmente, pelas perdas magnéticas nas partes metálicas e pelas perdas no cobre, devidas ao fluxo de dispersão.

Para considerar analiticamente os efeitos das correntes não senoidais nas perdas no cobre é usual adotar uma metodologia convencionalmente aceita e muitas vezes recomendada [22], que considera as perdas suplementares variando com o quadrado da frequência, como mostra a expressão VI.2.

$$P^* = \sum_{n=1}^{n=\infty} [P_{cc} + (P_{ca} - P_{cc}) \cdot n^2] (I_n / I_{nom})^2; \quad (VI.2)$$

onde:  $P^*$  - perdas para corrente não senoidal;

$P_{cc}$  - perdas na resistência CC dos enrolamento,  
para a corrente  $I_{nom}$ ;

$P_{ca}$  - perdas nominais no cobre;

$n$  - ordem harmônica;

$I_n$  - valor eficaz da corrente harmônica de ordem  $n$

$I_{nom}$  - valor eficaz da corrente nominal.

A referência [22] adota esta metodologia convencional para o cálculo das perdas no cobre e compara com medições experimentais. Alguns destes resultados são apresentados na figura

VI.5, os quais foram obtidos admitindo-se um único valor eficaz de corrente para todas as frequências harmônicas consideradas.

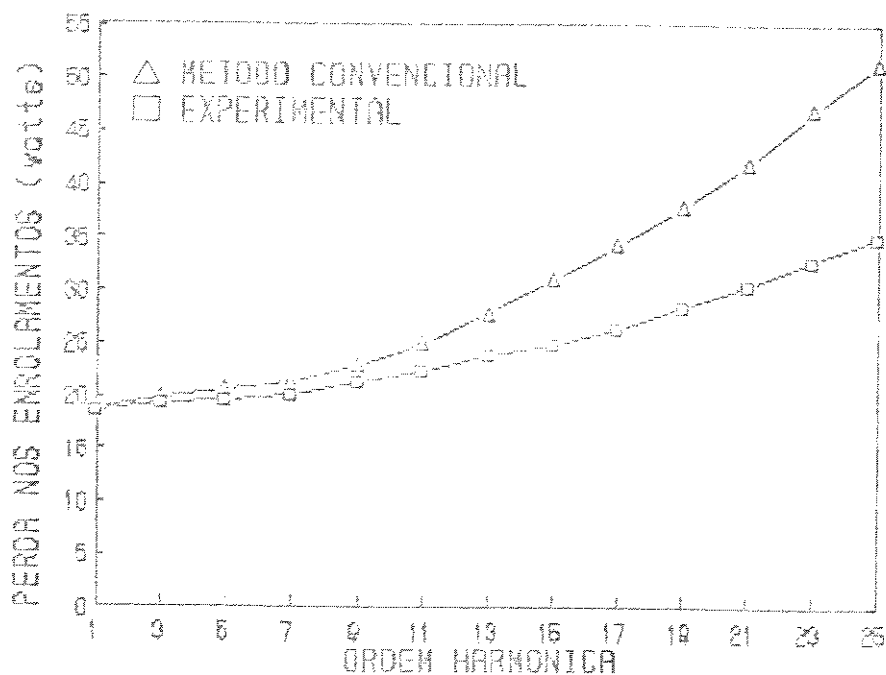


figura VI.5 - perdas joule.

Pode-se constatar que, para baixas frequências harmônicas, a metodologia convencional apresenta resultados compatíveis com aqueles encontrados nas medições, entretanto para frequências superiores à, por exemplo, ordem 9 os erros encontrados são bastante significativos. Isto se deve fundamentalmente à dificuldade de se distinguir as perdas por correntes parasitas das outras perdas provocadas pelo fluxo de dispersão que são menos sensíveis com a frequência. A metodologia convencional não faz esta distinção e admite as perdas suplementares globais variando com o quadrado da frequência. Tal fato provoca resultados pessimistas no cálculo do aumento das perdas no cobre devido à harmônicos [22].

Entretanto, considerando-se as características das correntes não senoidais abordadas neste trabalho, as quais se apresentam com altas magnitudes para as ordens harmônicas mais baixas e decrescem rapidamente com o aumento da frequência, conclui-se

que a metodologia convencional pode fornecer resultados satisfatórios para o cálculo das perdas joule sob condições de dupla excitação CA/CC.

Objetivando um procedimento simples de cálculo esta metodologia foi então adotada neste trabalho para o estudo do comportamento das perdas no cobre. A abordagem do problema de uma forma mais exata envolve métodos extremamente trabalhosos que não são justificados para o tipo de fenômeno abordado.

A partir da expressão VI.2 calculou-se, como exemplo, o aumento percentual das perdas no cobre para vários níveis de injeção CC no transformador de 333 Kva utilizado nesta tese. Para isso, as perdas por corrente parasitas à 60 Hz foram fixadas dentro dos limites estabelecidos na referência [22], ou seja, de 0.12% à 0.46% das perdas equivalentes na resistência CC dos enrolamentos. Os resultados são ilustrados na figura VI.6.

Conclui-se desta forma, que o aumento percentual das perdas no cobre em transformadores sujeitos à dupla excitação somente atinge proporções significativas para altos valores de injeção CC, ou seja, tal preocupação se restringe praticamente aos casos associados às tempestades geomagnéticas.

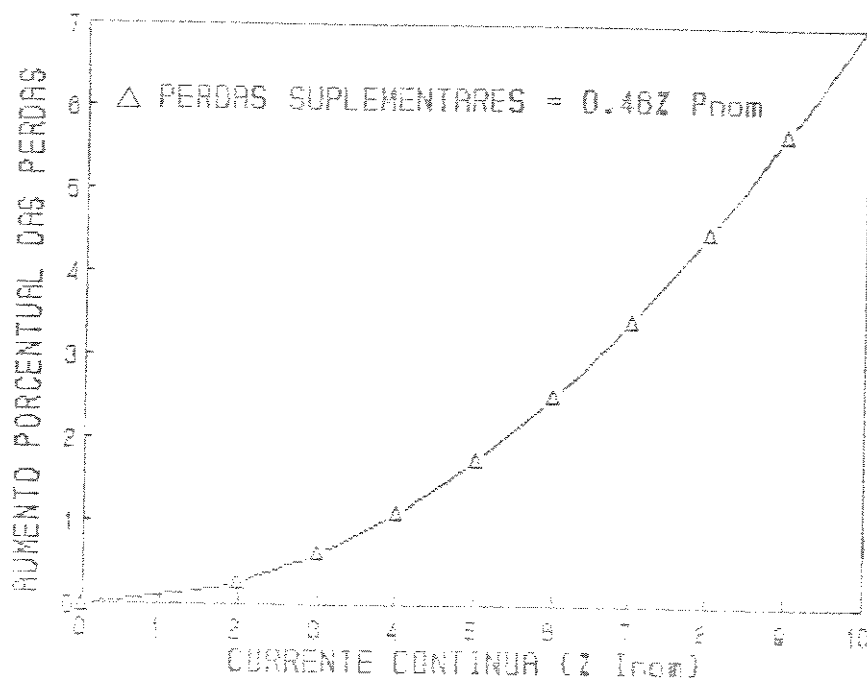


Figura VI.6 -Variação das Perdas no cobre.

## VI.2.3 - Aquecimentos localizados.

O aumento das perdas joule nos transformadores sob dupla excitação foi enfocado até o momento de uma forma simplificada e admitindo que estas se distribuem uniformemente ao longo dos enrolamentos. Entretanto, quanto à avaliação da perda de vida útil dos transformadores é de fundamental importância o conhecimento dos aspectos relativos à elevação de temperatura em áreas localizadas ao longo dos seus enrolamentos. Em transformadores de potência, a região do ponto mais quente está localizada normalmente na extremidade superior dos enrolamentos. Nesta região a temperatura do óleo é mais elevada e as perdas suplementares específicas ( $W/m^3$ ) são substancialmente maiores. Isto decorre do fato de que as espiras (ou bobinas) situadas nas extremidades dos enrolamentos estão sujeitas a campos radiais mais intensos [28]. A figura VI.7 ilustra uma distribuição típica dos campo axiais e radiais ao longo do enrolamento de um transformador de potência.

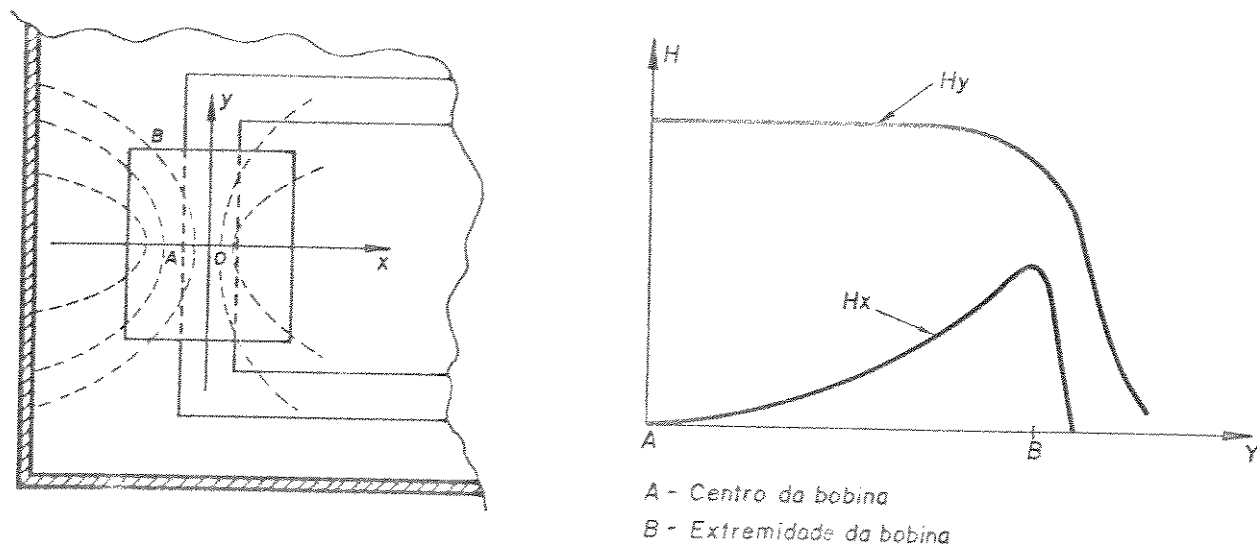


Figura VI.7 - Distribuição dos campos magnéticos ligados a dispersão ao longo do enrolamento.

