

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA

AVALIAÇÃO ESTIMATIVA DE PERDA DE VIDA ÚTIL EM
TRANSFORMADORES SUBMETIDOS ÀS DISTORÇÕES
HARMÔNICAS.

Dissertação apresentada a Universidade Federal de Uberlândia por
Simone Cristina Nunes Araújo, como parte dos requisitos para a obtenção do título
de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada em 30 de agosto de 1994, pela
seguinte banca examinadora:

Prof. Milton Itsuo Samesima , Dr. (UFU) Orientador

Prof. José Carlos de Oliveira, PhD (UFU)

Prof. Ivan Marques de Toledo Camargo, Dr. (UnB)

DIRBI/UFU

621.314 A663a /TES/FU
04339/95



1000022551

Uberlândia, 30 de agosto de 1994

**AVALIAÇÃO ESTIMATIVA DE PERDA DE VIDA ÚTIL EM
TRANSFORMADORES SUBMETIDOS ÀS DISTORÇÕES
HARMÔNICAS.**

Dissertação apresentada a Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Milton Itsuo Samesima-Orientador

Haroldo Rodrigues de Azevedo-Coordenador

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA	
DIRBI - DIRETORIA DE BIBLIOTECAS	
Procedência.....
Valor R\$.....	doação.....
Escr. an.....	95.....
C.F.D.....
N. Fiscal.....
Reg.....	4339/95 Data 17 10 95
Vol.....	Ex 1

FU-000056 10-7

A Deus , meu senhor e meu guia.

Aos meus pais Maria Nely e Alfredo
Júlio , e à minha tia Maria Aparecida
pela atenção, paciência e incentivo.

AGRADECIMENTOS

- Ao professor Milton Itsuo Samesima, pela paciência , orientação e incentivo para a realização deste trabalho.
- À Maria Edith Alcântara Rufino, secretária do curso de Mestrado, pela colaboração e apoio.
- Ao Eng. José Carlos Mendes da ASEA BROWN BOVERI e ao Eng. Deusdete Braga da TRAFOS EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS S.A pelas valiosas informações técnicas que muito contribuíram na elaboração deste trabalho.
- Aos Professores Néson Sadowisk e João Pedro Assumpção Bastos da Universidade Federal de Santa Catarina.
- Aos amigos , especialmente Ana Cláudia André e Robson Baptista, pelo companherismo e paciência .
- Ao CNPq e a UFU pelo apoio financeiro.

RESUMO

Esta dissertação, envolvida com questões e efeitos associados à área de harmônicos em sistemas elétricos de potência, analisa a perda de vida útil de transformadores face a sinais elétricos distorcidos.

Um estudo das características térmicas do transformador e sua dependência com a frequência é descrito, e dois métodos são utilizados para estimar a perda de vida útil em transformadores através de simulação digital : EFCAD- Método dos elementos finitos e um outro programa desenvolvido em linguagem C.

Os objetivos desta dissertação são:

- estimar a perda de vida útil em transformadores através de um programa de simulação digital.
- comparação dos resultados obtidos com a aplicação dos métodos dos elementos finitos e o método convencional.

ABSTRACT

This dissertation presents studies associated to transformer loss of life under non-sinusoidal supply by using a finite element and a conventional approaches.

A comprehensive study of transformer thermal characteristics and their dependence with the supply frequency is described and two methods are used to estimate the transformer loss of life through digital programs, named: EFCAD and other developed in C Language.

The aims of this dissertation are:

- Evaluation of transformer's loss of life by means of a digital programs;
- Comparison of results obtained with finite element method and conventional method.

SUMÁRIO

Capítulo 1 - Considerações Gerais sobre Harmônicas em Sistemas de Potência

1.1-Introdução	01
1.2- Conceituação de Harmônicas	01
1.3- Fontes Harmônicas	02
1.4-Medições das Componentes Harmônicas	05
1.4.1- Método Simples para Constatação de Correntes e Tensões Harmônicas	05
1.4.2- Medição através de Analisadores de Harmônicos e de Espectros	06
1.4.3- Instrumentos Auxiliares na Detecção de Harmônicos	08
1.5- Efeitos das Componentes Harmônicas nos Equipamentos	09
1.6- Estado da Arte em Perda de Vida Útil em Transformadores	13
1.7- Proposta de Estudo	14

Capítulo 2- Considerações Físicas de Transformadores de Potência em

Condições Nominais e Submetidos às Distorções Harmônicas.

2.1- Introdução	16
2.2- Características Construtivas do Transformador	17

2.2.1- O Núcleo	18
2.2.2- Os Enrolamentos	20
2.2.3- Refrigeração e Isolamento	22
2.3- O Transformador Operando à Frequência Fundamental	23
2.3.1- Perdas no Núcleo	23
2.3.1.1- Perdas por Histerese	24
2.3.1.2- Perdas por Correntes de Foucault	30
2.3.2- Perdas Totais no Núcleo Ferromagnético	35
2.3.3- Perdas nos Enrolamentos	39
2.4- O Transformador Operando sob Condições Não Senoidais	40
2.4.1- Perdas por Correntes de Foucault	41
2.4.2- Perdas por Histerese	42
2.5- Conclusões	46

Capítulo 3- Temperatura nos Enrolamentos e Cálculos de Perda de Vida de Transformadores Submetidos às Distorções Harmônicas.

3.1- Introdução	47
3.2-Cálculos de Perda de Vida Útil	49

3.3- Cálculo da Temperatura do Ponto mais Quente	50
3.3.1-Elevação da Temperatura do Ponto mais Quente sobre a Temperatura do Topo Óleo (θ_c)	51
3.3.2-Elevação da Temperatura do Topo do Óleo sobre a Temperatura Ambiente(θ_o)	54
3.3.3- A Função $F(p,n)$	57
3.3.4- A Função $F_{re}(n,V)$	61
3.3.5- A Função $F_1(p,n)$	63
3.3.6- A Função $F_{cu}(p,n)$	64
3.3.7- Temperatura Ambiente(θ_a)	69
3.4- Conclusões	69

Capítulo 4 -Análise dos Resultados das Simulações

4.1- Introdução	71
4.2- Resultados das Simulações	71
4.2.1- Método Convencional	71
4.2.2- Método dos Elementos Finitos	81

4.2.3-Aplicação do Método dos Elementos Finitos na Determinação de Temperaturas em Transformadores	85
4.2.3.1- Fundamentos da Transmissão de Calor	85
4.2.3.1.1- Considerações Básicas da Transmissão de Calor por Condução	85
4.2.3.1.2- Considerações Básicas da Transmissão de Calor por Convecção	87
4.2.3.1.3- Considerações Básicas de Transmissão de Calor por Radiação	89
4.2.4- Aplicação do Método dos Elementos Finitos	92
4.3- Conclusões	94

Capítulo 5 - Conclusões Gerais

Conclusões Gerais	96
Referências Bibliográficas	98

Capítulo 1

Considerações Gerais sobre Harmônicas em Sistemas de Potência

1.1- Introdução

Este capítulo objetiva dar uma visão geral dos fenômenos relativos à presença de harmônicas nas redes elétricas de potência. Particularmente são discutidas questões relativas ao efeito das harmônicas sobre transformadores de potência, objetivo maior desta dissertação.

1.2- Conceituação de Harmônicas

A palavra componente harmônica foi originalmente definida em acústica, que significava a vibração de um fio ou uma coluna de ar, com frequência múltipla à da fundamental, provocando uma distorção na qualidade do som resultante.

De modo similar, estes fenômenos ocorrem em engenharia elétrica, onde deformações de tensões e correntes também tem sido registradas. Assim, os fundamentos físicos e matemáticos utilizados naquela área da física podem ser imediatamente aplicados às questões elétricas.

1.3- Fontes Harmônicas

A utilização de cargas especiais nos sistemas de energia elétrica de potência tornou-se um fato comprovado, já que estas vieram, em sua maioria, substituir equipamentos tradicionais que se tornaram anti-econômicos comparados com as novas soluções.

Nas indústrias, os clássicos conjuntos Ward-Leonard foram substituídos por sistemas estáticos de conversão. Caso semelhante tem ocorrido com sistemas de transporte urbano, onde os antigos trolleybus voltaram a se apresentar como uma solução atrativa. Os acionamentos de motores C.A. através de grupos inversores, também se apresentaram como soluções alternativas para sistemas industriais, ferroviários, entre outros. Para muitas aplicações, os fornos siderúrgicos, cujo combustível primário era o óleo, foram substituídos por fornos elétricos de arco voltáico.

Nas concessionárias de energia elétrica citam-se outros exemplos, dos quais destacam-se a aplicação de compensadores estáticos de reativos, a transmissão

de corrente contínua que se firmou como uma solução alternativa para a transmissão de grandes blocos de energia. Finalmente, a qualidade e o conforto das residências resultou em uma maior utilização de controladores, eletrodomésticos, dimmers, etc., que muitas vezes constituem-se fontes harmônicas em potencial. Isto sem considerar os muitos sistemas de iluminação que, a exemplo das lâmpadas fluorescentes, são relevantes sob o ponto de vista da geração harmônica.

Do exposto e considerando os diversos tipos de cargas especiais, estas poderão ser classificadas, de um modo geral, em três grupos básicos, que são:

(i) Cargas de conexão direta ao sistema

- motores de corrente alternada;
- transformadores alimentadores;
- circuitos de iluminação com lâmpadas de descarga;
- fornos a arco;
- compensadores estáticos tipo reator saturado;
- entre outros.

(ii) Cargas conectadas através de conversores

- motores de corrente contínua controlados por retificadores;
- motores de indução controlados por inversores com comutação forçada;
- processos de eletrólise através de retificadores não-controlados ;

- motores síncronos controlados por ciclo-conversores;
- fornos de indução de alta frequência;
- entre outros.

(iii) Reguladores

- fornos de indução controlados por reatores saturados;
- aquecedores controlados a tiristores;
- motores de corrente alternada controlados por variação de tensão de estator;
- reguladores de tensão a núcleo saturado;
- entre outros.

As cargas denominadas de uso residencial, podem tornar-se bastante significativas sob o ponto de vista harmônico, em virtude de sua grande utilização simultânea por períodos relativamente longos. Nesta classificação podem ser incluídos os pequenos motores de corrente alternada controlados ou não, que podem ser aplicados em :

- refrigeradores;
- ventiladores;
- bombas elétricas;
- ferramentas elétricas;
- entre outros.

1.4- Medições das Componentes Harmônicas

Tendo em vista um sistema com cargas com características não-lineares já instaladas, a avaliação efetiva das componentes harmônicas é obtida pela medição direta. Atualmente, os critérios de medição em uso nas concessionárias brasileiras são fundamentados em recomendações práticas e experimentais de outros países, especificadas pelas referências [1], [2], [3] e [4].

Nestas recomendações, é discutida a utilização de equipamentos de instrumentação para a realização das medições, e alguns métodos são rapidamente descritos a seguir.

1.4.1- Método Simples para Constatação de Correntes e Tensões

Harmônicas.

A primeira evidência sobre a presença de tensões e correntes distorcidas pode ser obtida através da visualização destas formas de onda em um osciloscópio. Este processo mostra a distorção na onda fundamental não permitindo, no entanto, uma análise detalhada dos níveis harmônicos. Deste modo, este procedimento fornece simplesmente informações gerais sobre o estado da forma de onda.

1.4.2- Medição através de Analisadores de Harmônicos e de Espectros.

Devido a necessidade de se analisar individualmente as componentes harmônicas, fez-se uso por vários anos da técnica da seleção de cada frequência, correspondente à onda distorcida, através de circuitos sintonizados. Estas análises eram realizadas, para todas as frequências harmônicas, com um voltímetro seletivo constituído de um filtro passa-faixa, com ajuste das faixas de frequência nas frequências harmônicas, e um medidor de tensão RMS.

Assim, estes analisadores de onda apresentam como desvantagens uma baixa precisão para componentes harmônicas de pequena amplitude e a incapacidade de medir várias componentes ao mesmo tempo. Tal processo de medição foi substituído por equipamentos denominados Analisadores de Harmônicos, constituídos por vários filtros passa-faixa.

No entanto, ainda permanecia o problema da sensibilidade destes circuitos à pequenas variações da frequência fundamental, durante o período de amostragem do sinal. A variação rápida do espectro de frequência, tornava-se um outro fator agravante pois incidiam em informações irreais, ao serem consideradas variações em regime permanente. Além destes problemas, destacam-se alguns outros associados aos filtros analógicos como:

- faixa de passagem;
- tempo de resposta;
- envelhecimento;
- seletividade;
- verificação e recalibração regulares;
- temperatura.

Devido a estes inconvenientes, os desenvolvimentos prosseguiram e atualmente os instrumentos disponíveis para a medição de harmônicas, dentro das mais modernas técnicas da engenharia, podem ser agrupadas em duas categorias : os analisadores de harmônicos e os analisadores de espectro (englobando também os analisadores de onda). Os analisadores espectrais cobrem uma faixa de frequências e fornecem a amplitude das componentes de um sinal, em todas as frequências dentro da faixa especificada. Já os analisadores de harmônicos medem as amplitudes do sinal apenas nas frequências harmônicas desejadas, fornecendo um espectro de saída que é um subconjunto do espectro obtido através de um analisador espectral. Fundamentalmente, existem duas formas, bem distintas, para a construção de um equipamento com estas características: a analógica e a digital (com a utilização de microprocessadores ou não). Os analisadores atuais para medidas em tempo real são microprocessados e proporcionam informações dos níveis de tensões e correntes harmônicas e outras do tipo:

- hora da medição;
- programação automática de intervalos de medição;
- variação da frequência;
- distorção harmônica total;
- ângulo de fase;
- composição da forma de onda;
- potência harmônica;
- alarme quando a distorção ultrapassa os níveis recomendados.

Dentre os mais modernos instrumentos de medição harmônica utilizados atualmente citam-se:

- NOWA-1 AC Power Line Harmonic Analyser (Alemanha);
- HP 3582A Spectrum Analyser (Estados Unidos);
- AH-5.0 (Universidade Federal de Uberlândia);

1.4.3- Instrumentos Auxiliares na Detecção de Harmônicos

Em adição aos equipamentos mencionados anteriormente, a recomendação inglesa sobre limites harmônicos sugere a utilização de outros dispositivos nas medições práticas. A primeira sugestão indica a necessidade de mostrar um equipamento que identifique os barramentos distorcidos, atuando como um indicador mais grosseiro, o qual detectando a presença de harmônicos acima

dos níveis recomendados, faria uma indicação visual ou sonora, alertando sobre o conteúdo da distorção. Apenas após esta fase seriam requisitadas as equipes e a instrumentação mais específica para realizar uma análise mais refinada das distorções harmônicas tanto quantitativamente quanto qualitativamente.

Um outro equipamento referenciado é um dispositivo capaz de identificar a responsabilidade pela geração de uma dada componente harmônica presente no ponto de medição. Seu objetivo é, sem dúvida, evitar enganos quanto à identificação do real gerador de harmônicos num PAC (Ponto de Acoplamento Comum), quando existir vários consumidores com cargas não-lineares.

1.5- Efeitos das Componentes Harmônicas nos Equipamentos

As cargas elétricas especiais, denotaram um grande avanço na engenharia elétrica. Apesar das inúmeras vantagens que estes equipamentos apresentam quando comparados aos seus antecessores, apresentam uma desvantagem que é a produção de correntes e tensões não senoidais. Tais distorções, já vêm se apresentando de forma significativa nos sistemas de distribuição e sub-transmissão, bem como os diversos problemas advindos destas perturbações.

Uma das primeiras observações relativas a problemas com harmônicos ocorreu na refinaria de cobre a oeste de Salt Lake City - USA, na década de vinte, quando se energizou a instalação, interrompeu-se as conversações transcontinentais que se davam na ocasião. Isto porque o sistema CA de alimentação dos retificadores da refinaria corria paralelamente às linhas telefônicas transcontinentais e, as componentes harmônicas produzidas pelos retificadores induziam tensões nas linhas, em níveis suficientes para criar ruídos nos circuitos telefônicos.

Fato similar se deu numa mina de carvão no Canadá quando da energização de uma instalação retificadora. As linhas de comunicação que partilhavam do mesmo caminho que a linha de alimentação CA, ficaram submetidas à níveis de ruído tão acentuados que nenhum chamado podia ser atendido.

De uma forma geral, os efeitos das distorções harmônicas podem ser divididos em três grandes grupos:

- solicitação de isolamento associada às distorções de tensões;
- solicitações térmicas, devido a circulação de correntes harmônicas;
- operação indevida, de diversas naturezas.

Como consequência dos efeitos causados pelos dois primeiros grupos estariam a perda de vida em transformadores, das máquinas rotativas e de bancos de capacitores. No último grupo se enquadrariam os diversos

problemas causados por tensões e correntes harmônicas, que poderiam refletir na operação indevida ou anormal de um determinado dispositivo ou sistema. Nesta categoria estariam agrupados efeitos como torques oscilatórios nos motores alimentados por barramentos distorcidos, atuação indevida de equipamentos à estado sólido, entre outros.

Não obstante, alguns problemas poderiam ser atribuídos a ação conjunta ou individual dos efeitos associados a estes grupos. Dentre muitos citam-se:

- erros nas respostas de equipamentos [5] a [11];
- perdas excessivas [11] , [12];
- eficiência reduzida da demanda reativa [11];
- aumento dos custos de manutenção [6], [7];
- aumento/diminuição nas contas de energia elétrica [9] ;
- falhas de equipamentos [7];
- redução na vida útil de lâmpadas incandescentes [13];
- operação inadequada de lâmpadas à arco voltaico [13];
- torques oscilatórios e consequentes vibrações em motores assíncronos [10];
- magnetização assimétrica e solicitações de tensões em transformadores [13];
- aquecimento e perdas adicionais em bancos de capacitores [13];

- manifestação do efeito corona e degradação do isolamento em bancos de capacitores [13];
- alterações da capacidade de ruptura de disjuntores [13];
- erros na indicação de transdutores eletrônicos de potência [13];
- operação mais lenta e/ou com maiores níveis de pick-up de relés [13];
- variações substanciais nas características de operação de relés estáticos de sub-freqüência [6] , [13];
- torque de operação reversa de relés [6];
- alterações dos tempos de atuação dos relés [6];
- operação inadequada dos sistemas carrier que controlam dispositivos à distância [7];
- saturação em núcleos de transformadores de potencial [7] ;
- ruídos audíveis [7];
- entre outros.

Considerando as implicações de tais efeitos, verifica-se a necessidade de estudá-los com um maior detalhamento. Assim, este trabalho se propõe a contribuir no esclarecimento dos efeitos das componentes harmônicas na perda de vida útil de transformadores .

1.6- Estado da Arte em Perda de Vida Útil em Transformadores.

Os transformadores como parte essencial do sistema elétrico, dispositivos de interface entre o sistema alimentador e a carga, o estudo da sua vida útil é de grande interesse devido ao seu elevado custo inicial de instalação. Assim sendo, torna-se necessário a avaliação do impacto das distorções harmônicas nestes equipamentos em decorrência da conexão de cargas especiais em seus secundários.

Desta forma, dentre os diversos componentes presentes na rede elétrica submetidos a estas distorções estão os transformadores. Vários outros dispositivos como motores de indução [8] e [10], medidores de energia elétrica [9], transformadores de potencial e corrente [7] entre outros, já tem sido amplamente analisados por pesquisadores em âmbito nacional e internacional, tendo-se verificado alterações em seus desempenhos operacionais.

Não obstante, vários estudos tem sido realizados desde a década de 30 para avaliar quantitativamente e qualitativamente a perda de vida útil em transformadores operando sob condições senoidais, devido ao aquecimento nos enrolamentos causado por sobrecargas [14],[15],[16] e [17].

Porém, sob o ponto de vista das distorções harmônicas raros são os estudos divulgados nesta área [18]. Assim observa-se a exemplo das referências [19] e [20], onde são focalizados o aumento das perdas por Histerese, Foucault

e efeito Joule no núcleo e nos enrolamentos dos transformadores submetidos às distorções harmônicas.

Verifica-se também, que aplicação de métodos matemáticos tais como elementos finitos, diferenças finitas na avaliação da temperatura do ponto mais quente e da conseqüente perda de vida tem sido bastante incompletas. As referências [21] e [22] exemplificam estas situações.

1.7- Proposta de Estudo

Embora métodos analíticos e numéricos de análise de problemas relativos às harmônicas em transformadores sejam conhecidos, pode-se dizer que muito pouco tem sido feito considerando os efeitos das harmônicas no aumento da temperatura e conseqüentemente na perda de vida dos transformadores.

Neste sentido, esta dissertação tem como objetivo a determinação de temperaturas dos diversos pontos dos enrolamentos de transformadores, e a conseqüente perda de vida destes quando submetidos às distorções harmônicas através da aplicação do método convencional e do método dos elementos finitos.

Nos métodos convencionais de análise, a avaliação dos parâmetros temperatura e, perda de vida em transformadores, se baseiam em formulações

matemáticas empíricas, o que traduz em resultados aproximados destes parâmetros. Por outro lado, o método dos elementos finitos se baseia em um algoritmo numérico iterativo no sentido de combinar os modelos elétrico e térmico de forma mais precisa a avaliação do impacto das correntes/tensões harmônicas nos enrolamentos dos transformadores através da determinação do local do ponto mais quente dos enrolamentos. Para que objetivos inicialmente propostos nesta dissertação sejam concluídos, a aplicação do método convencional (formulação de Arrhenius-Dakin, Montsinger) e o método dos elementos finitos serão empregados.

Capítulo 2

Considerações Físicas de Transformadores de Potência em Condições Senoidais e Submetidos às Distorções Harmônicas

2.1- Introdução

Uma das razões da utilização tão difundida de sistemas de energia C.A., se deve ao transformador. Através deste componente, torna-se possível tanto a geração de energia elétrica em uma tensão mais econômica, quanto finalmente a utilização da energia na tensão mais apropriada.

Além disso, o transformador é um equipamento relativamente simples que inclui um ou mais circuitos elétricos acoplados por circuito magnético comum.

Essencialmente, o transformador é constituído por dois ou mais enrolamentos acoplados por um campo magnético mútuo. Assim, se um destes enrolamentos, o primário, for ligado a um gerador de tensão alternada,

será produzido um fluxo alternado, cuja amplitude depende da tensão aplicada. Este fluxo entrelaçará o secundário e induzirá uma tensão neste enrolamento, cujo valor dependerá do número de espiras do secundário . Isto permite, através do correto dimensionamento do número de espiras do primário e do secundário, a obtenção de qualquer relação de tensão, ou relação de transformação desejada.

Os transformadores são dispositivos amplamente difundidos quanto às suas características construtivas, aplicações e análise de operação a frequência fundamental. Não obstante estes fatos, os aspectos pretendidos por esta dissertação, quais sejam, os estudos do desempenho deste dispositivos sob condições de carregamento não linear, conduziram a elaboração de um capítulo que descreva tais dispositivos. Assim, os itens que se seguem farão considerações construtivas e operativas dos transformadores classicamente empregados de forma a proporcionar subsídios de análises para os capítulos subsequentes.

2.2- Características Construtivas do Transformador

A seguir são realizadas descrições das características construtivas dos transformadores , visto que estas são fundamentos essenciais no desempenho

e comportamento destes equipamentos.

2.2.1- O Núcleo

Os transformadores podem se apresentar comumente com dois tipos de núcleo, quais sejam: envolvido e envolvente.

O primeiro, representado na figura 2.1, é o do tipo envolvido pelos enrolamentos, sendo geralmente empregado em transformadores de grande potência.

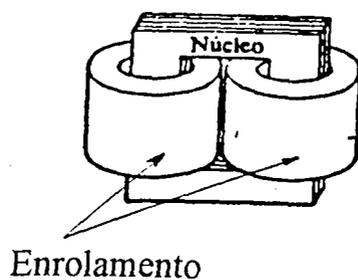


Figura 2.1- Transformador Tipo Núcleo Envolvido.

O segundo envolve os enrolamentos como uma concha. Este tipo é representado na figura 2.2, sendo este utilizado em transformadores de distribuição para determinadas potências de operação.

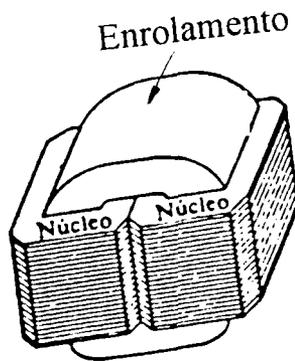


Figura 2.2 - Transformador Tipo Núcleo Envolvente.

A secção do núcleo pode apresentar-se na forma quadrada ou retangular, dependendo do projeto, em pequenos transformadores, porém, em equipamentos de grande porte utiliza-se um agrupamento de lâminas em chapas de largura variável de maneira a obter-se um núcleo circular escalonado, como são apresentados nas figuras 2.3 e 2.4.

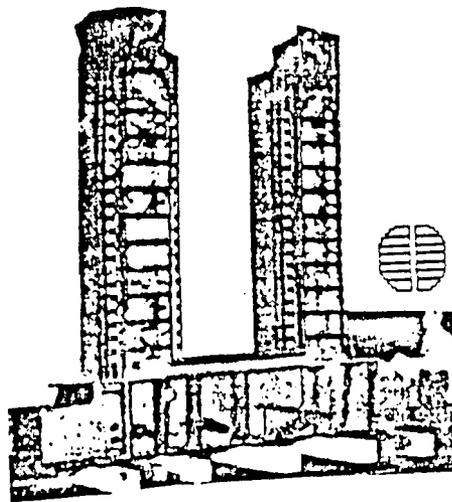


Figura 2.3- Núcleo Circular Escalonado.

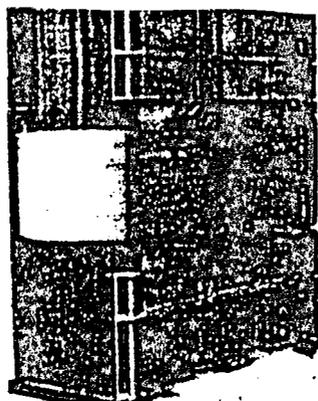


Figura 2.4- Núcleo Circular Escalonado com enrolamentos.

A construção do núcleo, além de atender às necessidades elétricas devem também atender a determinadas considerações práticas tais como: custo de construção e manutenção, refrigeração, isolamento e robustez mecânica.

Assim, os núcleos dos transformadores de potência são contruídos com lâminas de aço recozidos de maneira adequada e nos tipos tradicionais indicados nas figuras 2.1 e 2.2 empregam-se geralmente uma liga de aço-silício, visto que esta liga proporciona condição apropriada entre custo, facilidade de manipulação, perdas reduzidas por Histerese e Foucault, permeabilidade e induções relativamente elevadas.

2.2.2- Os Enrolamentos

Os enrolamentos podem ser compostos por várias bobinas montadas separadamente, denominadas panquecas, ou simplesmente por uma única bobina.

A secção dos condutores que compõem os enrolamentos, varia de acordo com a potência do transformador. Assim, para evitar elevadas perdas por efeito Joule podem ser colocados um ou mais condutores em paralelo.

Em transformadores trifásicos as bobinas podem ser conectadas de várias maneiras como estrela, triângulo e zigue-zague tanto do lado primário, secundário e terciário, como mostra a figura 2.5, de acordo com suas aplicações específicas.

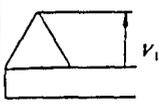
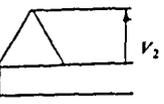
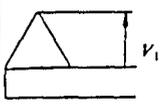
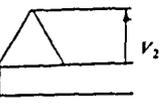
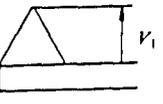
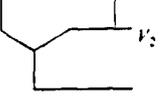
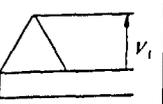
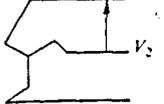
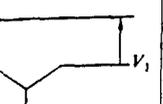
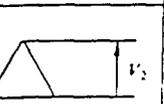
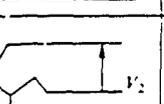
K_1	CONEXÃO		K_N
			
$\frac{V_1}{V_2}$			$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2}$
$\frac{V_1}{V_2}$			$\frac{N_1}{N_2} = \frac{\sqrt{3} V_1}{V_2}$
$\frac{V_1}{V_2}$			$\frac{N_1}{N_2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_1}{V_2}$
$\frac{V_1}{V_2}$			$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2}$
$\frac{V_1}{V_2}$			$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{\sqrt{3} V_2}$
$\frac{V_1}{V_2}$			$\frac{N_1}{N_2} = \frac{\sqrt{3} V_1}{2 V_2}$

Figura 2.5- Tipos de Ligações das Bobinas.

2.2.3- Refrigeração e Isolamento

Em transformadores de pequenas potências, a superfície dos núcleos é relativamente grande comparada ao volume, o que possibilita a refrigeração ocorrer por radiação e por convecção natural, sendo suficiente para manter a temperatura em padrões normalizados.

Porém, quando o transformador é de grande potência, seu volume cresce de forma cúbica com suas dimensões lineares, enquanto que a área da superfície com o quadrado, resultando assim em um aumento na quantidade de calor a ser dissipada, pois esta cresce proporcionalmente com as dimensões lineares. Portanto, ao se aumentar o tamanho físico deve-se aumentar a área da superfície, através de colocação de aletas ou promover meios artificiais, como ventiladores, para uma melhor dissipação de calor. Comumente combinam-se estes dois meios para melhorar a refrigeração do equipamento, como pode ser visto na figura 2.6.