Desta forma, as correntes parasitas que circulam pela massa dos condutores situados nas extremidades dos enrolamentos são substancialmente maiores que nas demais partes, e fazem com que as perdas suplementares que se desenvolvem nos condutores situados naquela região sejam conseqüentemente maiores.

O conhecimento das perdas suplementares específicas na região do ponto mais quente é sem dúvida de grande importância para a avaliação do risco de sobreaquecimento e a conseqüente depreciação da vida útil, sobretudo na presença de correntes harmônicas. Em certas situações, embora as perdas totais nos enrolamentos possam ser pouco afetadas pela distorção de corrente, as perdas locais na região do ponto mais quente poderão ser suficientemente altas para provocar o envelhecimento do isolamento [07].

Alguns trabalhos apresentam resultados de medições de temperatura em transformadores de potência sob dupla excitação CA/CC, enfocando principalmente questões relativas á tempestades geomagnéticas (GIC), [05], [07]. A referência [07] faz uma abordagem geral do problema do sobreaquecimento de transformadores sujeitos á GIC e apresenta resultados conclusivos a respeito do tema. Quando ocorre a saturação do núcleo magnético devido a presença de componente contínua de corrente os efeitos sobre os valores máximos da corrente de excitação são muito mais significativos que aqueles observados para os valores máximos do fluxo de dispersão. Assim, o sobreaquecimento localizado se deve fundamentalmente ao aumento da temperatura nos enrolamentos e o aumento de temperatura das partes metálicas do transformador tem uma importância secundária. O sobreaquecimento localizado, entretanto, só apresenta preocupações com relação a depreciação de vida útil apenas para altos valores de GIC.

O cálculo das perdas específicas ao longo dos enrolamentos utiliza metodologias muito trabalhosas envolvendo fatores de perdas por dispersão dos enrolamentos. Estes, por sua vez, requerem o conhecimento detalhado do projeto do transformador, [18], [23], o que torna este tipo de análise praticamente inviável no contexto deste trabalho.

## VI.3 - Fluxo de Reativos.

A corrente magnetizante dos transformadores possui, como se sabe, uma característica fortemente indutiva e apresenta um valor eficaz da ordem de 0.5% à 5% da corrente nominal para os transformadores de potência. Quando estes são excitados simultaneamente por fontes CA e CC sua corrente magnetizante pode atingir valores eficazes muitas vezes maiores que os previstos em condições normais, acentuando ainda mais sua característica indutiva. Isto se deve a manutenção dos valores das perdas no núcleo praticamente nos valores nominais, mesmo em condições de dupla excitação. Desta forma, é compreensível que haja uma diminuição do fator de potência da instalação, quando o transformador opera com dupla excitação. As figuras VI.9a e VI.9b, associadas com apenas as componentes fundamentais, mostram os diagramas fasoriais baseados no circuito equivalente ilustrado na figura VI.2, para condições normais de operação, e sob dupla excitação, respectivamente.

O conteúdo harmônico da corrente magnetizante, conforme discutido em capítulos anteriores, se torna bastante acentuado em condições de dupla excitação e certamente interfere no fator de potência. Para considerar tal efeito pode-se empregar a expressão (VI.3), obtida da relação entre a potência ativa total desenvolvida e a potência aparente total, conforme postulado na referência [24].

$$F_p = \frac{V_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\beta_1 - \lambda_1) + V_2 \cdot I_2 \cdot \cos(\beta_2 - \lambda_2) + V_3 \cdot I_3 \cdot \cos(\beta_3 - \lambda_3) + \dots}{(V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots)^{1/2} \cdot (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots)^{1/2}}; \quad (VI.3)$$

onde:  $V_n$  - valor eficaz do componente harmônico de ordem  $n$  da tensão de alimentação;

$I_n$  - valor eficaz do componente harmônico de ordem  $n$  da corrente total de alimentação;

$\beta_n$  - ângulo de fase do componente harmônico de ordem  $n$  da tensão de alimentação;

$\lambda_n$  - ângulo de fase do componente harmônico de ordem  $n$  da corrente total de alimentação;

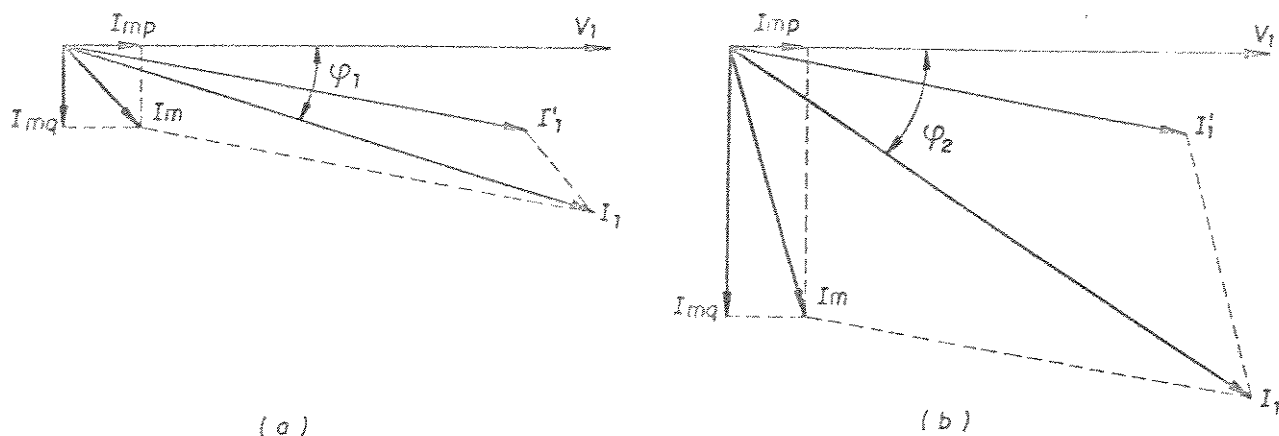


Figura VI.9 - diagramas fasoriais.

Admitindo-se, por simplicidade, que a distorção harmônica da tensão de alimentação seja desprezível, a expressão (VI.3) pode ser simplificada, resultando em:

$$F_p = \frac{I_1 \cdot \cos(\beta_1 - \lambda_1)}{[\sum (I_n)^2]^{1/2}} \quad (\text{VI.4})$$

Desprezando-se também o aumento da potência ativa provocado pela dupla excitação quando o transformador opera em condições próximas às nominais, é possível estabelecer uma relação entre o fator de potência em condições normais e o fator de potência resultante na operação sob dupla excitação. Assim, tem-se:

$$I_1 \cdot \cos(\beta_1 - \lambda_1) \approx I_1^* \cdot \cos(\beta_1^* - \lambda_1^*); \quad (\text{VI.5})$$



$$\frac{F_p^*}{F_p} = \frac{[\sum (I_n)^2]^{1/2}}{[\sum (I_n^*)^2]^{1/2}}; \quad (VI.6)$$

onde:  $F_p, I_1, I_n, \beta_1, \lambda_1$  - variáveis representativas do comportamento do transformador sob condições normais de operação;

$F_p^*, I_1^*, I_n^*, \beta_1^*, \lambda_1^*$  - variáveis representativas do comportamento do transformador sob condições de dupla excitação.

Utilizando-se da formulação proposta calculou-se, como ilustração, o fator de potência da instalação ilustrada na figura VI.10, para diversos níveis de corrente contínua injetada. Em todos os casos admitiu-se o transformador suprindo uma carga no valor de 80% da sua potência nominal com um fator de potência 0.9 indutivo.

As alterações para o fator de potência e regulação de tensão, são ilustradas na figura VI.11.

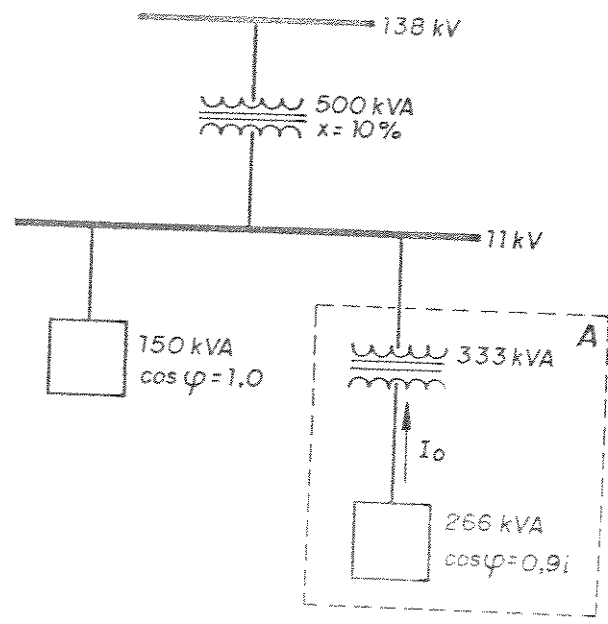


Figura VI.10 - Diagrama simplificado da instalação analisada.

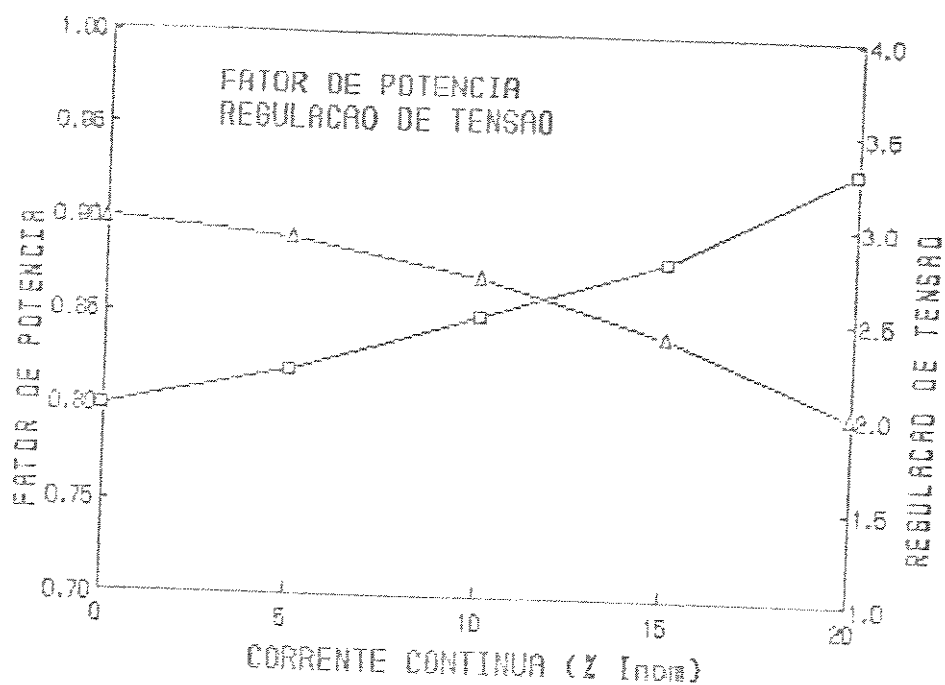


Figura VI.11 - Fator de potência da instalação [A], e regulação de tensão na barra de 11 Kv.