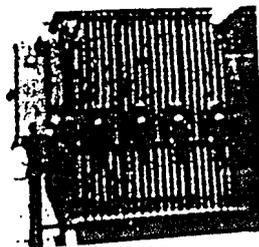


Figura 2.6- Transformador com dispositivos para melhoria da refrigeração.

2.3- O Transformador Operando à Freqüência Fundamental

O funcionamento do transformador à freqüência fundamental é bastante conhecido, assim nesta secção far-se-á a descrição das perdas no núcleo e nos enrolamentos, fator determinante no aquecimento do transformador, objetivo fundamental desta dissertação.

2.3.1- Perdas no Núcleo

É fato conhecido que, numa bobina de N espiras uniformemente distribuídas sobre um material ferromagnético de secção uniforme percorrida por uma corrente, a energia W armazenada por unidade de volume no campo magnético quando a indução resultante da corrente, varia de B_1 a B_2 é expressa por [22] e [23] :

$$W = \int_{B_1}^{B_2} H(t)dB(t) \quad (2.1)$$

As perdas que ocorrem no material magnético são resultante de dois fenômenos : (a) tendência do material em se opor à variação magnética; e, (b) aquecimento RI^2 que se desenvolve no material resultante das correntes oscilatórias induzidas, devido a variação do fluxo no tempo. O primeiro fenômeno resulta como consequência as chamadas perdas por histerese e o segundo as denominadas por perdas por correntes de Foucault que serão analisadas a seguir.

2.3.1.1- Perdas por Histerese

Se uma força magnetizante é aplicada a um material ferromagnético de forma gradual até a saturação do material, e, posteriormente reduzida a zero, a curva B-H não retornará à situação inicial , conforme ilustra a figura 2.7. Este *atraso* na desmagnetização é explicado através de fenômenos que impedem o chamado movimento de paredes de domínio [23], que posteriormente tornam-se condições irreversíveis. Este efeito é conhecido como histerese. O valor finito de B quando H é zero (OR na figura 2.7) é denominado de densidade de fluxo residual (ou remanente, B_r). Para desmagnetização completa do material, é necessária a aplicação de uma força magnetizante negativa representada por OC, sendo esta denominada de força

coerciva, H_c . Se a força magnetizante é então aumentada neste sentido, saturação na direção oposta é obtida, (ponto D na figura 2.7). Se, finalmente, a força magnetizante é gradualmente reduzida a zero, invertida, e aumentada até seu valor máximo na direção inicial, a curva DEFA é obtida. O ciclo completo assim formado, resulta no denominado ciclo de histerese.

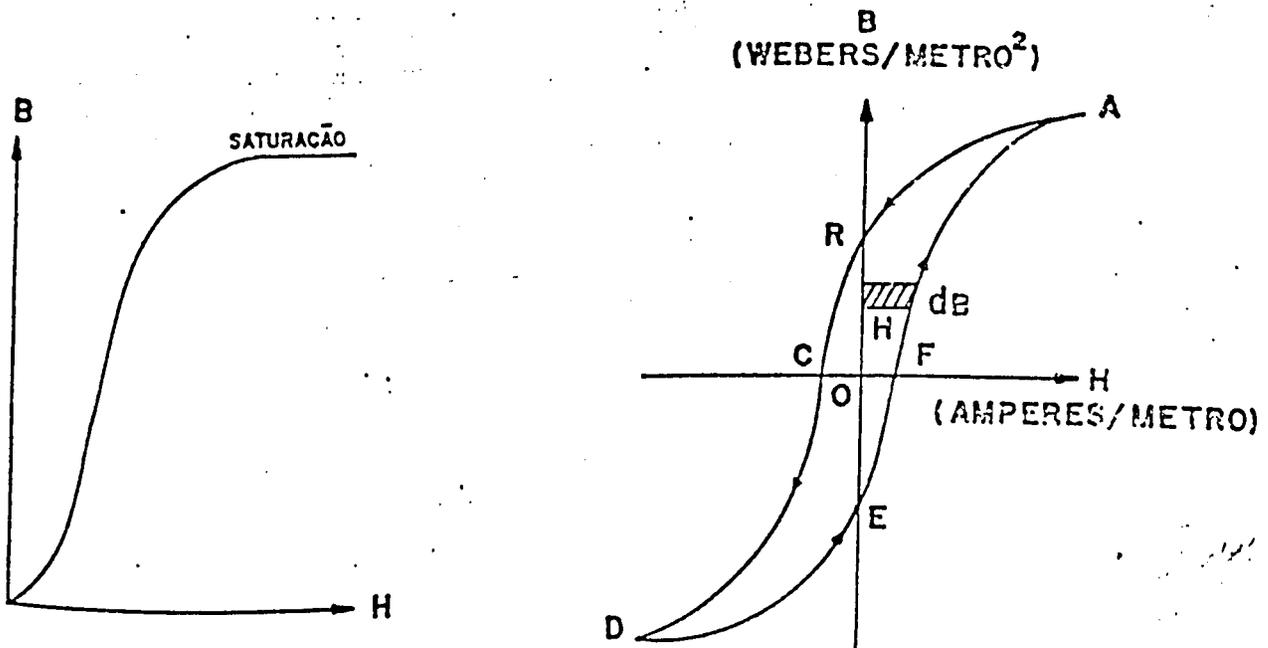


Figura 2.7 - Característica de Magnetização Típica de Materiais Ferromagnéticos.

Pode-se observar que para um material ferromagnético corresponder aos vários estados do ciclo de histerese é necessário que a força magnetizante seja alternada. Observa-se ainda que, durante cada ciclo, a intensidade de energia é representada pela área formada pelo ciclo, sendo esta energia determinada, da forma que se segue.

Seja um material com formato em anel, como ilustrado na figura 2.8, com circunferência média, l , em metros, e área de secção transversal, A , em metros quadrados. Admitindo-se que uma bobina de N espiras é enrolada uniformemente sobre o material, e o valor da corrente de magnetização para qualquer instante, t , em segundos é i , em ampéres, então a intensidade do campo magnético H é dada por:

$$H = \frac{Ni}{l} \frac{\text{Ampère-espira}}{\text{metro}} \quad (2.2)$$

Se o valor da indução para o instante considerado é B , então a tensão induzida " e ", na bobina é dada por :

$$e = N \frac{d\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad [\text{volt}] \quad (2.3)$$

A corrente i , por outro lado, naquele instante considerado, terá um sentido tal que se opõe à tensão induzida, de acordo com a lei de Lenz, e portanto, a potência terá que ser dispendida a fim de manter o aumento na corrente. Esta potência pode ser obtida utilizando-se as equações (2.2) e (2.3); ou seja :

$$\text{Potência instantânea} = ei = lAH \frac{dB}{dt} \quad [\text{watts}] \quad (2.4)$$

cujo trabalho realizado no instante dt vale:

$$T = lAH \frac{dB}{dt} dt \quad [\text{joule}] \quad (2.5)$$

Adicionalmente, o trabalho total realizado em um ciclo será :

$$T = lA \oint H dB \quad (2.6)$$

Observa-se que da equação 2.6 e da figura 2.7, $H dB$ corresponde a área de um filamento elementar da curva B-H, e que portanto $\oint H dB$ (para um ciclo completo) é a área formada pelo ciclo. Como o volume do material considerado é lA tem-se :

$$\frac{\text{Trabalho realizado}}{m^3} = \text{Área do ciclo} \quad [\text{joule/m}^3] \quad (2.7)$$

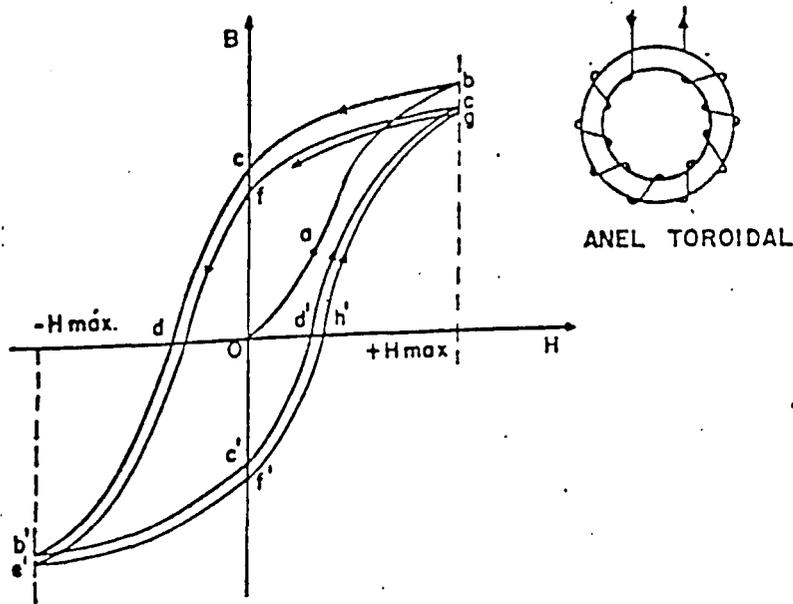


Figura 2.8 Anel Toroidal inicialmente Desmagnetizado e o correspondente Ciclo de Histerese.

Se um volume v de material ferromagnético, com fluxo totalmente distribuído de forma uniforme, e para o qual o ciclo de histerese é conhecido, submetido a uma variação cíclica de frequência f em Hz, a taxa para o qual a energia é envolvida devido a histerese é calculada [23] por:

$$P_H = v f \text{Área do ciclo} \quad (2.8)$$

A perda por histerese portanto, poderá ser calculada através das equações 2.7 e 2.8 e se o ciclo de histerese para uma determinada densidade de fluxo máxima, $B_{máx}$ é conhecida, a maneira como esta perda varia com $B_{máx}$ pode ser determinada somente através de repetições de cálculos para ciclos de histerese com vários valores distintos de $B_{máx}$. Assim sendo, de forma empírica, *Steinmetz*, verificou que através de resultados de um grande número de ensaios e medições, que a área do ciclo de histerese normal de várias amostras de ferros e aços normalmente utilizados na construção de aparelhos e dispositivo eletromagnéticos era aproximadamente proporcional à potência 1,6 da densidade máxima de fluxo ($B_{máx}^{1,6}$) para toda faixa de densidade que se analisou. Posteriormente, resultados de pesquisas em materiais ferromagnéticos tendo propriedades bastante variáveis, foram obtidos desde então, e que o expoente 1,6 apresentado, não satisfaz plenamente na obtenção da área de ciclos com suficiente precisão. Desta forma, a expressão empírica (2.8) é expressa mais adequadamente por:

$$P_H = \eta \cdot f(B_{máx})^S \quad (2.9)$$

sendo S denominado de coeficiente de *Steinmetz* que assume valores tipicamente entre 1,5 a 2,5 dependendo do material ferromagnético, e η

também uma constante que depende do material em questão.

Assim sendo, as expressões consideradas são aplicadas somente a ciclos de histerese simétricos onde B varia entre valores positivos e negativos simétricos, não contendo o ciclo principal, os chamados ciclos internos (loops) como aqueles apresentados na figura 2.9.

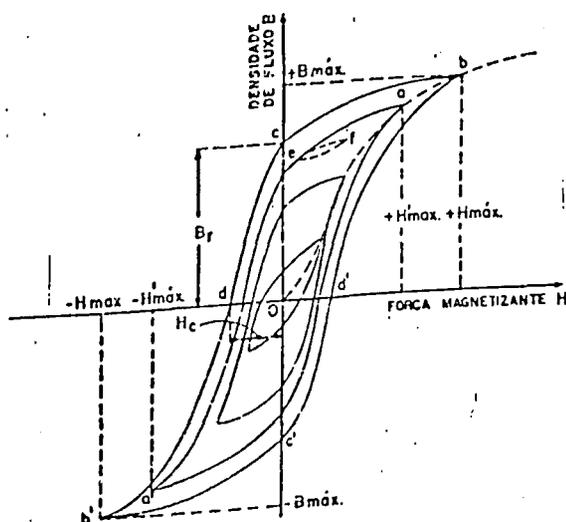


Figura 2.9- Ciclo de Histerese com (loops) ciclos internos.

2.3.1.2- Perdas por Correntes de Foucault

A variação de um campo magnético em um condutor sólido, ferromagnético ou não, produz uma tensão induzida em cada percurso fechado

das linhas de fluxo magnético. Correntes circulantes induzidas no condutor por estas tensões são conhecidas como correntes de Foucault, e o aquecimento resultante, via de regra, é indesejável. A fim de minimizar estas perdas nos transformadores, os materiais são projetados na forma de laminações, sendo isoladas umas das outras e coladas de maneiras paralela ao fluxo.

As perdas por correntes Foucault são determinadas utilizando-se a teoria clássica. Assim, seja o volume de um elemento de laminação de espessura d , em metros, comprimento e profundidade de l metro como ilustra a figura 2.10.

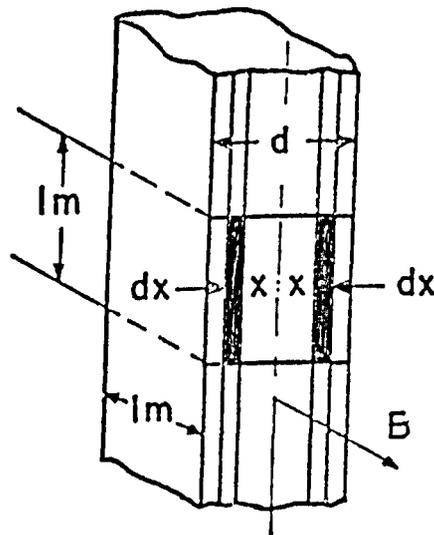


Figura 2.10- Cálculo das Perdas por Corrente Foucault.

Se a densidade de fluxo máxima, $B_{m\acute{a}x}$, na direção mostrada é senoidal de frequência f , em Hz, o fluxo através da área de um elemento diferencial achurado na figura 2.10, vale $2B_{m\acute{a}x}$. A tensão induzida, por outro lado, pelo fluxo alternativo é dada por:

$$v(\text{instant\~{a}nea}) = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt}(2B_{m\acute{a}x}\text{sen}\omega t) \quad (2.10)$$

ou

$$V(\text{eficaz}) = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}f(2B_{m\acute{a}x}) \quad [\text{volt}] \quad (2.11)$$

A corrente eficaz, portanto no elemento dx , é dada por:

$$i = \frac{V}{\frac{2\rho}{dx}} = \frac{Vdx}{2\rho} \quad (2.12)$$

onde ρ é a resistividade elétrica da laminação do material em Ω .metro. A potência dissipada resultante, Pdx , no elemento das equações (2.11) e (2.12) vale:

$$Pdx = VI = \frac{4\pi^2 f^2 (B_{\text{máx}})^2}{\rho} x^2 dx \quad (2.13)$$

Então a potência P , dissipada na laminação é determinada por:

$$P = \int_0^{\frac{d}{2}} P_{dx} dx = \frac{(2\pi f B_{\text{máx}})^2}{\rho} \int_0^{\frac{d}{2}} x^2 dx = \quad (2.14)$$

$$= \frac{\pi^2 f^2 (B_{\text{máx}})^2 d^3}{\rho} \quad [\text{watt}] \quad (2.15)$$

e se o volume do elemento considerado é d metros cúbicos, a perda por correntes de Foucault por unidade de volume, P_F , torna-se:

$$P_F = \frac{(\pi f B_{\text{máx}} d)^2}{6\rho} \quad \left[\frac{\text{watt}}{\text{m}^3} \right] \quad (2.16)$$

Observa-se da expressão (2.16) que, as perdas por correntes Foucault são proporcionais ao quadrado da espessura d das laminações, sendo estas minimizadas pelo uso de material ferromagnético com alta resistividade, a exemplo do aço-silício.

A consideração de que $B_{\text{máx}}$ é uniforme através de toda a laminação

requer que a força magnetomotriz das correntes de Foucault tenha efeito desprezível na concentração de fluxo fora do plano central de cada laminação, no sentido de suas superfícies. Contudo, em análises onde se requer maiores precisões, este efeito é levado em conta e que alguns autores [11], [12] e [22], mostram que as perdas por correntes de Foucault neste caso são dadas por:

$$P_F = \frac{f(B_{m\acute{a}x})^2}{12\mu} (\alpha d)^2 \left[1 - \frac{6}{945} (\alpha d)^4 \dots \right] \quad (2.17)$$

onde μ é a permeabilidade estática do material, valor admitido constante; e que αd é dado por:

$$\alpha d = \pi \tau \frac{2\mu f}{f} \quad (2.18)$$

e

$$\tau = 2d \quad (2.19)$$

A expressão (2.17) poderá ainda ser expressa por:

$$P_F = \frac{\pi^2 f^2 \tau^2 (B_{m\acute{a}x})^2}{6\rho} \left[1 - \frac{6}{945} (\alpha d)^4 \dots \right] \quad (2.20)$$

Da expressão (2.20) verifica-se que quando αd é próximo da unidade, os termos de maior ordem da equação são desprezíveis e a resultante das perdas é idêntica àquela da equação (2.16).

2.3.2- Perdas Totais no Núcleo Ferromagnético

A perda total resultante no núcleo de material ferromagnético submetido à força magnetizante alternada, portanto, conforme análises realizadas nas seções anteriores, é a soma das perdas por histerese e Foucault, ou seja:

$$P_T = P_H + P_F \quad (2.21)$$

ou

$$P_T = \eta' f (B_{m\acute{a}x})^s + \frac{\pi^2 f^2 d^2 (B_{m\acute{a}x})^2}{6\rho} \quad (2.22)$$

O fluxo máximo $\phi_{m\acute{a}x}$, em termos de valor eficaz V da tensão induzida em uma bobina de N espiras é expressa por:

$$\phi_{m\acute{a}x} = \frac{V}{4,44fN} \quad (2.23)$$

quando o fluxo, e, consequentemente esta força eletromotriz variam senoidalmente. Se o fluxo em questão é uniforme sobre a seção transversal A do núcleo, tem-se:

$$B_{m\acute{a}x} = \frac{\Phi_{m\acute{a}x}}{A} = \frac{V}{4,44fNA} \quad (2.24)$$

Para um determinado transformador ou reator, o número de espiras e a área do núcleo são fixados pelo projeto. Assim, tem-se:

$$B_{m\acute{a}x} = K \frac{V}{f} \quad (2.25)$$

onde:

$$K = \frac{l}{4,44NA} \quad (2.26)$$

Substituindo-se a expressão (2.25) em (2.22) resulta:

$$P_T = \eta' K \frac{V^s}{f^{s-1}} + \frac{\pi^2 d^2 K^2 V^2}{6\rho} \quad (2.27)$$

ou:

$$P_T = K_1 \frac{V^s}{f^{s-1}} + K_2 V^2 \quad (2.28)$$

onde :

$$K_1 = \eta' K \quad (2.29)$$

e

$$K_2 = \frac{\pi^2 d^2 K^2}{6 \rho} \quad (2.30)$$

Embora a perda por histerese seja dependente da densidade máxima de fluxo e seja independente da forma de onda do fluxo ao longo do ciclo de histerese simétrico, sem ciclos internos, a relação entre o valor máximo da densidade de fluxo e o valor eficaz da força eletromotriz gerada não depende da forma de onda (equação 2.25).

Dentro do exposto a determinação das perdas através da equação (2.28) está condicionada à:

- Cada laminação é matematicamente homogênea, ou seja, cada elemento da laminação tem as mesmas características magnéticas;
- A densidade de fluxo é uniforme através de cada laminação, ou seja,

o efeito das correntes de Foucault na distribuição do fluxo é desprezível.

Adicionalmente, a expressão empírica para o termo das perdas por histerese está sujeita às seguintes considerações:

- O ciclo de histerese é de forma simétrica sem ciclos internos. Desde que esta condição seja satisfeita, nenhuma restrição é colocada na forma com que a indução magnética B varia no tempo ao longo do ciclo de magnetização;

- O material para a faixa de densidade máxima de fluxo considerada, e a forma das variações de densidade de fluxo são tais que um expoente s pode ser usado com razoável precisão.

A obtenção do termo para perdas por correntes de Foucault da equação (2.28) admite que:

- O material é magneticamente e eletricamente homogêneo. Na prática, esta condição não é perfeitamente realizável, pois tais fatores como o tamanho dos grãos, a direção do grão produzido na laminação, e, outras propriedades magnéticas das camadas superficiais tem um efeito apreciável, especialmente em laminações muito finas;

- A espessura das laminações é constante e muito pequena comparada com suas outras dimensões, sendo esta condição geralmente realizável na prática;

- A densidade de fluxo é uniforme através da espessura da laminação, ou seja, a fmm da corrente de Foucault é desprezível comparada com fmm de magnetização atuando no núcleo;

- O volume do núcleo envolvido está submetido a um campo uniforme tal que para qualquer instante, a densidade de fluxo é a mesma nas diferentes laminações;

- As laminações são perfeitamente isoladas uma das outras, sendo esta condição raramente satisfeita em dispositivos comerciais, pelo fato de que uma pressão considerável é exercida sobre as laminações para formação do conjunto;

- A densidade de fluxo sofre uma variação senoidal no tempo e é sempre dirigida paralelamente ao plano da laminação. A consideração de variação senoidal no tempo não é uma restrição, entretanto, foi mostrado que o fator $(f.B_{\text{máx}})^2$ poderá ser substituído por V^2 vezes uma constante, sendo V a raiz quadrada do valor médio da tensão induzida na bobina concatenada pelo fluxo alternado no núcleo que poderá ter qualquer forma de onda.

2.3.3- Perdas nos Enrolamentos

As perdas nos enrolamentos, que são por efeito Joule, dependem da

carga elétrica alimentada pelo transformador. Isso indica a necessidade de estabelecer um certo ponto de funcionamento (ou uma certa corrente fornecida) para a determinação de $r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2$, perdas nos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. Este ponto é fixado como sendo o correspondente ao funcionamento nominal do transformador.

Sabendo-se a circulação de corrente por um dos enrolamentos através da relação de transformação, obter-se-á a do outro enrolamento; e, assim, as perdas por efeito Joule são as denominadas nominais.

2.4- O Transformador Operando sob Condições Não Senoidais

Os desenvolvimentos físicos e matemáticos realizados no item 2.3 conduziram à expressão (2.28) que permite avaliar as dependências entre as perdas magnéticas e uma excitação senoidal. Dentro do enfoque maior desta dissertação, torna-se, neste momento, essencial a adaptação daqueles resultados às condições em que as excitações dos transformadores sejam distorcidas ou não senoidais. Para tanto, procede-se a seguir a tal avaliação, considerando-se isoladamente os efeitos associados à histerese e Foucault.

2.4.1- Perdas por Correntes de Foucault

Analisando-se as expressões (2.27) e (2.28), especialmente o 2º termo destas equações que são representativos das perdas por correntes Foucault, observa-se que a tensão que produz o fluxo no núcleo é senoidal com valor eficaz V e frequência f . Todavia, quando o fluxo é composto de várias componentes, cada uma dessas componentes induz correntes de Foucault no núcleo. Assim, a perda produzida por cada componente harmônica no fluxo é proporcional ao quadrado da mesma componente harmônica da força eletromotriz induzida, a perda por Foucault total por unidade de volume, corresponde ao 2º termo das equações (2.27) e (2.28) é dada por:

$$P_F = K_2 (V_1^2 + V_3^2 + \dots + V_k^2) = K_2 V^2 \quad (2.31)$$

Na expressão (2.31), a soma $V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_k^2$ é igual ao quadrado do valor eficaz V . Assim, quando a perda por Foucault for expressa em termos de V , esta apresenta-se como independente da frequência, o que implica na determinação dos efeitos individuais de cada componente harmônica, e a resultante das perdas por Foucault total como soma delas.

2.4.2- Perdas por Histerese

Considerando-se, neste momento, o 1º termo das equações (2.27) e (2.28) representativas das perdas por histerese, observa-se que estas não obedecem à mesma lei, considerada para as perdas por Foucault. No entanto, para uma avaliação e verificação quantitativa deste fato, seja uma tensão distorcida com zeros simples para $\omega t = 0$ e π ; ou seja; $v(0) = 0$ e $v(\pi) = 0$. Salienta-se que ondas de tensão com múltiplos zeros ocorrem muito raramente na prática [11], e estas introduzem ciclos internos ao ciclo de histerese principal como ilustra a figura 2.11.

A análise aqui está limitada portanto, às ondas de tensão sem zeros múltiplos. A densidade de fluxo instantâneo $B(\omega t)$, é expressa por :

$$B(\omega t) = \frac{1}{2NA\omega} \int v(\omega t) d(\omega t) = K \int v(\omega t) d(\omega t) \quad (2.32)$$

onde :

$$K = \frac{1}{2NA\omega} = \text{constante de proporcionalidade}$$

N = número de espiras

A = área da secção transversal do núcleo (m^2)

$\omega = 2\pi f$ (rad/s) = velocidade angular.

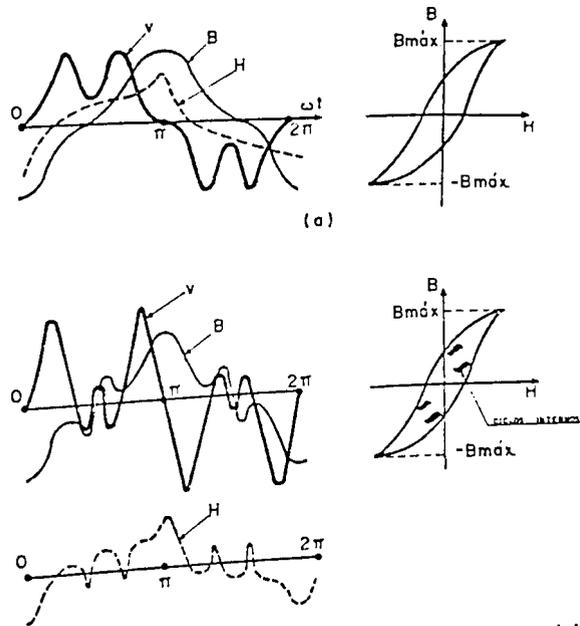


Figura 2.11- Ondas de Tensão não senoidal, indução e campo magnético e os correspondentes Ciclos de Histerese.

Por outro lado, a tensão distorcida $v(\omega t)$, de frequência angular ω , na sua forma mais geral, pode ser expressa em série de Fourier, como:

$$V(\omega t) = V_1 \text{sen} \omega t \pm V_3 \text{sen} 3\omega t \pm \dots \pm V_{(2k+1)} \text{sen} [(2k+1)\omega t] \pm \dots \quad (2.33)$$

A adoção de somente harmônicas ímpares é devido a simetria da tensão à vazio.

Da equação (2.32) a densidade de fluxo pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} B(\omega t) &= K \left\{ -V_1 \cos(\omega t) \pm \frac{V_3}{3} \cos(3\omega t) \pm \frac{V_{(2k+1)}}{(2k+1)} \cos[(2k+1)\omega t] + \dots \right. \\ &= B_1 \cos(\omega t) \pm \frac{B_3}{3} \cos(3\omega t) \pm \dots \pm \frac{B_{(2k+1)}}{(2k+1)} \cos[(2k+1)\omega t] \pm \dots \quad (2.33) \end{aligned}$$

A densidade máxima de fluxo, B_m é determinada fazendo-se :

$$\frac{dB(\omega t)}{d(\omega t)} = 0 \quad (2.34)$$

e obtendo-se para $\omega t = \pi$ o valor:

$$|B_m| = B_1 + \frac{B_3}{3} + \dots + \frac{B_{(2k+1)}}{(2k+1)} \quad (2.35)$$

Por outro lado, o valor médio da tensão distorcida, $v(\omega t)$ vale:

$$|V(\omega t)|_{\text{médio}} = \left| \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V(\omega t) d(\omega t) \right| \quad (2.36)$$

$$= \frac{2}{\pi} \left[V_1 \pm \frac{V_3}{3} \pm \dots \pm \frac{V_{(2k+1)}}{(2k+1)} \pm \dots \right] \quad (2.37)$$

O valor médio da tensão senoidal $V_o \text{ sen} \omega t$ é :

$$\frac{V_o}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \quad (2.38)$$

Se uma tensão senoidal tem o mesmo valor médio da tensão distorcida acima considerada, então as expressões para os valores médios poderão ser igualadas, ou seja :

$$\frac{V_o}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} = \frac{2}{\pi} \left[V_1 \pm \frac{V_3}{3} \pm \dots \pm \frac{V_{(2k+1)}}{(2k+1)} \pm \dots \right] \quad (2.39)$$

Multiplicando-se pela constante de proporcionalidade, K, a expressão (2.39), tem-se :

$$B_o = B_1 + \frac{B_3}{3} + \dots + \frac{B_{(2k+1)}}{(2K+1)} + \dots \quad (2.40)$$

onde B_o é a indução máxima associada à tensão senoidal:

Comparando-se pois, as expressões (2.35) e (2.40), observa-se que a densidade máxima de fluxo com tensão senoidal é igual àquela com tensão distorcida, ou seja, $B_o = B_m$. Portanto, ajustando-se o valor médio da onda de tensão distorcida a um valor nominal médio, as perdas por histerese são corretamente determinadas.