#### VI.4 - DISTORÇÃO HARMÔNICA.

A presença de harmônicos de tensão e/ou corrente nos sistemas de energia elétrica CA tem sido uma constante preocupação por partes das concessionárias. A literatura especializada [25] relata inúmeros problemas devido à distorções harmônicas em sistemas CA.

É fato conhecido que os transformadores de potência, quando operam sob condições normais, não apresentam nenhuma preocupação no que tange à geração de harmônicos. Com os desenvolvimentos tecnológicos na área de fabricação de chapas magnéticas, os transformadores de potência utilizados atualmente absorvem correntes magnetizantes bastante baixas e, desta forma, seu conteúdo harmônico torna-se pouco significativo para o sistema elétrico. Isto é ainda reforçado para o caso dos arranjos trifásicos onde o fluxo harmônico pelo sistema pode ser substancialmente atenuado através do uso de conexões adequadas para os

transformadores.

Entretanto, quando os transformadores operam sob dupla excitação o conteúdo harmônico da corrente magnetizante fica bastante alterado tanto com relação às ordens harmônicas como nas amplitudes.

A título de ilustração apresenta-se na figura VI.12 o conteúdo harmônico injetado no sistema elétrico pelo transformador monofásico de 333 Kva em condições normais de operação e com uma de injeção de corrente contínua de valor igual à 5% de sua corrente nominal.

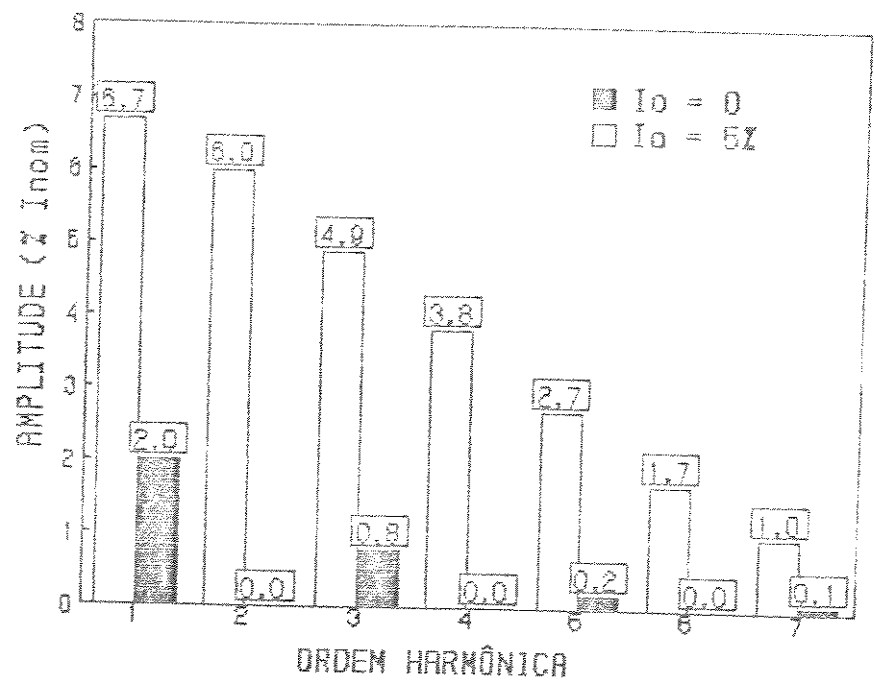


Figura VI.12 - Harmônicos presentes na corrente de magnetização do transformador de 333 Kva utilizado nas simulações computacionais. Resultados para  $I_o=0$  e  $I_o=5\%$  da corrente nominal.

Os resultados obtidos indicam que a geração de harmônicos é, sem dúvida, um problema que deve ser tratado com atenção. Mesmo para níveis relativamente baixos de excitação CC,

o conteúdo harmônico injetado no sistema pelo transformador fica substancialmente alterado sob condições de dupla excitação.

Verifica-se portanto, que a implementação dos efeitos provocados pela dupla excitação em estudos de penetração harmônica nos sistemas CA, pode ser considerada uma prática indispensável no sentido de se obter resultados mais realistas.

## VI.5 - SISTEMA DE PROTEÇÃO.

Dentre os problemas envolvidos com a proteção dos sistemas elétricos onde se fazem presentes as componentes contínuas de corrente, destacam-se aqueles relativos à proteção diferencial dos transformadores [05].

Como se sabe [26], o funcionamento dos relés diferenciais baseia-se na diferença vetorial entre duas grandezas elétricas de mesma natureza e, se tal diferença excede um valor pré-ajustado há a atuação da proteção. Este tipo de arranjo é frequentemente utilizados na proteção de transformadores de potência onde sinais de corrente são extraídos respectivamente no primário e secundário do transformador através de TC's (transformadores de corrente). Esta proteção deve normalmente atuar apenas para defeitos dentro da sua zona de abrangência, ou seja na região compreendida entre os dois TC's, como ilustra a figura VI.13.

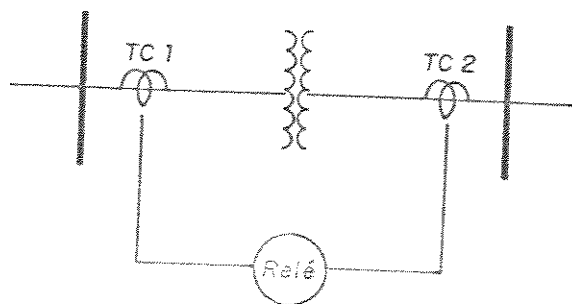


Figura VI.13 - Proteção diferencial de transformadores.

Quando o transformador protegido fica submetido a uma injeção de corrente contínua, a alta corrente magnetizante decorrente pode provocar um desbalanceamento entre as correntes que circulam pelo secundário dos TC's com magnitude suficiente para acionar a proteção diferencial. O desligamento do transformador pela proteção é contudo uma operação equivocada pois trata-se de defeito externo à zona de proteção. Mesmo assim é possível reconhecer um aspecto positivo de tal ação evitando que ocorram os problemas oriundos da operação com dupla excitação.

Quando a proteção diferencial adotada possui restrição para harmônicos, o tipo de atuação, pelas razões expostas anteriormente, provavelmente não aconteça. Embora os altos valores eficazes da corrente magnetizante possam causar um desbalanceamento capaz de sensibilizar o relé diferencial, o alto conteúdo harmônico dessa corrente circulando pela bobina de restrição pode inibir a atuação da proteção. Neste caso, em persistindo a excitação CC no transformador, se ocorrer um defeito dentro da zona protegida, o relé diferencial pode continuar bloqueado pela atuação da bobina de restrição de harmônicos e as consequências podem ser desastrosas.

A proteção diferencial também pode ser influenciada pelo efeito de saturação provocado pela corrente contínua nos transformadores de corrente [05], [27]. Entretanto a análise do problema sob este ponto de vista foge aos objetivos desses trabalhos.

## VI.6 - CONCLUSÕES.

Os principais problemas ligados à dupla excitação CA/CC em transformadores de potência foram enfocados neste capítulo.

Verificou-se que a presença de corrente contínua nos enrolamentos e as consequentes correntes magnetizantes que se manifestam nestas circunstâncias, não só causam alterações nas perdas totais, como também podem produzir aquecimentos

localizados. No entanto, tais eventos só atingem proporções significativas para altos níveis de injeção CC, o que restringe o problema apenas à casos relacionados com tempestades geomagnéticas.

Considerando-se as prováveis causas de injeção CC mais afeitas à realidade brasileira e outras, conclui-se que os problemas de sobreaquecimentos em transformadores sujeitos a dupla excitação CA/CC são praticamente inexpressivos. O único caso que pode requerer algum cuidado é aquele onde os transformadores estão geograficamente situados na área de influência das correntes de retorno por terra de sistemas de transmissão em corrente contínua.

Quanto aos problemas causados nos sistemas elétricos, considerou-se a influência do transformador sob dupla excitação no fator de potência da instalação, na regulação de tensão, no desempenho do sistema de proteção diferencial, assim como seu comportamento como fonte harmônica.

Com relação ao fator de potência da instalação e a regulação de tensão, foi verificado, através de estudos realizados que, de um modo geral, estas variáveis somente apresentam alterações significativas para altos valores de injeção CC. Por outro lado, a proteção diferencial pode ser afetada drasticamente, mesmo para para níveis de injeção CC relativamente baixos, dependendo dos ajustes efetuados dos dispositivos de controle de atuação das bobinas de restrição.

A importância do transformador como fonte harmônica para os sistemas CA aos quais está conectado será tanto mais pronunciada quanto maiores forem os níveis CC a que estiver exposto. Destaca-se, no entanto, que mesmo para valores relativamente baixos de excitações CC, o conteúdo harmônico injetado no sistema CA é significativamente alterado em relação aqueles observados em condições normais de operação. Desta forma a inclusão de efeitos da dupla excitação em estudos de penetração harmônica é uma prática indicada no sentido de aprimorar os resultados obtidos.

## CAPÍTULO VII

### TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS SOB DUPLA EXCITAÇÃO CA E CC.

#### VII.1 - INTRODUÇÃO.

As considerações físicas, propostas de modelos, discussões de resultados e conclusões sobre o comportamento de transformadores submetidos à dupla excitação CA/CC apresentadas nos capítulos anteriores, estão associadas à unidades monofásicas. Embora as contribuições tenham sido expressivas e elucidativas sobre tal comportamento, surgem ainda questionamentos quanto a sua aplicabilidade prática, visto que a maioria das instalações elétricas é do tipo trifásica e, portanto, utiliza transformadores trifásicos.

Embora, aparentemente, o assunto crie um impasse quanto à validade e extensão dos resultados anteriores, deve-se ressaltar que as próprias características construtivas dos transformadores trifásicos é que ditarão as adequações ou restrições dos modelos monofásicos quanto à sua aplicabilidade aos trifásicos.

De fato, ao se considerar uma unidade transformadora trifásica qualquer, há de se admitir que a mesma poderá ser constituída de diferentes arranjos magnéticos, a saber:

- transformadores trifásicos constituídos por bancos de transformadores monofásicos;
- transformadores trifásicos constituídos por um único núcleo magnético caracterizado construtivamente por cinco colunas, ou núcleo envolvente;

- transformadores trifásicos constituídos por um único núcleo magnético caracterizado construtivamente por três colunas, ou núcleo envolvido.