Outras formas de apresentação das relações de perdas por histerese e Foucault como parâmetros dependentes das frequências harmônicas poderão ser obtidas, a exemplo das referências [12] e [22].

2.5- Conclusão

Neste capítulo desenvolveu-se formulações das principais características dos transformadores no tocante às perdas desenvolvidas e apresentadas por estes equipamentos nos sistemas de energia, quando alimentados por sinais senoidais e não senoidais. Também foram consideradas aqui características como as propriedades básicas destes equipamentos, desde o princípio de funcionamento até as particularidades de cada aplicação, para que possa subsidiar conceitos a serem utilizados nos capítulos posteriores desta dissertação.

Capítulo 3

Temperatura nos Enrolamentos e Cálculos de Perda de Vida Útil de Transformadores Submetidos às Distorções Harmônicas

3.1- Introdução

O cálculo da temperatura do ponto mais quente do transformador é fator determinante na avaliação da perda de vida útil deste equipamento. Assim, este capítulo descreve o método denominado por formulação de Arrhenius-Dakin. Este método é utilizado e recomendado pelas normas e referências [16],[17] e [18], para o cálculo dessa temperatura, e, conseqüentemente da perda de vida útil.

Este consiste basicamente em calcular cada um dos componentes de uma somatória de temperaturas, componentes estas que serão descritas de forma mais detalhada no decorrer deste capítulo, que resultam na desejada temperatura do ponto mais quente.

Não obstante, este método é originalmente aplicado a transformadores operando sob condições de carregamentos lineares. Porém, fazendo-se algumas considerações e adaptações, que serão descritas no decorrer deste capítulo, este método pode ser aplicado para avaliação de temperaturas, e, conseqüentemente à análise de perda de vida em transformadores submetidos às distorções harmônicas.

Vários estudos tem sido realizados desde a década de 30 para avaliar quantitativamente a perda de vida útil em transformadores operando sob condições senoidais, em função do aquecimento nos enrolamentos causado por sobrecargas [14], [15], [16] e [17].

Porém, sob o ponto de vista harmônico, raros são os estudos dirigidos a esta área [18]. Observa-se, a exemplo das referências [11] e [19], onde focaliza-se somente o aumento das perdas por Histerese, Foucault e efeito Joule no núcleo e nos enrolamentos dos transformadores submetidos às distorções harmônicas.

Sabe-se que as condições de sobrecarga do transformador são governadas pela temperatura ambiente e pela temperatura do ponto mais quente nos enrolamentos. Desta forma, cerca de 50% de perda da capacidade isolante da isolação celulósica, resultado das solicitações térmicas, é atribuída como critério

quantitativo para avaliação de vida útil destes equipamentos. Assim a relação recomendada para as propriedades térmicas dos isolantes de celulose descrita por Arrhenius é aqui utilizada.

3.2- Cálculos de Perda de Vida Útil

Considerando as características acima, a estimativa de perda de vida útil dos transformadores recomendada pela literatura [16], [17] ,[18] é descrita por:

$$L\% = \frac{100 t}{10^{A + \frac{6972,15}{\theta_s + 273}}} \quad (3.1)$$

onde :

t = tempo em horas.

A = ■ -13,391 para transformadores de 65°C - transformadores com elevação média de temperatura dos enrolamentos, acima da ambiente não superior a 65°C .

■ -14,133 para transformadores de 55°C - transformadores com elevação média de temperatura do ponto mais quente dos enrolamentos, acima da ambiente não superior a 55°C.

θ_e = temperatura do ponto mais quente em °C.

Análises mais detalhada da expressão (3.1), levando-se em conta várias características de cada parâmetro desta expressão serão considerados a seguir.

3.3-Cálculo da Temperatura do Ponto mais Quente

A temperatura do ponto mais quente é definida como um somatório de temperaturas descritas por:

$$\theta_e = \theta_a + \Delta\theta_e + \theta_o \quad (3.2)$$

onde :

θ_e = temperatura do ponto mais quente em °C;

θ_a = temperatura ambiente em °C;

$\Delta\theta_e$ = elevação de temperatura do ponto mais quente sobre a temperatura do topo do óleo em °C;

θ_o = elevação da temperatura do topo do óleo sobre a temperatura ambiente em °C ;

A expressão (3.2), por outro lado, considerando-se as várias características de cada um dos parâmetros, são avaliadas a seguir.

3.3.1- Elevação da Temperatura do Ponto mais Quente sobre a Temperatura do Topo do Óleo ($\Delta\theta_e$).

Esta elevação de temperatura tem um comportamento não uniforme, pois varia de ponto para ponto, estabelecendo gradientes de temperatura ao longo do caminho do fluxo de calor.

Para fins de normatização, e, devido a não praticidade na determinação por testes, a temperatura no ponto mais quente é considerada como não maior que a média das temperaturas das bobinas mais 10°C sob condições de carga nominal. Realmente, a temperatura do ponto mais quente em projetos com melhor ventilação não supera em 5°C a 6°C a média das temperaturas das bobinas [23].

Sob condições de sobrecarga, entretanto, a elevação da temperatura do ponto mais quente sobre o topo do óleo aumenta e pode, sob condições de elevadas sobrecargas, exceder consideravelmente o valor de 10°C acima da média das temperaturas das bobinas.

Esta elevação de temperatura pode então, considerando-se as características acima, ser calculada pela expressão:

$$\Delta\theta_e = K\Delta P^\eta \mu^{n'} \quad (3.3)$$

onde :

$\Delta\theta_e$ = Elevação da temperatura do ponto mais quente sobre a temperatura do topo do óleo;

K = Constante;

ΔP = perdas específicas;

μ = viscosidade absoluta;

η = constante empírica dependente do tipo de refrigeração- valores típicos entre 0.8 e 1.0, sendo o limite inferior utilizado para transformadores auto-refrigerados e o superior para aqueles com refrigeração forçada.

n' = constante empírica .

Para a determinação de n' , ou seja, o efeito da viscosidade do óleo na elevação de temperatura do ponto mais quente sobre o topo do óleo em diferentes temperaturas, uma série de testes [23] foram realizados no óleo variando-se a temperatura de 24°C a 100 °C, obtém-se uma variação de perdas de 1 a 15 W , que n' apresentou valores em torno de 0,25.

Esta equação pode ser simplificada desprezando-se μ'' . Conseqüentemente, a elevação de temperatura do ponto mais quente sobre o topo do óleo pode ser expressa de maneira satisfatória por :

$$\Delta\theta_e = K\Delta P^\eta \quad (3.4)$$

Assim, considerando a presença de harmônicas na carga do transformador e as perdas específicas representadas pela expressão (3.5) e que a plena carga $\Delta\theta_e$ é igual a $\Delta\theta_{en}$ (elevação da temperatura do topo do óleo a plena carga). A elevação de temperatura $\Delta\theta_e$ pode ser reescrita como:

$$\Delta P = K^2 F(p, n) \Delta P_N \quad (3.5)$$

$$\Delta\theta_e = \Delta\theta_{en} K^{2\eta} [F(p, n)]^\eta \quad (3.6)$$

sendo :

$\Delta\theta_{en}$ = elevação da temperatura do ponto mais quente sobre a do topo do óleo a plena carga em °C;

K = S/S_n (adimensional);

S = carregamento real [Kva];

S_n = carregamento nominal [Kva];

$F(p,n)$ = função dependente da ordem e da penetração harmônica, sendo esta detalhada na seção 3.3.3 ;

ΔP_N = perdas específicas nominais no ponto mais quente com tensão senoidal e carga linear.

3.3.2- Elevação da Temperatura do Topo do Óleo sobre a Temperatura Ambiente (θ_o)

Esta elevação de temperatura é composta de pequenas variações de temperatura do óleo para a superfície interna do tanque. Se o gradiente de temperatura vertical do óleo na direção adjacente às paredes do tanque varia proporcionalmente às perdas para diferentes cargas, estabelece-se que na média a temperatura do topo do óleo segue a mesma lei das perdas com o aumento da temperatura ambiente. Diversos testes tem mostrado a veracidade desta consideração, a exemplo da referência [23].

Para situações práticas pode-se dizer que a elevação da temperatura do topo do óleo sobre a temperatura ambiente segue a mesma lei da superfície externa sobre a temperatura ambiente. Assim pode-se escrever :

$$\theta_0 = (\theta_u - \theta_i) (1 - e^{-\frac{t}{\tau'}}) + \theta_i \quad (3.7)$$

onde:

τ = constante de tempo térmica do transformador em horas;

θ_u = elevação final da temperatura do topo do óleo para a carga S, em °C

θ_i = elevação inicial de temperatura para $t = 0$, em °C.

A constante de tempo τ é o período de tempo requerido para que a temperatura mude de seu valor inicial para seu valor final, caso a taxa inicial de variação de carga seja contínua até que a elevação final seja alcançada. Assim a constante de tempo térmica pode ser definida por :

$$\tau' = \theta_{fl} \left(\frac{\theta_u - \theta_i}{\Delta P - \Delta P_N} \right) \quad (3.8)$$

Pode-se descrever a elevação final de temperatura θ_u por:

$$\theta_u = \theta_{fl} \left[\frac{(P_{Cu} + P_{Fe} + P_T)}{(P_{CuN} + P_{FeN} + P_{TN})} \right] \eta \quad (3.9)$$

onde:

θ_{fl} = elevação de temperatura do topo do óleo a plena carga;

P_{CuN} , P_{FeN} , P_{TN} = perdas nos enrolamentos, no núcleo e nas estruturas metálicas em condições de carregamento nominal;

P_{Cu} , P_{Fe} , P_T = perdas nos enrolamentos, no núcleo e nas estruturas metálicas sob condições de carga não senoidal;

Considerando-se as perdas totais nos enrolamentos e as perdas no tanque representadas por P_{Cu} , P_T respectivamente, como funções dependentes da penetração e da ordem harmônica, e as perdas no ferro P_{Fe} , uma função da ordem harmônica e da tensão, aplicadas como na referência [18] tem-se:

$$P_{Fe} = F_{Fe}(n, V) P_{FeN} \quad (3.10)$$

$$P_T = F_T(p, n) P_{TN} \quad (3.11)$$

$$P_{Cu} = K^2 F_{Cu}(p, n) P_{CuN} \quad (3.12)$$

sendo:

p = penetração harmônica.

n = ordem harmônica.

Desta forma, nas seções 3.3.4, 3.3.5 e 3.3.6 serão determinadas as funções descritas pelas expressões (3.10), (3.11) e (3.12) respectivamente..

3.3.3 - A Função $F(p,n)$

Esta função é dependente da penetração harmônica, espectro harmônico da corrente, levando-se em conta as distorções do fluxo causadas pelas correntes de Foucault e, quantificando-se assim a variação das perdas específicas nos enrolamentos na presença de cargas não lineares. Esta função pode ser descrita como:

$$F(p, n) = \frac{\Delta P}{\Delta P_N K^2} \quad (3.13)$$

sendo:

ΔP = perdas específicas sob o carregamento atual;

ΔP_N = perdas específicas sob condições nominais;

Assim, admitindo que as perdas específicas sob condições não senoidais são aquelas representadas pela equação (3.14) :

(3.14)

$$\Delta P = m^2 J^2 n^2 f^2 \gamma C_n$$

onde:

m = constante dependente do número de espiras , número de condutores

em paralelo e das dimensões dos condutores dos enrolamentos;

J = densidade de corrente atual , representada pela equação (3.18)

f = freqüência fundamental;

n = ordem harmônica;

γ = condutividade volumétrica;

C_n = função de correção levando-se em conta a distorção do campo devido a correntes de Foucault fluindo nos enrolamentos[18] e apresentada na equação (3. 15).

$$C_n = \frac{6}{\xi^3} \frac{\operatorname{senh}\xi - \operatorname{sen}\xi}{\operatorname{cosh}\xi + \operatorname{cos}\xi} \quad (3.15)$$

$$\xi = h\sqrt{\pi\mu_o\gamma n f} \quad (3.16)$$

Considerando o transformador suprindo uma carga mista composta de cargas lineares e não lineares a densidade de corrente pode ser escrita como:

$$j = \sqrt{2}J_{11} \text{sen} \omega t + \sqrt{2}J_{1c} \sum F_n \text{sen}(n\omega t + \theta_n) \quad (3.17)$$

O valor eficaz total da densidade de corrente é :

$$J^2 = (J_{11}^2 + J_{1c}^2 + 2J_{11}J_{1c} \cos \theta_1) (1 + p^2 \sum_{n \neq 1} F_n^2) \quad (3.18)$$

sendo:

$$p = \sqrt{\left[\left(\frac{J_{11}}{J_{1c}} \right)^2 + 2 \left(\frac{J_{11}}{J_{1c}} \right) \cos \theta_1 + 1 \right]} \quad (3.19)$$

$$F_n = \frac{1}{n} F(\alpha, \mu) \quad (3.20)$$

A função $F(\alpha, \mu)$ representa a fonte harmônica e é expressa por:

$$F(\alpha, \mu) = \left[\left(\frac{\text{sen} \left[(n-1) \frac{\mu}{2} \right]}{n-1} \right)^2 + \left(\frac{\text{sen} \left[(n+1) \frac{\mu}{2} \right]}{n+1} \right)^2 - \right. \\ \left. - 2 \left(\frac{\text{sen} \left[(n-1) \frac{\mu}{2} \right]}{n-1} \right) \left(\frac{\text{sen} \left[(n+1) \frac{\mu}{2} \right]}{n+1} \right) \cos(2\alpha + \mu) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.21)$$

Assim a equação (3.13) pode ser escrita como:

$$F(p, n) = \frac{(1 + p^2 \sum_{n \neq 1} F_n^2) (1 + \chi) (1 + p^2 \sum_{n \neq 1} F_n^2 \frac{C_n}{C_1})}{1 + \chi} \quad (3.22)$$

Nas expressões (3.17), (3.18), (3.19), (3.20), (3.21) e (3.22) as variáveis

envolvidas são assim identificadas:

J_{1c} = densidade de corrente fundamental devido as cargas não lineares;

J_{1l} = densidade de corrente devido as cargas lineares;

p = penetração harmônica;

$\mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$ [H/m];

θ_n = ângulo entre a componente fundamental devido as cargas lineares e a componente fundamental devido as cargas não lineares;

$F_n = I_n / I_1 = (1/n) F(\alpha, \mu)$;

α = ângulo de disparo do conversor;

μ = ângulo de comutação do conversor;

I_1 = corrente fundamental;

I_n = corrente harmônica de ordem n ;

χ = fator de perdas por dispersão, definido na seção 3.2.6;

γ = condutividade específica;

C_n = função de correção que leva em conta a distorção da correntes

Foucault fluindo nos enrolamentos [18].