Devido a sua natureza construtiva, o primeiro tipo apresenta, para as fases a, b, e c, uma total independência magnética, o mesmo não acontecendo para os demais. Desta forma, apenas a conexão trifásica dos enrolamentos afetaria os resultados da operação CA/CC para bancos de transformadores monofásicos.

Dentro do exposto e, sem a pretensão de esgotar o assunto, este capítulo tem por objetivo utilizar os modelos anteriormente proposto e analisar os resultados advindos do funcionamento, magneticamente assimétrico, de transformadores trifásicos. Os estudos serão prioritariamente realizados com vistas a análise das conexões trifásicas dos enrolamentos e admitindo a citada interdependência magnética, isto é, os mesmos estarão vinculados com o primeiro arranjo magnético apresentado. Quanto aos demais casos dos núcleos trifásicos, estes serão superficialmente enfocados nesta tese.

## VII.2 - Metodologia para o estudo da dupla excitação em transformadores trifásicos formados por bancos de transformadores monofásicos.

Considerando-se a independência entre os circuitos magnéticos de cada unidade que compõe a citada unidade trifásica, o processo de análise do regime permanente e transitório das correntes magnetizantes pode ser desenvolvido separadamente para cada uma das unidades monofásicas. Em seguida, as correntes de linha, e seus respectivos conteúdos harmônicos são determinados pela composição dos resultados obtidos para cada uma das unidades monofásicas. Este procedimento somente se aplica quando o fluxo resultante no núcleo de cada unidade



monofásica poder ser admitido como sendo senoidal, como proposto na metodologia desenvolvida no capítulo IV deste trabalho. Para o caso de transformadores trifásicos existem situações em que o tipo de conexão utilizada na interligação dos enrolamentos não permite a circulação dos componentes harmônicos de sequência zero da corrente magnetizante. Este é o caso dos bancos trifásicos conectados em estrela isolada, para o primário. Nestas condições, o fluxo resultante no núcleo pode apresentar distorções harmônicas bastante acentuadas e a metodologia proposta não se aplica. Entretanto, na maioria dos casos práticos, onde este tipo de conexão é empregada garante-se um fluxo aproximadamente senoidal no núcleo de cada uma das unidades monofásicas, através do uso de enrolamentos terciários conectados em triângulo. Assim, com algumas adaptações a metodologia proposta no capítulo IV pode ser empregada, bastando eliminar os componentes de sequência zero das correntes magnetizantes que circulam nos enrolamentos primário de cada unidade monofásica.

#### VII.2.1 - Análise em Regime Permanente

As análises que se seguem foram desenvolvidas a partir da expressão simplificada da corrente magnetizante (III.38), obtida no capítulo III deste trabalho. Esta metodologia foi adotada pois proporciona uma análise bastante elucidativa dos principais aspectos no contexto deste capítulo. Os resultados numéricos obtidos com esta formulação não levam em consideração os efeitos da resistência e da indutância de dispersão dos enrolamentos. Entretanto, tal procedimento proporciona um método de análise das questões abordadas neste capítulo de uma forma conservativa, e assim, não invalida as conclusões sob o ponto de vista qualitativo.

Nos estudos apresentados foi utilizada para cada unidade monofásica uma alimentação a partir de um sistema de tensões equilibradas expressas por:

$$\begin{aligned} V_{ab}(t) &= \hat{V} \cos(\omega t); \\ V_{bc}(t) &= \hat{V} \cos(\omega t - 120); \\ V_{ca}(t) &= \hat{V} \cos(\omega t + 120). \end{aligned}$$

(VII.1)

Considerando-se a expressão da corrente magnetizante (III.38), é possível concluir de forma genérica as expressões VII.1, VII.2 e VII.3, representativas das correntes magnetizantes em regime permanente para cada uma das unidades monofásicas, sob condições de dupla excitação,

$$i_{ma}(t) = \hat{I}_{a1} \cos(\omega t - 90) + \hat{I}_{a2} \cos 2(\omega t) + \hat{I}_{a3} \cos 3(\omega t - 90) + \hat{I}_{a4} \cos 4(\omega t) + \dots; \quad (\text{VII.2})$$

$$i_{mb}(t) = \hat{I}_{b1} \cos(\omega t - 210) + \hat{I}_{b2} \cos 2(\omega t - 120) + \hat{I}_{b3} \cos 3(\omega t - 210) + \hat{I}_{b4} \cos 4(\omega t - 120) + \dots; \quad (\text{VII.3})$$

$$i_{mc}(t) = \hat{I}_{c1} \cos(\omega t + 30) + \hat{I}_{c2} \cos 2(\omega t + 120) + \hat{I}_{c3} \cos 3(\omega t + 30) + \hat{I}_{c4} \cos 4(\omega t + 120) + \dots \quad (\text{VII.4})$$

As amplitudes dos harmônicos pares e ímpares de ordem (n), são obtidas a partir das expressões VII.5 e VII.6 respectivamente, para uma unidade monofásica genérica (i),

$$\hat{I}_i(n) = \left( \frac{2 N_s I_{so}}{N_p \Phi_0(\Psi_m)} \right)_{n=\text{par}}; \quad (\text{VII.5})$$

$$\hat{I}_i(n) = \left\{ \frac{2 a \ell \Phi_n(\Psi_m)}{N_p} \left[ 1 + \left( \frac{N_s I_{so}}{a \ell \Phi_0(\Psi_n)} \right)^2 \right]^{1/2} \right\}_{n=\text{ímpar}}$$

(VII.6)

Desta forma, considerando-se por simplicidade as três unidades monofásicas iguais, as amplitudes dos harmônicos calculados em cada uma delas só dependem dos respectivos níveis

de injeção de corrente contínua.

### VII.2.2 - Análise Transitória.

As correntes magnetizantes transitórias de linha são obtidas compondo-se adequadamente as correntes das unidades monofásicas, levando-se em conta o tipo de conexão utilizada para os enrolamentos.

### VII.3 - Resultados Simulados.

Para ilustrar a composição das correntes magnetizantes de linha em um transformador trifásico do tipo banco sob dupla excitação CA/CC, apresenta-se a seguir alguns resultados simulados, enfocando o comportamento transitório e o conteúdo harmônico em regime permanente. Tais resultados dependem não só da distribuição das componentes CC entre os enrolamentos que compõe cada unidade monofásica, mas também, do tipo de conexão empregada. Foram então considerados os seguintes casos:

a) Bancos Trifásicos com secundário conectado em estrela aterrada.

Estando o enrolamento secundário aterrado, este pode estar sujeito à injeções de corrente contínua provenientes de distúrbios geomagnéticos bem como dos retornos por terra de sistemas de transmissão CC.

Para estes tipos de injeção CC é possível identificar

dois casos distintos que se relacionam com a forma de distribuição dessas correntes contínuas entre as unidades monofásicas. Quando ocorre uma distribuição uniforme, cada unidade monofásica é excitada com o mesmo nível de corrente contínua. Então, segundo as expressões VII.1, VII.2, VII.3, as correntes magnetizantes em cada uma das unidades monofásicas apresentam as mesmas formas de onda, tendo apenas uma defasagem de  $120^\circ$  entre si. Nestas condições a distribuição sequencial dos componentes harmônicos se apresenta segundo a ilustração VII.1, conforme previsto pela teoria clássica.

| Harm. →   | 01 | 02 | 03 | 04 | 05 | 06 | 07 | 08 | 09 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |
|-----------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|
| seq. zero |    |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |
| seq. (+)  | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |
| seq. (-)  |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |    | *  |    |    |

Figura VII.1 - Distribuição sequencial dos componentes harmônicos.

As figuras VII.2 e VII.3 apresentam resultados de simulações considerando-se injeções equilibradas de corrente contínua no secundário, estando os enrolamentos primários conectados em estrela aterrada e triângulo respectivamente.

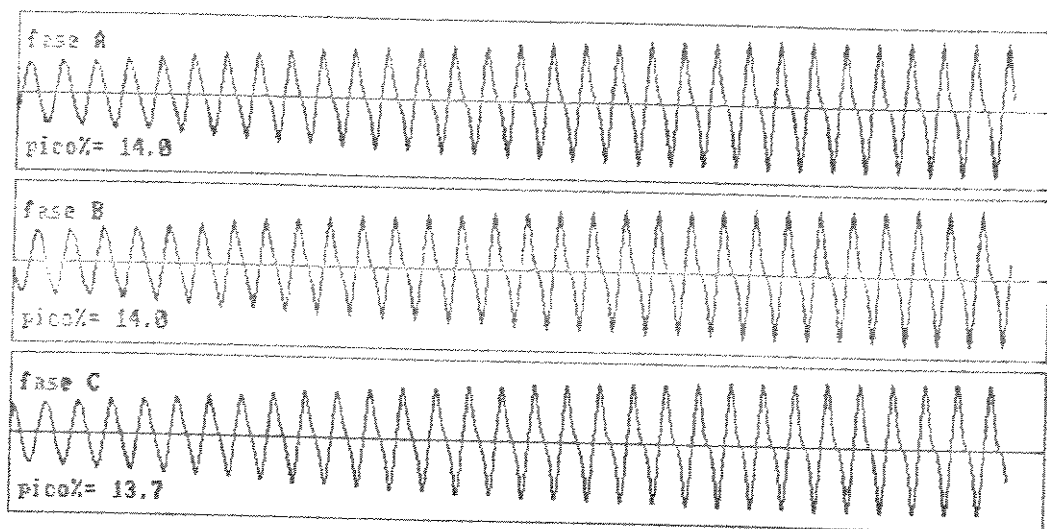
Conforme previsto, diante de uma injeção equilibrada de corrente contínua as correntes magnetizantes de linha primárias não possuem componentes harmônicas múltiplas de três, para a conexão em triângulo, pois nestas condições, tais harmônicos só apresentam componentes de sequência zero. Os demais se apresentam de forma equilibrada nas três fase.