3.3.4-A Função $F_{Fe}(n, V)$

Esta função é representativa da dependência da espessura das lâminas que compõem o núcleo do transformador, da forma de onda e da magnitude da indução magnética, que, por sua vez, é dependente da tensão de alimentação desprezando-se a resistência e a reatância de dispersão. Assim, pode-se definir $F_{Fe}(n, V)$, como nas referências [11] e [18]:

$$F_{Fe}(n, V) = \frac{P_H + P_{EC}}{P_{FeN}} \quad (3.23)$$

Considerando que as perdas por Histerese na presença de distorções harmônicas podem ser descritas pela equação (2.9) e pelas considerações feitas na seção (2.4.2) e que o espectro de tensão seja aquele representado pela figura 3.1, pode-se modificar e reescrever a equação (2.9) como:

$$P_H = P_{HN} \left(\frac{\sum \frac{1}{n^{a+1}}}{1 + \sum \left(\frac{1}{n^a} \right)} \right)^s \quad (3.24)$$

Por outro lado se as perdas por correntes Foucault são aquelas representadas pela equação (2.31) e que as considerações feitas na seção (2.4.1) e aquelas representadas na figura 3.1 fossem aplicadas àquela equação obtem-se:

$$P_{EC} = P_{ECN} \frac{(\sum n^2 (\frac{1}{n^a})^2 C_n)}{C_1 \sqrt{(1 + (\sum \frac{1}{n^a})^2)}} \quad (3.25)$$

onde:

P_H = Perdas por Histerese reais;

P_{EC} = Perdas por Correntes Foucault reais;

P_{HN} = Perdas por Histerese nominais;

P_{ECN} = Perdas por Correntes Foucault nominais;

n = ordem harmônica;

C_n = função de correção para as Perdas por Correntes Parasitas de Foucault,

como definida na seção (3.3.3);

s = coeficiente de Steinmetz.

Assim, para a implementação das equações anteriores, considerou-se o espectro harmônico de tensão representado na figura 3.1. Onde o coeficiente "a", define diferentes condições de distorção harmônica, permitindo a simulação de

vários estudos. Uma alternativa mais realística seria a utilização em substituição ao espectro harmônico da tensão de alimentação, apresentado na figura 3.1 (a título de ilustração - sem escala), pelos resultados obtidos por um analisador espectral.

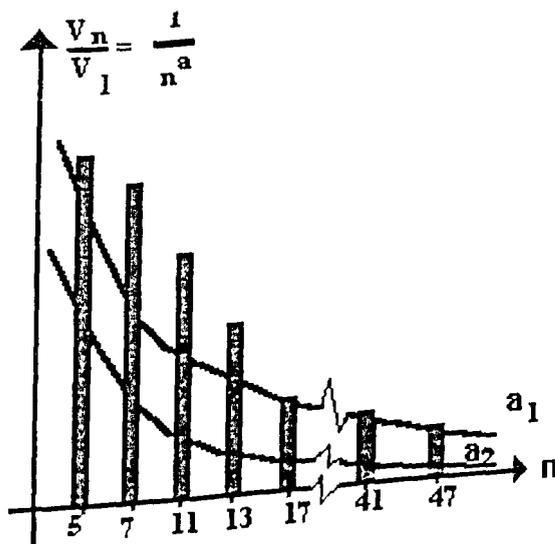


Figura 3.1- Espectro Harmônico utilizado nas Simulações (sem escala)

3.3.5- A Função $F_T(p,n)$

Caracteriza a função representativa do acréscimo nas perdas no tanque do transformador. Esta categoria de perdas é muito difícil de ser calculada com precisão devido a complexidade da geometria e a não linearidade dos elementos que compõe

o caminho de retorno do fluxo de dispersão. Assim, como na referência [18], através de vários ensaios experimentais realizados pelo autor, conclui-se que :

para o conversor de seis pulsos:

$$F_T = 1.0 + 3P^2 \quad (3.26)$$

para o conversor de doze pulsos:

$$F_T = 1.0 + 1.3P^2 \quad (3.27)$$

3. 3.6- A Função F_{Cu} (p,n)

A determinação e quantificação desta função leva em conta o aumento nas perdas nos enrolamentos, considerando-se as dimensões dos condutores, o espaçamento entre as camadas de condutores e o número de condutores em paralelo, entre outras grandezas. Então:

(3.28)

$$F_{Cu}(p, n) = \frac{P_{Cu}}{K^2 P_{CuN}}$$

onde :

P_{CuN} = perdas totais nos enrolamentos sob condições de carga mista (cargas não lineares e lineares);

$K = S/S_n$, como definido anteriormente.

As perdas nos enrolamentos para uma determinada corrente harmônica de ordem n , pode ser definida por:

$$P_{Cu_n} = R_p I_{pn}^2 (1 + \chi_{pn}) + R_s I_{sn}^2 (1 + \chi_{sn}) \quad (3.29)$$

e que as perdas totais nos enrolamentos devido uma determinada distorção harmônica na corrente vale:

$$P_{Cu} = R_p \left(\sum I_{pn}^2 + \sum \chi_{pn} I_{pn}^2 \right) + R_s \left(\sum I_{sn}^2 + \sum \chi_{sn} I_{sn}^2 \right) \quad (3.30)$$

definindo-se ainda que :

$$I_p^2 = \sum I_{pn}^2 = I_{p1}^2 (1 + D^2 \sum_{n=1} F_n^2) \quad (3.31)$$

Então a equação (3.30) pode ser reescrita substituindo a equação (3.31) na equação (3.30), referindo-se as perdas ao primário, como:

$$P_{Cu} = R_p I_{p1}^2 \left\{ \left[1 + D^2 \sum_{n=1} F_n^2 \right] + \chi_p \left(1 + D^2 \sum_{n=1} F_n^2 \frac{\chi_{pn}}{\chi_p} \right) + \frac{R_s}{R_p} \left(\frac{I_{s1}}{I_{p1}} \right)^2 \left[\left(1 + D^2 \sum_{n=1} F_n^2 \right) + \chi_s \left(1 + D^2 \sum_{n=1} F_n^2 \frac{\chi_{sn}}{\chi_s} \right) \right] \right\} \quad (3.32)$$

Após algumas manipulações algébricas, substituindo-se as equações (3.29), (3.30), (3.31) e (3.32) na equação (3.28), obtém-se:

$$F_{Cu}(p, n) = \frac{1 + \left(\frac{R_s}{R_p}\right) \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 + \frac{\chi_p (1 + p^2 \sum_{n=1} F_n^2 \frac{\chi_{pn}}{\chi_p})}{1 + p^2 \sum_{n=1} F_n^2}}{1 + \chi_p + \left(\frac{R_s}{R_p}\right) \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2} + \frac{\left(\frac{R_s}{R_p}\right) \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \chi_s (1 + p^2 \sum_{n=1} F_n^2 \frac{\chi_{sn}}{\chi_s})}{1 + p^2 \sum_{n=1} F_n^2} + \frac{1 + \chi_p + \left(\frac{R_s}{R_p}\right) \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2}{1 + \chi_p + \left(\frac{R_s}{R_p}\right) \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2} \quad (3.33)$$

onde:

R_s , R_p = resistência dos enrolamentos secundário e do primário, respectivamente;

N_s , N_p = número de espiras dos enrolamentos secundário e do primário, respectivamente;

χ_s , χ_p = fatores de perdas por dispersão para os enrolamentos primário e secundário, como definidos a seguir.

Os fatores de perdas por dispersão quantificado pelos métodos apresentados anteriormente, como na referência [25] São:

$$\chi = \chi_p + \chi_s \quad (3.34)$$

$$\chi_p = \chi_{px} + \chi_{py} \quad (3.35)$$

$$\chi_s = \chi_{sx} + \chi_{sy} \quad (3.36)$$

onde:

χ_p, χ_s = fatores de dispersão para os enrolamentos primário e secundário;

χ_{px}, χ_{py} = componentes axial e radial do fator de dispersão para o enrolamento primário;

χ_{sx}, χ_{sy} = componentes axial e radial do fator de dispersão para o enrolamento secundário.

Na presença de harmônicas de ordem "n" o fator de dispersão torna-se:

$$\chi_p = n^2 (\chi_{px} C_{pxn} + \chi_{py} C_{pyn}) \quad (3.37)$$

$$(3.38)$$

$$\chi_s = n^2 (\chi_{sx} C_{sxn} + \chi_{sy} C_{syn})$$

$$(3.39)$$

$$C_{pxn} = \frac{6}{\xi_x} \frac{\sinh \xi_x - \xi_x}{\cosh \xi_x + \cos \xi_x}$$

$$\xi_x = \sqrt{\frac{\pi \mu_o \gamma n f h^3}{(h+e)}} \quad (3.40)$$

$$\xi_y = \sqrt{\frac{\pi \mu_o \gamma n f^2 b^3}{(b+e)}} \quad (3.41)$$

sendo:

nf = frequência do campo magnético;

γ = condutividade específica;

$\mu_o = 4 \pi 10^{-7}$ [H/m];

b, h = largura e espessura do condutor , conforme figura 3.2;

e, c = distâncias entre condutores, conforme figura 3.2;

$C_{pxn}, C_{pyn}, C_{sxn}, C_{syn}$ = funções de correções considerando-se a distorção do campo devido às correntes de Foucault.

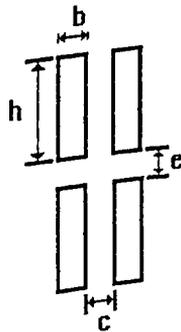


Figura 3.2- Dimensões e Disposições dos Condutores dos Enrolamentos de Transformador Típico.

3.3.7- Temperatura Ambiente (θ_a)

A temperatura ambiente é um fator importante e fundamental na determinação da capacidade de carga do transformador, uma vez que a elevação de temperatura para qualquer carga deve ser acrescida da temperatura ambiente para se determinar a temperatura de operação com maior precisão.

Recomenda-se desta forma, se possível, utilizar a temperatura ambiente real na determinação da temperatura do enrolamento, embora isto nem sempre seja possível. Para solucionar esta questão, pode-se fazer uma previsão desta temperatura tomando-se como base os relatórios preparados pelo serviço de meteorologia do Ministério da Agricultura, que fornecem a temperatura média mensal e a média das temperaturas máximas diárias para as várias regiões do país.

3.4-Conclusões

Apresentou-se neste capítulo de forma mais detalhada todas as perdas envolvidas com o transformador quando em condições de operação senoidal e não-senoidal, resultantes de cargas com comportamentos não-lineares e lineares.

Assim, os objetivos inicialmente proposto neste capítulo são fundamentados nas recomendações das normas no que tange aos limites em condições de operações senoidais e não-senoidais dos transformadores, principalmente a evolução das perdas de vida útil nestes equipamentos. Este capítulo além de apresentar as características elétricas necessárias dos transformadores típicos, elementos fundamentais do equacionamento da perda de vida destes, mostra também outros parâmetros para análises mais adequadas. Posteriormente, observa-se que recursos adicionais são necessários para estudos posteriores, a exemplo do método dos elementos finitos, objetivo de estudos posteriores desta dissertação.

Capítulo 4

Análise dos Resultados das Simulações

4.1-Introdução

Objetivando ilustrar a validade dos métodos apresentados, são discutidos neste capítulo, alguns resultados computacionais obtidos a partir de programas de simulação digital. Sendo que para o método convencional elaborou-se de um programa computacional em linguagem C e para as simulações feitas através do método dos elementos finitos um "software" comercial denominado EFCAD.

4.2- Resultados das Simulações

4.2.1- Método Convencional

A seguir descreve-se os resultados obtidos através de um programa de simulação digital desenvolvido em linguagem C e as formulações descritas no

capítulo 3 cujo fluxograma é apresentado na Figura 4.1.

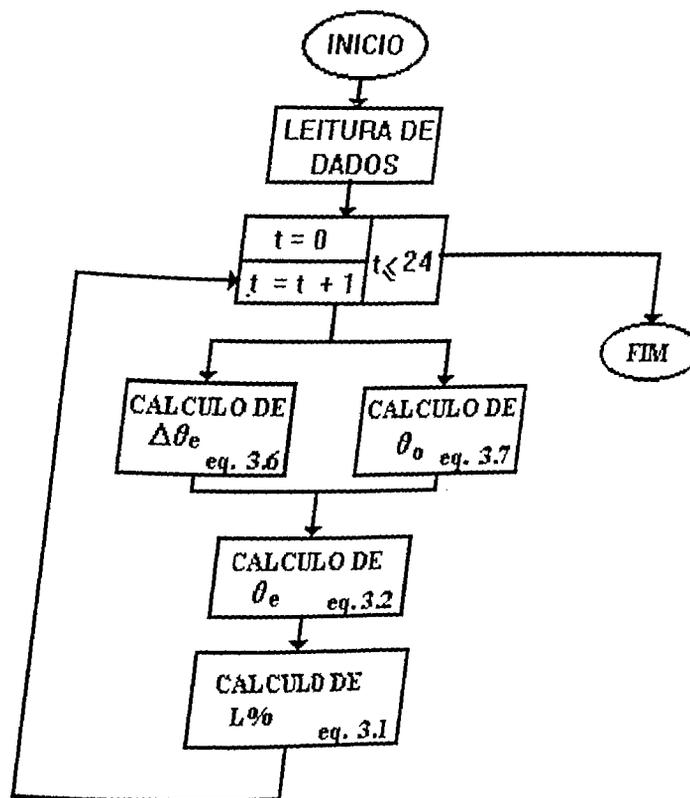


Figura 4.1- Fluxograma desenvolvido em Linguagem C usado nas simulações

Nas simulações considerou-se as condições e hipóteses abaixo :

- fontes harmônicas: conversores de seis e doze pulsos;
- maior ordem harmônica considerada com amplitude significativa 50^a ;
- somente as harmônicas características estão presentes;
- no cálculo do aumento das perdas ocasionado pelas harmônicas há uma superposição de efeitos;
- a localização do ponto mais quente permanece inalterada na presença de harmônicas;
- o ciclo de carga mostrado na figura 5.2.

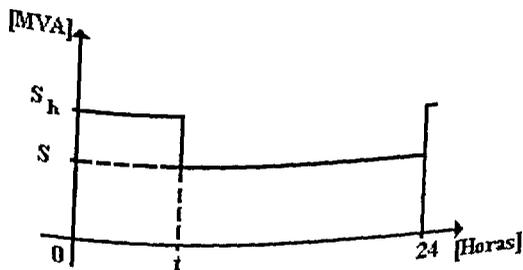


Figura 4.2- Ciclo de Carga

onde :

t = intervalo de tempo durante o qual o transformador fica submetido às distorções harmônicas;

S_h = potência referente as cargas não lineares;

S = potência referente as cargas lineares.