As figuras VII.4 e VII.5 ilustram casos relativos à conexões estrela aterrada e triângulo, respectivamente. Estes resultados estão relacionados com uma distribuição não uniforme das correntes contínuas entre as unidades monofásicas. Nestes casos pode-se constatar a presença de todos os harmônicos nas correntes magnetizantes de linha com mais de um componente sequencial.



| E S P E C T R O fase a-b-c |       | N  | ia -- (X/g)  |              | ib -- (X/g)  |       | ic -- (X/g) |       |
|----------------------------|-------|----|--------------|--------------|--------------|-------|-------------|-------|
| 1                          | ===== | 0  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
|                            | ===== | 1  | 7.41         | 60.0         | 7.41         | 389.0 | 7.41        | 180.0 |
| 2                          | ===== | 2  | 3.55         | 30.0         | 3.55         | 150.0 | 3.55        | 270.0 |
|                            | ===== | 3  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
| 3                          | ===== | 4  | 0.61         | 30.0         | 0.61         | 210.0 | 0.61        | 0.00  |
|                            | ===== | 5  | 0.24         | 150.0        | 0.24         | 240.0 | 0.24        | 0.00  |
| 4                          | ===== | 6  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
|                            | ===== | 7  | 0.01         | 0.00         | 0.01         | 0.00  | 0.01        | 0.00  |
| 5                          | ===== | 8  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
|                            | ===== | 9  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
| 6                          | ===== | 10 | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
|                            | ===== |    | SEQ. 0 (X/G) | SEQ. + (X/G) | SEQ. - (X/G) |       |             |       |
| 7                          |       | 1  | 0.00         | 0.00         | 7.41         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
| 8                          |       | 2  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 3.55        | 0.00  |
| 9                          |       | 3  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
|                            |       | 4  | 0.00         | 0.00         | 0.61         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |
| 10                         |       | 5  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.24        | 0.00  |
|                            |       | 6  | 0.00         | 0.00         | 0.00         | 0.00  | 0.00        | 0.00  |

(a) - regime permanente.



(b) - regime transtórico.

Figura VII.3 - Correntes magnetizantes de linha para uma injeção equilibrada de corrente contínua, primário em triângulo e  $I_{sc1}=I_{sc2}=I_{sc3}= 5\% I_{nom}$ .







b) Bancos Trifásicos com secundário conectado em estrela isolada ou triângulo

Para este tipo de conexão no enrolamento secundário, as correntes contínuas injetadas possuem sempre a relação estabelecida pela expressão VII.7. Nestes casos, tais injeções CC se devem principalmente aos conversores e compensadores estáticos.

$$I_{s01} + I_{s02} + I_{s03} = 0.$$

VII.7

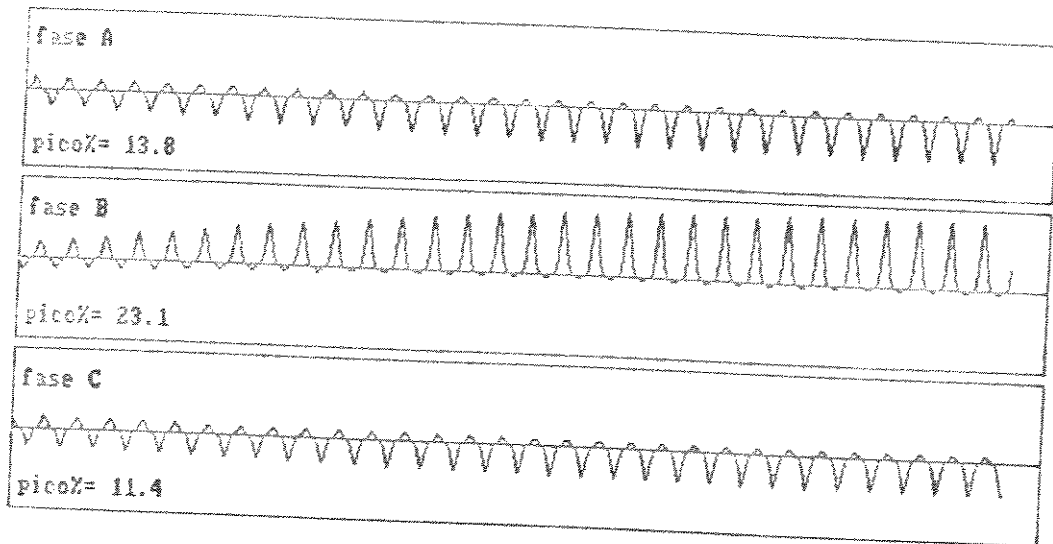
A figura VII.6 mostra os resultados obtidos considerando-se inicialmente o enrolamento primário conectado em estrela aterrada. Novamente pode-se constatar a presença de todos os harmônicos nas corrente magnetizantes de linha, possuindo componentes em todas as seqüências de fase. Entretanto, se o enrolamento primário estiver conectado em triângulo, os harmônicos pares da corrente magnetizante de linha se apresentam sempre de forma equilibrada e, de um modo geral, com seqüência de fase inversa àquela verificada para condições de injeções CC equilibradas, como ilustra a figura VII.7.

#### VII.4 - CONSIDERAÇÕES SOBRE NÚCLEOS TRIFÁSICOS.

Nos sistemas de potência, sobretudo por razões econômicas, os transformadores trifásicos constituídos por núcleos de três colunas são mais frequentemente utilizados do que os bancos de três unidades monofásicas. Desta forma, embora os resultados obtidos para os bancos forneçam uma boa indicação do comportamento de transformadores trifásicos sob dupla excitação CA/CC, as situações magnéticas específicas encontradas com

| ESPECTRO fase a-b-c |       | N  | ia -- (%/g)  | ib -- (%/g)  | ic -- (%/g)  |
|---------------------|-------|----|--------------|--------------|--------------|
| 1                   | ===== | 0  | -5.00        | 9.00         | -4.00        |
| 2                   | ===== | 1  | 7.41 90.0    | 11.51 -30.0  | 6.51 210.0   |
| 3                   | ===== | 2  | 3.55 180.0   | 6.40 -240.0  | 2.84 60.0    |
| 4                   | ===== | 3  | 2.07 270.0   | 3.21 -90.0   | 1.82 270.0   |
| 5                   | ===== | 4  | 0.61 180.0   | 1.10 -120.0  | 0.49 300.0   |
| 6                   | ===== | 5  | 0.24 90.0    | 0.37 -150.0  | 0.21 330.0   |
| 7                   | ===== | 6  | 0.05 0.0     | 0.09 0.0     | 0.04 0.0     |
| 8                   | ===== | 7  | 0.01 0.0     | 0.02 0.0     | 0.01 0.0     |
| 9                   | ===== | 8  | 0.00 0.0     | 0.00 0.0     | 0.00 0.0     |
| 10                  | ===== | 9  | 0.00 0.0     | 0.00 0.0     | 0.00 0.0     |
| 11                  | ===== | 10 | 0.00 0.0     | 0.00 0.0     | 0.00 0.0     |
| 12                  | ===== |    | SEQ. 0 (%/G) | SEQ. + (%/G) | SEQ. - (%/G) |
| 13                  | ===== | 1  | 1.54 -159.7  | 3.40 0.0     | 1.54 -159.7  |
| 14                  | ===== | 2  | 3.21 146.3   | 0.0 0.0      | 3.21 146.3   |
| 15                  | ===== | 3  | 2.37 0.0     | 0.43 0.0     | 0.43 0.0     |
| 16                  | ===== | 4  | 0.55 146.3   | 0.00 0.0     | 0.55 146.3   |
| 17                  | ===== | 5  | 0.00 0.0     | 0.05 0.0     | 0.05 0.0     |
| 18                  | ===== | 6  | 0.00 0.0     | 0.02 0.0     | 0.02 0.0     |

(a) - regime permanente.

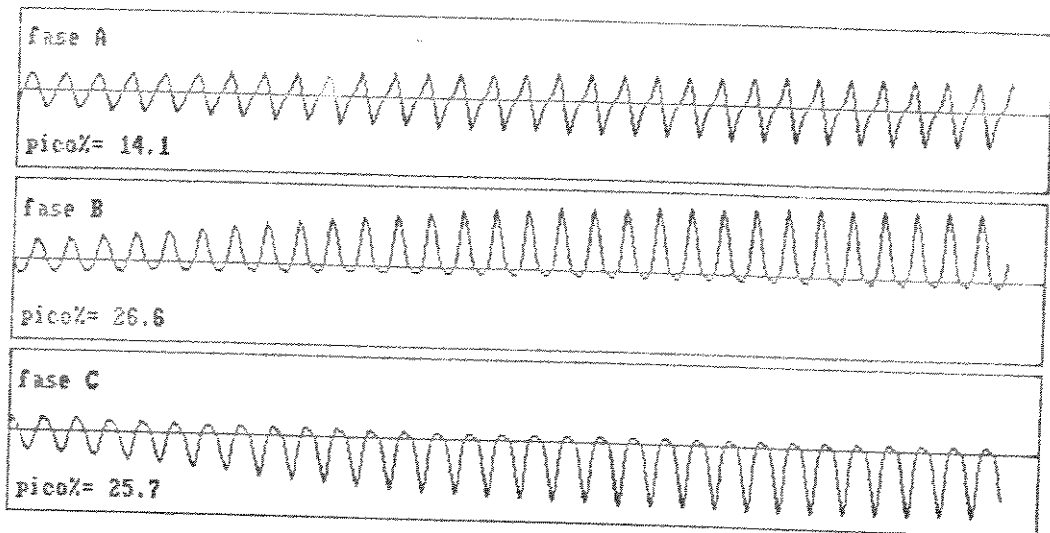


(b) - regime transitório.

Figura VII.6 - Correntes magnetizantes de linha para o primário conectado em estrela aterrada,  $I_{sc1} = -5\% I_{nom}$ ,  $I_{sc2} = 9\% I_{nom}$  e  $I_{sc3} = -4\% I_{nom}$ .

| ESPECTRO fase a-b-c |       | N  | ia -- (%/g) | ib -- (%/g) | ic -- (%/g) |
|---------------------|-------|----|-------------|-------------|-------------|
| 1                   | ===== | 0  | -0.58       | 0.68        | -7.51       |
| 2                   | ===== | 1  | 6.96        | 62.1        | 9.13        |
| 3                   | ===== | 2  | 3.21        | 286.3       | 3.21        |
| 4                   | ===== | 3  | 0.14        | 270.0       | 0.81        |
| 5                   | ===== | 4  | 0.55        | 153.7       | 0.55        |
| 6                   | ===== | 5  | 0.22        | 117.9       | 0.29        |
| 7                   | ===== | 6  | 0.01        | 0.0         | 0.07        |
| 8                   | ===== | 7  | 0.01        | 0.0         | 0.02        |
| 9                   | ===== | 8  | 0.03        | 0.0         | 0.03        |
| 10                  | ===== | 9  | 0.00        | 0.0         | 0.00        |
|                     |       | 10 | 0.00        | 0.0         | 0.00        |
| 7:                  |       |    | SEQ.0 (%/G) | SEQ.+ (%/G) | SEQ.- (%/G) |
| 8:                  |       | 1  | 0.00        | 0.0         | 1.54        |
| 9:                  |       | 2  | 0.00        | 0.0         | 0.00        |
| 10:                 |       | 3  | 0.00        | 0.0         | 0.00        |
|                     |       | 4  | 0.00        | 0.0         | 0.43        |
|                     |       | 5  | 0.00        | 0.0         | 0.00        |
|                     |       | 6  | 0.00        | 0.0         | 0.55        |
|                     |       | 7  | 0.05        | 0.0         | 0.27        |
|                     |       | 8  | 0.00        | 0.0         | 0.02        |

(a) - regime permanente.