Neste programa os dados de entrada são:

- condutividade volumétrica;
- espessura das chapas de ferro que compõe o núcleo do transformador;
- tipo de refrigeração, representado pelo coeficiente η ;
- ângulo de comutação da fonte harmônica;
- temperatura ambiente;
- elevação da temperatura do ponto mais quente sobre a temperatura do topo do óleo sob condições nominais;
- elevação da temperatura do topo do óleo sobre a temperatura ambiente sob condições nominais.
- potência nominal do transformador;
- peso do óleo;
- peso do ferro;
- peso do cobre;
- peso do tanque;
- perdas nominais no cobre ;

- perdas nominais no ferro ;
- perdas no nominais tanque ;
- dimensões dos condutores do primário e do secundário;
- número de condutores em paralelo do primário e do secundário;
- número de espiras do primário e do secundário;
- resistências do primário e do secundário;
- especificações das fontes harmônica;
- tensão primária e secundária.

Assim, os resultados obtidos por meio das simulações são mostrados nas figuras 4.3, 4.4 e 4.5 e os dados dos transformadores analisados são apresentados na Tabela 4.1. Uma análise destes gráficos, por exemplo, $m = 0.8$ significa 80% de cargas lineares e $m_c = 0.8$ implica em 80% de cargas não lineares perfazendo um carregamento de 160% no transformador.

Transf.	1	2	3
S_c [Mva]-	0.150	0.300	9.375
W_{rr} [Kg]-	41.0	62.4	6903
W_{oi} [Kg]-	52.0	47.0	9330
W_{co} [Kg]-	24.5	30.2	3824
W_T [Kg]-	36.5	65.0	9905
P_{co} [Kw]-	0.363	0.616	51.0
P_T [Kw]-	0.012	0.026	3.6
P_{rr} [Kw]-	0.087	0.154	13.0
$\Delta\theta$ [°C]	24.6	21.5	18.0
θ_1 [°C]	25.0	28.0	30.0
θ_2 [°C]	42.4	45.0	41.0
R_1 [Ω]-HV Resistência	257.0	483.3	4.96
R_2 [Ω]- LV Resistência	0.0639	0.036	0.167
HV-Cond. Dimensões [mm Xmm]	0.1624 X 0.1624	0.258 X 0.258	1.9 X 11.1
LV- Cond. Dimensões [mm Xmm]	3.0 X 4.5	3.8 X 6.8	2.0 X 10.8

Tabela 4.1- Dados Construtivos dos Transformadores Analisados.

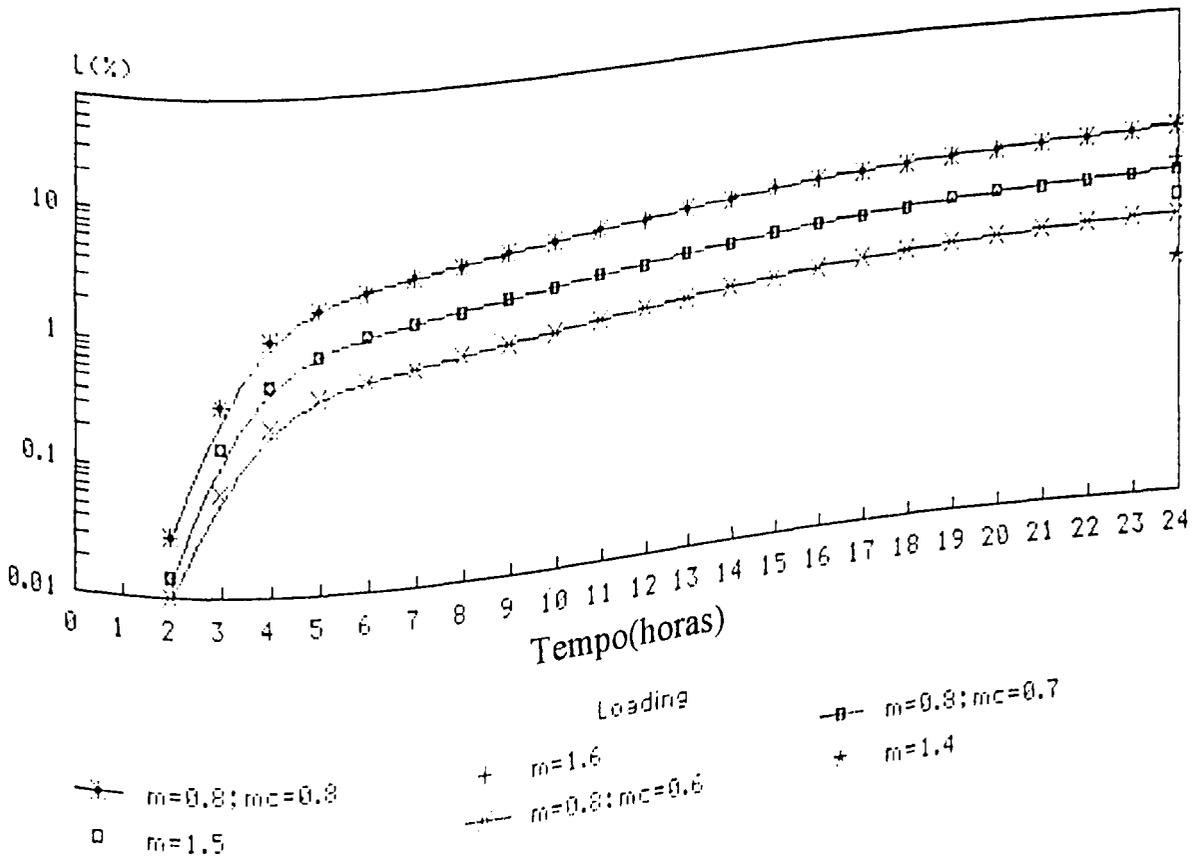


Figura 4.3- Curvas de Estimativa de Perda de Vida Útil para um Transformador de 150[KVA]

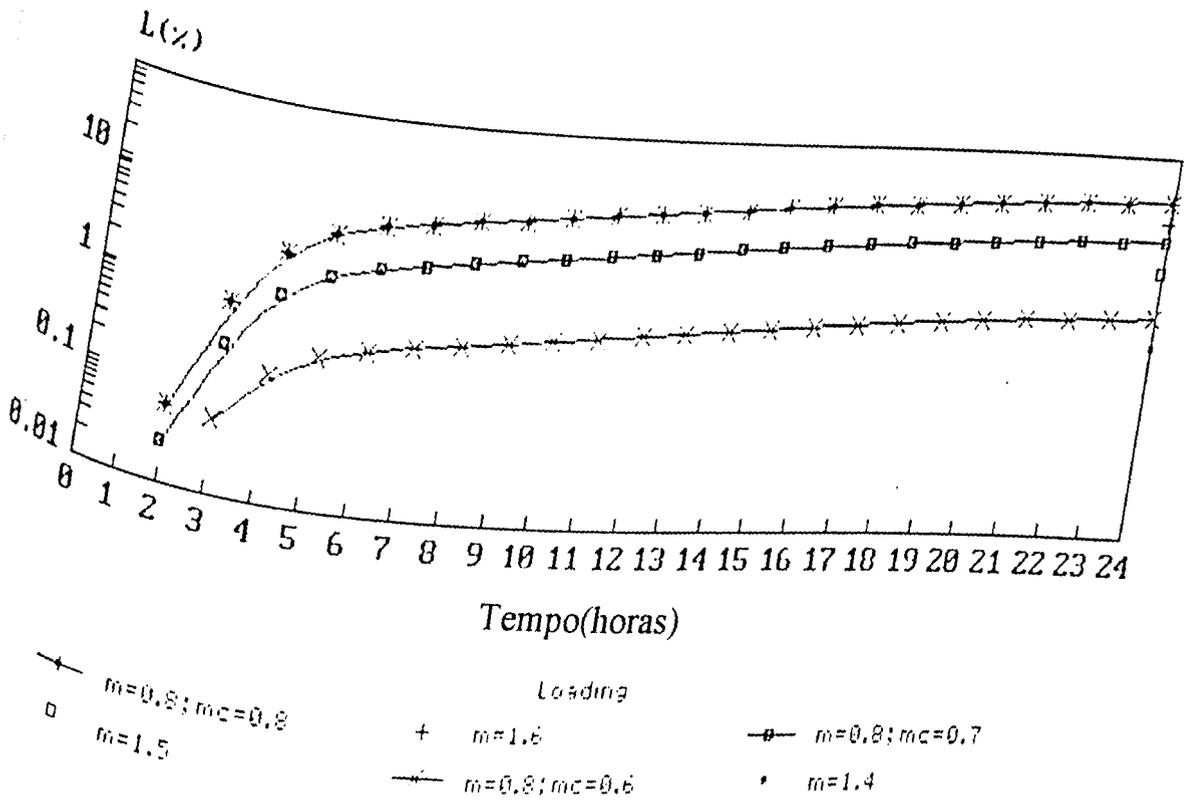


Figura 4.4-Curvas de Estimativa de Perda de Vida Útil de um Transformador de 300[KVA]

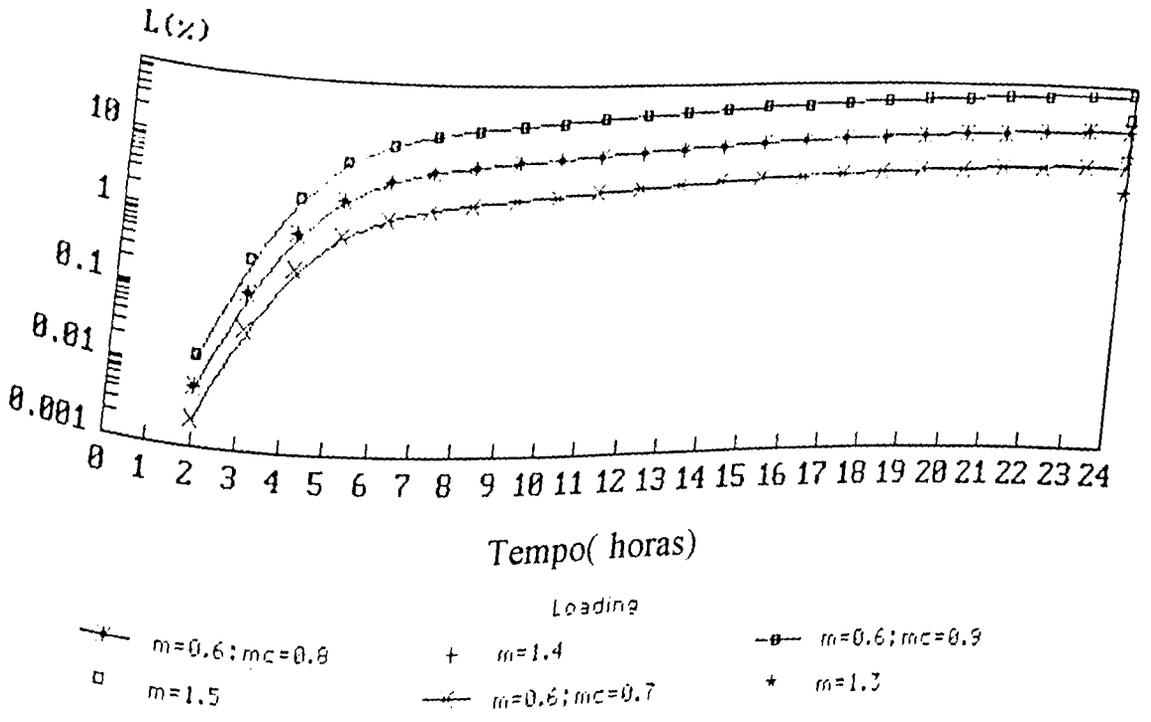


Figura 4.5-Curvas de Estimativa de Perda de Vida Útil de um Transformador de 9.375[MVA]

Das figuras 4.3, 4.4 e 4.5 conclui-se que para os três transformadores analisados quando estes são submetidos a um carregamento misto (cargas lineares e não lineares) a vida útil destes transformadores são substancialmente afetadas.

Verificou-se também que através de simulações, mesmo na ausência de uma sobrecarga no transformador, há uma redução na vida útil do equipamento quando este é submetido a carregamento misto.

Para um carregamento mixto ou seja $m = 0,8$ e $m_c = 0,8, 0,7$ e $0,6$ provocam a perda de vida útil em um transformador de 300 [KVA] de cerca de 2,6%, 12 % e 20%, respectivamente.

Por outro lado, com o mesmo ciclo de carga um transformador de 150 [KVA], este sofre uma perda de vida de cerca de 1% a 10%, e, um transformador de 9,375[MVA] de 10% a 50%.

Finalmente, constata-se a redução na expectativa de vida útil do transformador quando se aumenta o nível de distorção harmônica com o aumento de m_c .

4.2.2- Método dos Elementos Finitos

O método dos elementos finitos dentre as suas várias aplicações na engenharia representa uma grande ferramenta no cálculo da temperatura nos enrolamentos dos transformadores, e, conseqüentemente na temperatura do ponto mais quente, pois permite uma solução conjunta do problema termo-elétrico.

Visto que a capacidade de geração, transmissão e transformação de potência nos equipamentos elétricos está limitada e condicionada à capacidade de transmissão de calor das perdas por efeitos eletromagnéticos nestes equipamentos. Assim, uma análise adequada deve ser feita, de modo a avaliar as condições que possam causar superaquecimento e conseqüentemente danos operacionais ao funcionamento do equipamento.

Esta técnica numérica parte do princípio de que o domínio deve ser discretizado ou decomposto em pequenas regiões, denominadas elementos finitos. Uma formulação conveniente é aplicada a cada um destes elementos, e o conjunto de soluções relativo a estas regiões nos fornece a solução global do problema. É evidente que quanto menores forem estes elementos, ou seja, quanto maior for o número de elementos do domínio de estudo, o que constitui o caso ideal, a solução encontrada é mais precisa.

Assim, seja o problema representado pela figura 4.6, a título de ilustração, onde representa-se um dielétrico entre duas placas de potenciais V_a e V_b .

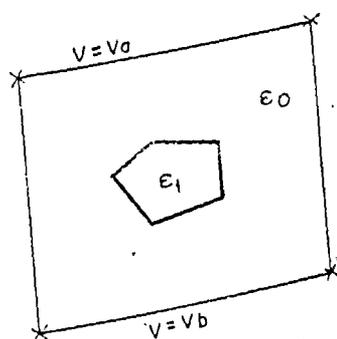


Figura 4.6 - Exemplo de Aplicação de Elementos Finitos

Para que o método dos elementos finitos seja aplicado à solução de um problema, como o exemplo apresentado na figura 4.6, é necessário que o domínio de cálculo seja discretizado em pequenas regiões, para o caso considerado, com elementos finitos triangulares, conforme ilustra a figura 4.7. Observa-se que um elemento finito assim definido não pode conter dois meios distintos, ou seja, a fronteira entre dois meios deve ser obrigatoriamente a fronteira entre dois elementos. Desta forma, o conjunto de elementos, denominado malha, deve obedecer a forma mostrada na figura 4.8.