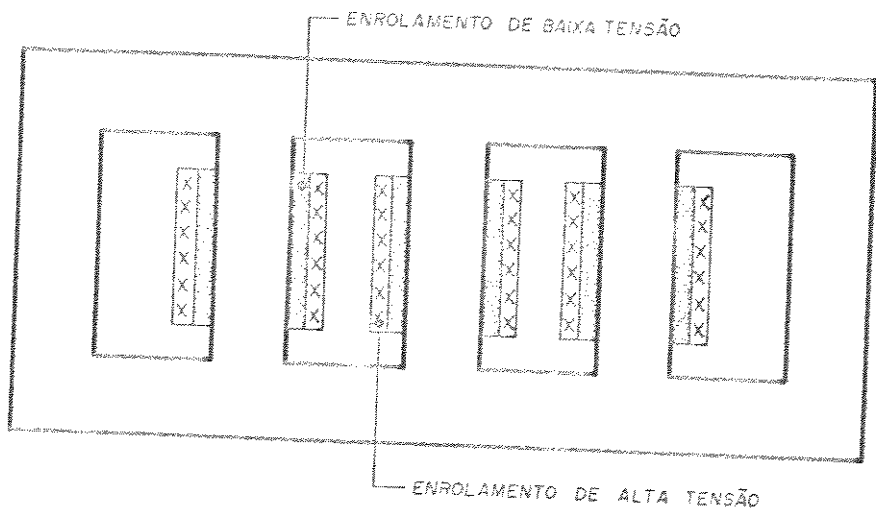


(b) - regime transitório.

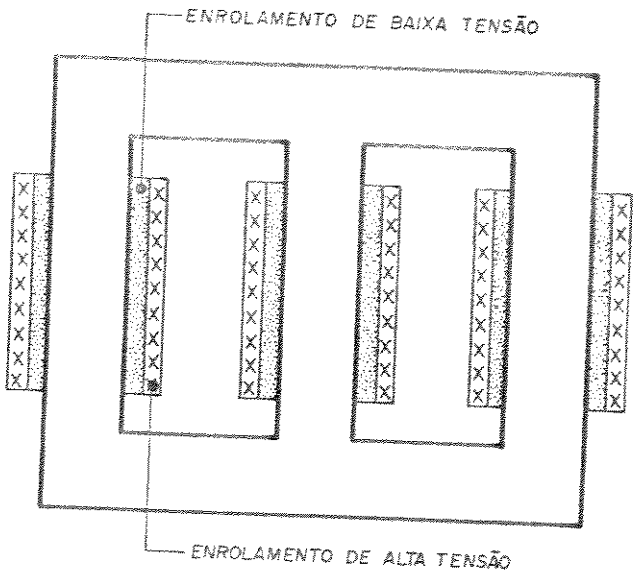
Figura VII.7 - Correntes magnetizantes de linha para o primário conectado em triângulo.  $I_{sc1} = -5\% I_{nom}$ ,  $I_{sc2} = 9\% I_{nom}$  e  $I_{sc3} = -4\% I_{nom}$ .

diferentes arranjos magnéticos devem ser individualmente considerados e modelados.

Neste sentido, as figuras VII.8(a) e (b) indicam as configurações construtivas associadas ao denominado transformador trifásico de cinco e três colunas, respectivamente.



(a) - núcleo de cinco colunas (ou envolvente).



(b) - núcleo de três colunas (ou envolvido).

Figura VII.8 - Arranjos magnéticos típicos para transformadores trifásicos.

Embora as duas formas sejam apresentadas, deve-se destacar que o caso ilustrado na figura VII.8(a) é raramente encontrado.

Respeitando pois a natureza construtiva dos núcleos, há de se concluir sobre uma forte inter-relação magnética quando do aparecimento de componentes contínuas nas fases a, b, e c de seus enrolamentos, e os efeitos magnéticos resultantes. Estudos preliminares indicam uma menor dependência magnética para o transformador com núcleo de cinco colunas, visto que, neste caso a utilização das colunas externas tende a oferecer um caminho magnético que cria condições operativas, em muitos casos, semelhantes àquelas constituídas para os bancos monofásicos. Todavia, o mesmo não ocorre com o núcleo de três colunas. Nestes, há uma forte interdependência magnética entre as três fases, fato este que indica a necessidade de investigações mais profundas.

## VII.5 - CONCLUSÕES.

Alguns aspectos relativos ao comportamento dos transformadores trifásicos com excitações magneticamente assimétricas, foram abordados neste capítulo.

Para os transformadores trifásicos do tipo banco de três monofásicos, verificou-se que a total independência magnética permite que os modelos monofásicos sejam estendidos, para estes arranjos, de uma forma imediata. Destaca-se, entretanto, que para casos onde o tipo de conexão empregada não permite a circulação de correntes de sequência zero, a metodologia deve sofrer algumas adaptações. Nestes casos, a distorção resultante no fluxo magnético invalida a aplicabilidade da modelagem anteriormente desenvolvida. Todavia, estes tipos de conexões são raramente empregadas em transformadores trifásicos do tipo banco de três monofásicos de dois enrolamentos, sendo reservadas ao caso de transformadores trifásicos de três enrolamentos, onde se garante um fluxo senoidal através da utilização do terceiro enrolamento conectado em triângulo. Nestas

aplicações, a metodologia anteriormente desenvolvida pode ainda ser usada a partir de algumas adaptações.

Uma vez constatada as condições de aplicabilidade dos modelos e feitas as devidas adaptações procedeu-se a análise do comportamento das correntes de magnetização de linha, para estes arranjos, considerando-se diferentes tipos de conexões entre os enrolamentos primário e secundário.

Com relação ao conteúdo harmônico injetado no sistema por estes transformadores trifásicos sob dupla excitação, verificou-se que, na presença de uma excitação CC equilibrada no enrolamento secundário, as componentes harmônicas da corrente magnetizante primária também se distribuem de forma equilibrada entre as fases. Para estes casos verificou-se que os componentes sequências destas correntes de linha se apresentam conforme previsto pela teoria clássica. Particularmente, para o caso onde o primário foi conectado em triângulo no primário, constatou-se, como esperado, a ausência das componentes harmônicas múltiplas de três. Para uma injeção CC desequilibrada, os harmônicos das correntes de alimentação também se apresentam desequilibrados. No caso onde se admite injeções CC provenientes de equipamentos que operam sem conexão à terra, ou seja, o somatório das correntes CC injetadas é nulo, observou-se que a utilização de conexões em triângulo no enrolamento primário faz com que as harmônicas pares se apresentem de forma equilibrada.

Com respeito aos transformadores trifásicos do tipo três ou cinco colunas, verificou-se que a interação entre os fluxos magnéticos exigem que sejam desenvolvidas modelagens específicas que levem em consideração tal efeito. Neste sentido, este trabalho apresenta apenas algumas considerações preliminares sobre o assunto, destacando sua importância para estudos futuros.

## CAPÍTULO VIII

### CONCLUSÕES GERAIS

Conforme estabelecido ao longo dos capítulos anteriores, este trabalho objetivou: identificar as principais fontes de componente CC nos sistemas CA, desenvolver modelagens mais adequadas para o estudo da dupla excitação CA/CC em transformadores de potências, realizar estudos experimentais que ilustrem o fenômeno da dupla excitação e verificar a validade dos modelos teóricos, analisar os principais efeitos da dupla excitação nos transformadores e nos sistemas elétricos de um modo geral, bem como, abordar algumas questões relativas aos transformadores trifásicos sob dupla excitação. Neste sentido, apresenta-se a seguir a síntese das principais conclusões extraídas das investigações e resultados obtidos.

- (a) - com relação as fontes CC, constatou-se que as maiores injeções de corrente contínua nos sistemas CA se devem a fenômenos ligados à induções geomagnéticas. Tais ocorrências são mais afeitas ao hemisfério norte e portanto para o caso brasileiro tais efeitos são pouco prováveis. Dos diversos estudos realizados, verificou-se que, de um modo geral, os níveis de componentes CC injetados são extremamente variáveis e imprevisíveis. Entretanto, na questão relativa a operação anormal de cargas tiristorizadas, níveis da ordem 2% ou 3% são mínimos razoáveis para a estimativa de efeitos máximos.

- (b) - foram abordados os aspectos gerais ligados à dupla excitação CA/CC nos transformadores de potência, em regime permanente. Analisou-se os fundamentos físicos que cercam o referido fenômeno, bem como, as principais referências que tratam as modelagens matemáticas. Uma vez constatadas as limitações, apresentou-se uma metodologia de cálculo mais adequada para o estudo do fenômeno em questão. Dentre os avanços apresentados destaca-se a melhoria da representação da não linearidade magnética e a inclusão dos efeitos desmagnetizantes provocados pela resistência elétrica e reatância de dispersão primária. A partir dos resultados obtidos através do programa de simulação digital desenvolvido, constatou-se a dependência aproximadamente linear entre as amplitudes dos harmônicos e os níveis CC injetados, principalmente para aqueles de mais baixas ordens. Verificou-se também a ineficiência de práticas tais como: operação com densidades nominais de fluxos menores, sobre-dimensionamento do núcleo magnético, no sentido de atenuar os níveis harmônicos gerados.
- (c) - estudou-se o comportamento transitório da corrente magnetizante em transformadores de potência sob dupla excitação CA/CC enfocando, inicialmente, o problema sob o ponto de vista físico. A partir dos princípios básicos que relacionam o fluxo médio com a corrente magnetizante, desenvolveu-se uma formulação analítica que permitiu a investigação dos inter-relacionamentos existentes entre os níveis de injeção CC e demais parâmetros do transformador com os valores de pico atingidos, e duração do regime transitório. A modelagem incorporou os efeitos desmagnetizantes provocados



pela resistência e reatância do enrolamento primário, os quais foram ignorados nas publicações anteriores. Este fato mostrou-se particularmente relevante para a eliminação de altas taxas de variação anteriormente encontrada para as correntes magnetizantes, o que contribuiu para uma avaliação mais confiável dos valores de pico e dos harmônicos de mais altas ordens. Pelos resultados obtidos, verificou-se que o período transitório deste fenômeno é relativamente longo, podendo estender-se por vários minutos e foi também constatada sua dependência inversa com os níveis de injeção CC. Foram investigadas algumas questões relativas a influência dos parâmetros do transformador no comportamento transitório das correntes magnetizantes e, neste sentido, constatou-se que a resistência elétrica do enrolamento primário é o parâmetro mais relevante a ser considerado em estudos desta natureza.

(d) - foram realizadas inúmeras medições no sentido de verificar experimentalmente as dependências entre os valores de pico da corrente magnetizante e seus conteúdos harmônicos para diferentes condições de excitação CA e CC. Pelos resultados obtidos constatou-se, novamente, a dependência linear dos harmônicos de baixa ordem com as injeções CC, bem como a ineficiência de eventuais soluções através da sub-saturação ou sobre-dimensionamento do núcleo magnético. O desempenho dos modelos teóricos foi testado sob vários aspectos e, pelo nível de compatibilidade entre os resultados teóricos e experimentais pode-se dizer que a modelagem proposta é adequada para estudos de dupla excitação em transformadores de potência. Destaca-se que a incorporação dos efeitos desmagnetizantes e da modelagem mais elaborada para a não linearidade magnética,

contribuiu significativamente para o bom desempenho do modelo matemático.

- (e) - com relação aos efeitos provocados pela dupla excitação verificou-se que, para o transformador, o problema se manifesta no sentido de alterar suas perdas nominais. Entretanto, estes problemas somente atingem proporções significativas para altos níveis de injeção CC. Neste sentido, efeitos tais como o aquecimento localizado e perdas de vida útil, estão ligados a níveis de injeções CC compatíveis com induções geomagnéticas. Com relação aos efeitos sobre os sistemas elétricos como um todo, destacam-se apenas questões relativas à geração de harmônicos e com a operação inadequada dos sistemas de proteção diferencial. Os demais, como por exemplo, aumento do fluxo de reativos e oscilações de tensão, somente apresentam algumas preocupações quando da existência de altas injeções CC.
- (f) - apresentou-se alguns aspectos ligados ao estudo da dupla excitação CA/CC sob o ponto de vista trifásico. Considerando a independência dos circuitos magnéticos foi possível estender os modelos monofásicos para o estudo dos transformadores trifásicos do tipo banco de transformadores monofásicos. Nas simulações apresentadas foram abordadas questões relativas ao comportamento transitório e de regime permanente das correntes de linha para diversas condições de injeção CC e diferentes conexões entre os enrolamentos primário e secundário. Com relação a transformadores trifásicos de três e cinco colunas verificou-se que, de um modo geral, a metodologia desenvolvida para os monofásicos

condições, as interações entre os fluxos magnéticos no núcleo invalidam as considerações teóricas estabelecidas no desenvolvimento dos modelos. Para estes casos deve ser desenvolvido um tratamento analítico específico que considere tais interações.

Finalmente, destaca-se os seguintes temas para futuras investigações:

- desenvolvimento de modelos adequados para o tratamento do problema da dupla excitação de transformadores com núcleos trifásicos de três e cinco colunas;
- estudo dos aquecimentos localizados e perda de vida útil em transformadores de potência sob dupla excitação CA/CC.

## APÊNDICE A

## VALOR MÉDIO DA CORRENTE DEVIDO AOS INTERVALOS DE COMUTAÇÃO.

O circuito equivalente estabelecido durante a comutação de um tiristor genérico  $m$  para outro tiristor genérico  $n$ , é dado na figura A.1.

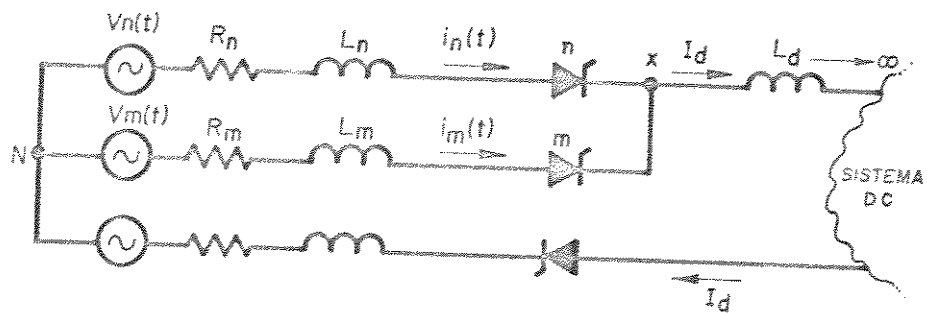


Figura A.1 - circuito equivalente de comutação  
 $m$  - interrompendo a condução  
 $n$  - iniciando a condução

Pelo circuito equivalente conclui-se:

$$v_{xN} = v_n(t) - R_n i_n(t) - L_n \frac{di_n(t)}{dt}; \quad (\text{A.1})$$

$$v_{xN} = v_m(t) - R_m i_m(t) - L_m \frac{di_m(t)}{dt}; \quad (\text{A.2})$$

$$i_n(t) + i_m(t) = I_d; \quad (\text{A.3})$$

Da expressão (A.3), vem:

$$\frac{di_n(t)}{dt} = \frac{di_m(t)}{dt}; \quad (\text{A.4})$$

A partir das expressões (A.1), (A.2) e (A.3), obtém-se:

$$v_n(t) - v_m(t) = R_{nm} i_n(t) - L_{nm} \frac{di_n(t)}{dt} - R_m I_d; \quad (\text{A.5})$$

$$\text{onde: } R_{nm} = R_n + R_m;$$

$$L_{nm} = L_n + L_m.$$

Considerando-se as tensões de alimentação sendo dadas por:

$$v_n(t) = \sum_{j=1}^{j=\infty} \hat{V}_{nj} \text{sen}(j\omega t + \beta_{nj}); \quad (\text{A.6})$$

$$v_m(t) = \sum_{j=1}^{j=\infty} \hat{V}_{mj} \text{sen}(j\omega t + \beta_{mj}); \quad (\text{A.7})$$

onde:  $\hat{V}_{nj}, \hat{V}_{mj}$  - valores de pico dos  $j$ -ésimos harmônicos das tensões da fase  $n$  e  $m$  respectivamente;

$\beta_{nj}, \beta_{mj}$  - ângulos de fase dos  $j$ -ésimos harmônicos das tensões da fase  $n$  e  $m$  respectivamente.

Desprezando-se as resistências elétricas  $R_n$  e  $R_m$  na expressão (A.5) tem-se:

$$i_n(t) = \frac{1}{L_{nm}} \int [v_n(t) - v_m(t)] dt. \quad (\text{A.8})$$

A partir das expressões (A.6) e (A.7), obtém-se:

$$v_n(t) - v_m(t) = \sum_{j=1}^{j=\infty} [\hat{V}_{nj} \text{sen}(j\omega t + \beta_{nj}) - \hat{V}_{mj} \text{sen}(j\omega t + \beta_{mj})];$$

ou ainda: (A.9)

$$v_n(t) - v_m(t) = \sum_{j=1}^{j=\infty} \hat{V}_{nmj} \text{sen}(j\omega t + \beta_{nmj}); \quad (\text{A.10})$$

onde:  $\hat{V}_{nmj}$  - valor de pico do  $j$ -ésimo componente harmônico da tensão de linha, definida pelas fases envolvidas no processo de comutação;

$\beta_{nmj}$  - ângulo de fase do  $j$ -ésimo componente harmônico da tensão de linha, definida pelas fases envolvidas no processo de comutação.

Substituindo-se (A.10) em (A.8) resulta:

$$i_n(t) = - \frac{1}{L_{nm}} \sum_{j=1}^{j=\infty} \frac{\hat{V}_{nmj}}{j\omega} \cos(j\omega t + \beta_{nmj}) + C. \quad (\text{A.11})$$

Sabendo-se que para  $t = \theta_{di}/\omega$ ,  $i_n(t) = 0$ , tem-se:

$$C = \sum_{j=1}^{j=\infty} \frac{\hat{V}_{nmj}}{j\omega L_{nm}} \cos(j\theta_{di} + \beta_{nmj}); \quad (\text{A.12})$$

onde:  $\theta_{di}$  - ângulo do  $i$ -ésimo disparo.

Substituindo-se pois, (A.12) em (A.11), tem-se:

$$i_n(t) = \frac{\hat{V}_{nmj}}{j\omega L_{nm}} \sum_{j=1}^{j=\infty} \left[ \cos(j\theta_{di} + \beta_{nmj}) - \cos(j\omega t + \beta_{nmj}) \right]. \quad (\text{A.13})$$

Utilizando-se então a expressão (A.13), que representa a corrente de comutação para a válvula que entra em condução, o valor médio produzido neste intervalo de comutação é calculado a partir da expressão (A.14).

$$CO_i = \int_0^{\mu_i/\omega} i_n(t) dt. \quad (\text{A.14})$$

Finalmente, substituindo-se (A.13) em (A.14) e calculando-se a integral obtém-se:

$$CO_i = \sum_{j=1}^{j=\infty} \frac{\hat{V}_{nmj}}{j\omega L_{nm}} \left[ \mu_i \cos(\varphi_{nm}) + \text{sen}(\varphi_{nm}) - \text{sen}(\varphi_{nm} + j\mu_i) \right]; \quad (\text{A.14})$$

onde:  $\varphi_{nm} = j\theta_{di} + \beta_{nmj}$ ;

$CO_i$  - valor médio produzido pela corrente da tiristor que entra em condução, durante o  $i$ -ésimo intervalo de comutação.

## VALOR MÉDIO DA CORRENTE DEVIDO AS HARMÔNICAS NO LADO CC,

As contribuições das flutuações da corrente  $I_d$  ("ripple"), para as componentes contínuas estabelecidas no lado de corrente alternada, são calculadas considerando-se o seu conteúdo harmônico, ou seja, a corrente no lado CC da instalação conversora é admitida como sendo dada pela expressão (B.1).

$$i_d(t) = I_d + \sum_{j=1}^{j=\infty} \hat{I}_{dj} \text{sen}(j\omega t + \lambda_j); \quad (\text{B.1})$$

onde:  $I_d$  - corrente média no lado CC;  
 $\hat{I}_{dj}$  - valor de pico do j-ésimo componente harmônico da corrente no lado CC;  
 $\lambda_j$  - ângulo de fase do j-ésimo componente harmônico da corrente no lado CC.

Assim o j-ésimo componente harmônico da flutuação da corrente  $i_d(t)$ , pode produzir uma componente média, por exemplo na corrente da fase A do sistema alimentador, definido por:

$$I_{a0}'' = \frac{50}{\pi I_d} (A_0^+ - A_0^-); \quad (\text{B.2})$$



$$\text{onde: } A_0^+ = \int_{\theta_1/\omega}^{\theta_3/\omega} \hat{I}_{dj} \operatorname{sen}(j\omega t + \lambda_j) dt;$$

$$A_0^- = \int_{\theta_4/\omega}^{\theta_6/\omega} \hat{I}_{dj} \operatorname{sen}(j\omega t + \lambda_j) dt;$$

$I_{a0}'''$  - valor da componente média em porcentagem da corrente  $I_d$ ;

$$\theta_i = \theta_{di} + \mu_i;$$

$\theta_{di}$  - ângulo do  $i$ -ésimo disparo;

$\mu_i$  - ângulo da  $i$ -ésima comutação.

Calculando-se as integrais e substituindo-se na expressão (B.2), a contribuição total da flutuação para a componente média da corrente de alimentação na fase A, pode ser calculada por:

$$I_{a0}''' = \frac{50}{I_d \pi} \sum_{j=1}^{j=\infty} \frac{\hat{I}_{dj}}{j} [\Delta_{1aj} \cos(\lambda_j) + \Delta_{2aj} \operatorname{sen}(\lambda_j)];$$

(B. 3)

$$\text{onde: } \Delta_{1aj} = \cos(j\theta_3) - \cos(j\theta_1) - \cos(j\theta_6) + \cos(j\theta_4);$$

$$\Delta_{2aj} = \operatorname{sen}(j\theta_1) - \operatorname{sen}(j\theta_3) - \operatorname{sen}(j\theta_4) + \operatorname{sen}(j\theta_6).$$

Para as demais fases do sistema alimentador as contribuições são obtidas por procedimento análogo.

## APÊNDICE C

## VALOR MÉDIO DAS CORRENTES DE ALIMENTAÇÃO NOS REATORES CONTROLADOS.

As expressões que representam os pulsos positivo e negativo das correntes nos reatores controlados, são dadas por (C.1) e (C.2), respectivamente, conforme estabelecido na referência [12].

$$i_1(\theta) = \hat{I} [ \text{sen}(\theta - \theta_c) - e^{-\tau(\theta - \alpha)} \text{sen}(\theta_c - \alpha) ]; \quad (\text{C.1})$$

$$i_2(\theta) = \hat{I} [ \text{sen}(\theta - \theta_c) - e^{-\tau(\theta - \gamma)} \text{sen}(\gamma - \theta_c) ]; \quad (\text{C.2})$$

$$\text{onde: } \hat{I} = \frac{\hat{V}}{[(R^2 + (\omega L)^2)^{1/2}]};$$

$\hat{V}$  - valor de pico da tensão no reator;

$\theta_c = \text{tg}^{-1}(\omega L/R)$ ;

$\gamma = \alpha + \delta + \pi$ ;

$\alpha$  - ângulo de disparo;

$\delta$  - desvio de disparo;

$L$  - indutância do reator;

$R$  - resistência elétrica do reator;

$\tau = R/\omega L$ .

A componente média da corrente no reator é calculada por:

$$I_o = (A_o^+ + A_o^-)/2\pi; \quad (\text{C.3})$$

onde:

$$A_0^+ = \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_1(\theta) d\theta \quad (\text{pulso positivo});$$

$$A_0^- = \int_{\theta_3}^{\theta_4} i_2(\theta) d\theta \quad (\text{pulso negativo});$$

$\theta_i$  - ângulos limites dos pulsos positivo e negativo.

Calculando-se as integrais e substituindo-se os resultados obtidos na expressão (C.3), tem-se:

$$I_0 = \frac{\hat{I}}{2\pi} \left[ \Delta E - \sum_{i=1}^{i=4} (-1)^i \cos(\theta_i) \cos(\theta_c) - \sum_{i=1}^{i=4} (-1)^i \sin(\theta_i) \sin(\theta_c) \right];$$

$$\text{onde: } \Delta E = \sin(\alpha - \theta_c) e^{-\tau(\theta - \alpha)} \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} + \sin(\gamma - \theta_c) e^{-\tau(\theta - \gamma)} \Big|_{\theta_3}^{\theta_4}.$$

Para as demais fases do sistemas alimentador as componentes médias são obtidas por procedimento análogo.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] - YACAMINI, R. ; OLIVEIRA, J.C. - " Harmonic Produced by Direct Current in Converter Transformers". Proc. IEE, Vol. 125, n° 9, September, 1978.
- [02] - EMANUEL, A.E. ; PILEGGI, D.J. ; LEVITSKY, F.J. - " Direct Current Generation in Single-Phase Residential Systems : DC Effects and Permissible Levels". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol PAS-103, n° 8, August, 1984.
- [03] - BOLDUC, L. ; AUBIN, J. - " Effects of Direct Current in Power Transformers - Part I: A General Theoretical Approach". Electric Power Systems Research, Vol. 1, pp, 291-298, 1978.
- [04] - YACAMINI, R. ; OLIVEIRA, J. C. - " Core Saturation Transients Caused by Converter Firing Unbalance". Proc. IEE, Vol. 126, n° 3, march 1979.
- [05] - ALBERTON, V.D. - " Solar Induced Current in Power Systems : Cause and Effects". IEEE-PES, Summer Meeting, San Francisco, California, July, 1972.
- [06] - BOLDUC, L. ; AUBIN, J. - " Effects of Direct Current in Power Transformers - Part II: Simplified Calculation of Large Transformers". Electric Power Systems Research, Vol.1, pp, 299-304, 1978.
- [07] - TAY, H.C.; SWIFT,G.W.- "On the Problem of Transformer Overheating due to Geomagnetically Induced Currents". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, N°1, january 1985.
- [08] - KIMBARK, E.W. - " Direct Current Transmission". Vol. 1, book, Wiley - Interscience, New York, 1971.
- [09] - DEWAN, S.B. - " Power Semiconductor Circuits". Book, Wiley -Interscience, New York, 1982.
- [10] - MILLER, T.J.E. - " Reactive Power Control in Electric Systems". Book, Wiley - Interscience, New York, 1982.

- [111] - OLIVEIRA, J.C. - " Multiple Converter Harmonic calculations With Non-Ideal Conditions". Ph.D Tesis UMIST, november, 1978.
- [112] - OLIVEIRA, L.C.O. - " Cálculo Trifásico de Harmónicos Gerados por Conversores e Compensadores Estáticos". Tese de Mestrado, EFEI, Itajubá, 1983.
- [113] - TAY, H. ; SWIFT, G.W. - " A Novel Method of Detecting Asymmetrical Transformer Core Saturation Due to GIC". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, n° 1, January, 1984.
- [114] - PIRJOLA, R. - " On Current Induced in Power Transmission Systems During Geomagnetic Variations". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, n° 10, October, 1985.
- [115] - ALBERTON, V.D ; BAELEN, J.A.V. - " Electric and Magnetic Fields at The Earth's Surface Due Auroral Currents". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, n° 4, April, 1970.
- [116] - MIT - " Magnetic Circuits and Transformers". 10<sup>a</sup>Ed., New York, Wiley, 1955.
- [117] - BESSONOV, L. - "Applied Electricity for Engineers". MIR Publishers, Moscow, 1973.
- [118] - EMANUEL ,A.E.; SZABADOS,B. - " Effect of Voltage and Current Distortion on Iron and Copper Losses". IEEE, Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS- 103, n° 8, August, 1984.
- [119] - NAKATA, T.; ISHIHARA, Y.; NAKANO, M. - "Iron Losses of Silicon Steel Core Produced by Distorted Flux". Electrical Engineering in Japan, vol. 90, N° 1, 1970.
- [120] - NEWBURY, R.A. - "Prediction of Loss in Silicon Steel from Distorted Waveforms". IEEE Transactions on Magnetism, vol. MAG-14, N° 4, July, 1978.
- [121] - HSU, J.S.; WOODSON, H.H.; LIU, S. - "Experimental Study of Harmonic Flux Effects in Ferromagnetic Materials". IEEE Transactions on Magnetism vol. MAG-25, N° 3, may 1989.

- 1
- [22] - HWANG, M.S.; GRADY, W.; SANDERS, H.W. - "Distribution Transformer Winding Losses due to Nonsinusoidal Currents". IEEE Transactions on Power Delivery, - vol. PWRD-2, N<sup>o</sup> 1, Jan. 1987.
- [23] - EMANUEL, A.E.; WANG, X. - "Estimation of Loss of Life of Power Transformers Supplying Nonlinear Loads". IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, N<sup>o</sup>3, March 1985.
- [24] - OLIVEIRA, J.C.; COGO, J.R.; ABREU, J.P.G - "Transformadores - Teoria e Ensaio. Livro, Editora Edgard Blucher Ltda, 1984.
- [25] - ARRILLAGA, J.; BRADLEY, D.A.; BODGER, P.S. - " Power System Harmonics". Book, John Wiley & Sons, 1985.
- [26] - MASON, C.R. - "El Arte y la Ciencia de la Proteccion por Relevadores. Companhia Editorial Continental, S.A., México.
- [27] - EMANUEL, A.E.; CHANDRA, H.M.; LEVITSKY, F.J. - " Current Transformer Accuracy on Asymmetrically Triggered Thyristorized Circuits". IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-99, N<sup>o</sup> 1, Jan./Feb., 1980.
- [28] - KOZLOWISK, M.; TUROWSKI, J. - " Stray Losses and Local Overheating Hazard in Transformers". International Conference on Large High Tension Electric Systems, Paris, August, 1972.

Oliveira, J.C.; Oliveira, L.C.O.;- " Considerações Físicas e Modelagem do Fenômeno da Excitação Simultânea CA/CC em Transformadores de Potência. Trabalho apresentado (artigo convidado) no II Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação e Expansão Elétrica, realizado no período de 21 à 25 de agosto de 1989, São Paulo, Brasil.

Oliveira, J.C.; Oliveira, L.C.O.;- " Análise Transitória e em Regime Permanente de Transformadores Sob Excitações Simultâneas CA e CC ". Trabalho apresentado no X Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, realizado no período de 01 à 05 de outubro de 1989, Curitiba, Paraná.

Oliveira, J.C.; Oliveira, L.C.O.; Miskulin M.S.- " Physical Considerations and Modelling of the AC/DC Double Excitation in Power Transformers". Artigo aprovado pelo IEEE/ Power Engineering Society 1990 para apresentação na International Conference on Harmonics in Power Systems (ICHPS), a ser realizada em Budapeste, Hungria, no período de 04 à 06 de outubro de 1990.