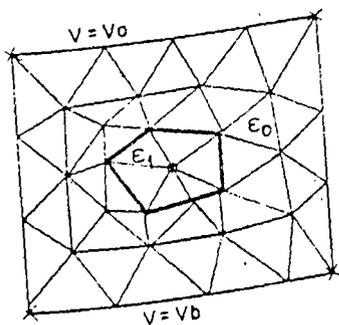


Figura 4.7 - Malha de Elementos Finitos

Situações como aquela representada pela figura 4.9 constituem-se ou denominam-se "malha não compatível". Pode-se assim definir como "elemento" a região finita e como "nó" o ponto de encontro de arestas que compõem os elementos, conforme ilustra a figura 4.8. Quando a malha é não compatível tem-se nós que não coincidem com os vértices dos triângulos. Situações como estas devem ser evitadas pois conduzem a resultados incorretos e indesejáveis, como se demonstra na literatura especializada.

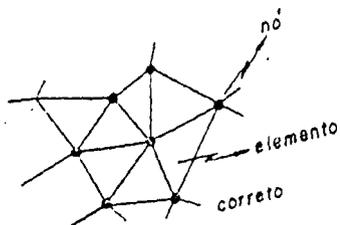


Figura 4.8- Exemplo de uma Malha correta

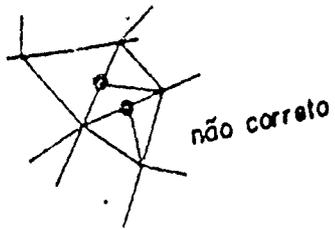


Figura 4.9- Exemplo de uma Malha incorreta.

Realmente, havendo diversos tipos de elementos finitos, desde o mais simples denominado de primeira ordem, o qual varia linearmente no interior do elemento como representado pela equação (4.1), até elementos mais sofisticados, que variam quadraticamente no interior do elemento [26].

$$v(x, y) = a_1 + a_2x + a_3y \quad (4.1)$$

Pode-se, assim, atribuir a elementos mais complexos um maior grau de precisão, porém, na prática verifica-se que os elementos denominadas de primeira ordem se corretamente aplicados produzem excelentes resultados, constituindo-se em método eficaz e, conseqüentemente mais utilizado.

4.2.3-Aplicação do Método dos Elementos Finitos na Determinação de Temperaturas em Transformadores

4.2.3.1- Fundamentos da Transmissão de Calor

É notório a existência básica de três formas de transmissão de calor quais sejam: condução, radiação e convecção. Assim, nesta seção serão apresentados os mecanismos básicos de cada uma destas formas de transmissão de calor, bem como sua características e formas de aplicações do método focalizado.

4.2.3.1.1- Considerações Básicas da Transmissão de Calor por Condução

Quando uma partícula entra em contato com uma superfície aquecida haverá um processo através do qual o calor fluirá de um meio para outro.

Este mecanismo pode ser explicado sucintamente através da teoria da energia cinética, através da qual pode-se dizer que a temperatura de um elemento da matéria é proporcional a energia cinética média de suas moléculas constituintes. Quando as moléculas em uma região adquirem uma energia cinética média maior do que a da região adjacente (que manifesta-se pela diferença de temperatura), as moléculas

Portadoras de maior energia transmitirão parte desta energia para as moléculas da região de temperatura mais baixa.

Nos gases e líquidos, a transferência de calor se dá pelo impacto entre as moléculas. Já nos sólidos, a energia é conduzida de duas maneiras: pela vibração na estrutura do material e pelo transporte de elétrons livres. Contudo, o transporte através dos elétrons livres é o meio mais efetivo e, por esta razão, os bons condutores elétricos são quase sempre, bons condutores de calor, enquanto que os isolantes elétricos são, geralmente, maus condutores de calor.

Assim, a equação básica que descreve a condução unidirecional de calor é descrita pela lei de Fourier, ou seja:

$$q_s = -kS \frac{\partial T}{\partial \underline{n}} \quad (4.2)$$

onde:

q_s = Taxa de transferência de calor através da superfície S em W;

S = Área através da qual ocorre a transferência de calor em m^2 ;

k = condutividade térmica do material em $W/(m \text{ } ^\circ C)$;

T = temperatura em $^\circ C$;

\underline{n} = Direção normal a S .

Por outro lado, a equação que descreve a condução tridimensional de calor é:

$$c \frac{\partial T}{\partial t} + \text{Divergente}(-k\nabla T) = q \quad (4.3)$$

sendo:

c = Capacidade térmica do material em $J / m^3 \text{ } ^\circ C$;

q = Calor gerado por unidade de volume em W / m^3 .

4.2.3.1.2- Considerações Básicas de Transmissão de Calor por Convecção

Quando uma partícula de líquido ou gás entra em contato com uma superfície aquecida, haverá aquecimento por condução. Assim, pode-se calcular o calor transferido a esta partícula utilizando-se a equação (4.2).

Esta partícula, ao se aquecer, dilatar-se-á, tornando-se menos densa. Isto fará com que esta partícula se afaste da superfície aquecida provocando, assim, uma aproximação das partículas mais densas, ou seja, mais frias desta superfície, propiciando um movimento de partículas denominado de correntes de convecção. Esta convecção, comandada somente pela diferença de densidade entre as partículas é chamada de convecção livre ou natural.

Em casos onde haja a circulação forçada do fluido, através de ventiladores por exemplo, este processo de transferência de calor passa a ser denominado de convecção forçada.

O efeito global da convecção pode ser expresso através da lei de Newton do resfriamento, ou seja :

$$q_s = hS(T_p - T_\infty) \quad (4.4)$$

onde:

h = Coeficiente de transferência de calor por convecção em $W/m^2 \text{ } ^\circ C$;

T_p = Temperatura da parede que está em contato com o fluido em $^\circ C$;

T_∞ = Temperatura do fluido em um ponto suficiente distante da parede.

Associando-se as equações (4.3) e (4.4), obtém-se:

(4.5)

$$k \frac{\partial T}{\partial n} = -h(T_p - T_\infty)$$

O parâmetro h não é, normalmente, obtido facilmente. Para alguns sistemas é possível o cálculo analítico, e para situações mais complexas, a determinação é

experimental ou numérica. Pode-se afirmar no entanto que este parâmetro apresenta dependência da viscosidade do fluido, de sua condutividade térmica, calor específico, densidade e velocidade, além de depender, também da geometria da superfície do sólido.

4.2.3.1.3- Considerações Básicas de Transmissão de Calor por Radiação

Para que ocorra a transmissão de calor por condução e convecção é necessário que haja a participação de um meio material entre as fontes quentes e frias. Todavia, pode haver transmissão de calor no vácuo, associada a uma outra forma de transmissão de calor, bem diferente das duas anteriores; trata-se da radiação térmica.

Todo corpo em uma temperatura diferente do zero absoluto emite radiações eletromagnéticas que, ao atravessarem um meio que lhes seja transparente, prosseguirão sem nenhuma alteração de trajetória. Porém, estas radiações, ao colidirem com um que lhes seja opaco, serão em parte absorvidas e parte refletidas pelo meio. Com isto, uma parcela da energia radiante da onda será transformada em energia térmica, aquecendo o meio opaco.

Define-se assim um irradiador ideal, ou corpo negro, como um corpo que absorve toda a radiação incidente sobre ele. Uma relação quantitativa entre a

temperatura e a potência emissiva de um corpo negro foi obtida pelo físico austríaco Stefan. Esta lei foi deduzida posteriormente, através de considerações termodinâmicas, por Boltzmann, gerando a equação conhecida como lei de Stefan-Boltzmann, dada por:

$$E_n = S\gamma T^4 \quad (4.6)$$

onde :

E_n = Potência irradiada pelo corpo negro;

γ = Constante de Stefan-Boltzmann, $\gamma = 5,669 \cdot 10^8 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{ K}^4)$.

Quando dois corpos negros trocam calor por radiação, a troca resultante de calor é proporcional à diferença de temperatura a potência de 4. Assim, sendo T_1 a temperatura do corpo negro emissor 1 e T_2 a temperatura do corpo negro que envolve completamente o corpo 1, tem-se:

$$Q_n = \gamma S (T_1^4 - T_2^4) \quad (4.7)$$

Os corpos reais não preenchem as especificações de um irradiador ideal, emitindo radiação a uma taxa menor do que a dos corpos negros. Se eles emitem, a uma temperatura igual à do corpo negro, uma fração constante de emissão do corpo

negro a cada comprimento de onda, eles são denominados de corpos cinzas. A razão de transmissão de calor líquida de um corpo cinza é a temperatura T_1 , para um corponegro envolvente, à temperatura T_2 , vale:

$$Q_n = \epsilon \gamma S (T_1^4 - T_2^4) \quad (4.8)$$

onde:

ϵ = Emissividade da superfície cinza : Razão entre a emissão da superfície cinza e a emissão do corpo negro à mesma temperatura.

As temperaturas variam com a natureza do material, a temperatura e o acabamento da superfície.

Considerando as formas de transferência de calor descritas nas seções anteriores e o equacionamento apresentado, adequando-se do software utilizado, e, também que os enrolamentos são a única fonte de calor e que, ao se aplicar o método dos elementos finitos a equação de transmissão de calor por condução obter-se-á [22] :

$$kST=Q \quad (4.9)$$

onde:

k = condutividade térmica dos condutores e dos materiais isolantes;

S = Matriz quadrada com elementos definidos pelo método dos elementos finitos;

T = Vetor das elevações de temperatura para elementos finitos dos enrolamentos;

Q = Vetor de perdas de calor por unidade de comprimento em cada elemento.

A solução da equação (4.9) conduzirá a determinação das elevações de temperatura nos enrolamentos. Por outro lado, para solucionar esta equação as condições de contorno para as superfícies dos enrolamentos deverão ser definidas, e estas poderão ser calculadas através da equação (4.6) que pode ser reescrita como:

$$k \frac{\partial T}{\partial n} + h(T - T_o) = 0 \quad (4.10)$$

onde considerou-se T_o é a elevação temperatura do óleo.

4.2.4- Aplicação do Método dos Elementos Finitos

A utilização e aplicação deste método requer de acordo com o manual de utilização do software EFCAD, as seguintes informações e/ou dados de entrada:

- dimensões do transformador;
- emissividade dos materiais;

- condutividade elétrica dos materiais;
- capacidade térmica;
- as condições de excitação não senoidal.

Para tanto, os dados característicos do transformador de 300[KVA], referentes aos materiais , óleo e material ferromagnético, são apresentados na tabela 4.2, abaixo:

	Óleo		Material Ferromagnético
Emissividade	0.82	Emissividade	0.80
Condutividade Elétrica [S.m]	0.108	Condutividade Elétrica [S.m]	0.202
Condutividade Térmica [W. m/ °C]	524	Condutividade Térmica [W. m/ °C]	107

Tabela 4.2-Dados Característicos do óleo e material ferromagnético do Transformador de 300 [KVA].

Os resultados obtidos pela aplicação do método ao transformador de 300[KVA] com características típicas apresentadas anteriormente por ocasião de aplicação do método anterior é apresentado na figura 4.10 .

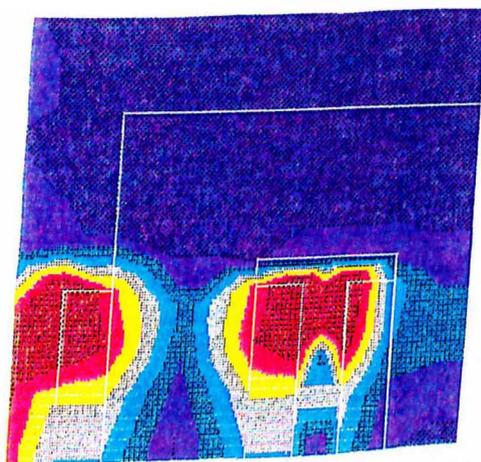


Figura 4.10-Distribuição de Temperatura para um Transformador de 300[KVA] nas regiões correspondentes à parte superior dos Enrolamentos.

A forma de apresentação da figura 4.10, ou seja, somente 1/4 das dimensões do núcleo do transformador, se deve ao fato de ter sido utilizado as características de simetria do núcleo, uma das propriedades do método dos elementos finitos.

Observa-se na figura que as cores mais fortes representam áreas com níveis de temperaturas mais elevadas; ou seja, em ordem decrescente de temperaturas: vermelha, amarela, azul, verde.

4.3- Conclusões

Como pode-se observar pela análise da figura 4.10, o ponto mais quente dos enrolamentos situa-se no topo da bobina, como foi considerado anteriormente neste estudo. A temperatura aproximada deste ponto, através deste método(elementos

finitos) foi de 155 °C, para o caso apresentado, ocasionando uma perda de vida útil em torno de 3.0% ao final de 24 horas, que comparada com àquela obtida e apresentada anteriormente na figura 4.4 se apresentam com uma precisão razoável, para os objetivos dos estudos que aqui foram propostos.

É conveniente salientar que outros casos típicos de transformadores poderão ser simulados e comparados com a metodologia anterior, sendo que, o caso ora apresentado caracteriza e simula a grande maioria de formatos de núcleos de transformadores existentes, razão pela qual não foram simulados outros casos.

Capítulo 5

Conclusões Gerais

Embora as conclusões tenham sido consideradas individualmente em cada capítulo, este capítulo visa considerar as contribuições mais relevantes na elaboração desta dissertação.

No Capítulo 1, de cunho didático, estabeleceu-se a área de pesquisa bem como o estado da arte do assunto em questão .

No Capítulo 2, apresentou-se as características construtivas dos transformadores, bem como suas características operacionais à frequência fundamental e sob condições não lineares.

No Capítulo 3 , o método usual [14] e [16] para o cálculo de perda de vida útil em transformadores foi adaptado para condições não lineares e um programa de simulação digital foi implementado em linguagem C.

No Capítulo 4 , encontram-se os resultados das simulações realizadas donde verificou-se a significativa redução da vida útil dos equipamentos quando estes estão submetidos às distorções harmônicas.

Finalmente, cabe salientar que futuras investigações poderão ser realizadas tanto no software desenvolvido, no sentido de implementar uma aquisição de dados via medições no local em que se encontra instalado o equipamento, bem como o desenvolvimento de uma interface micro-usuário mais amigável. Outros programas de simulação digital que empreguem o método dos elementos finitos poderão ser utilizados, tal como o MSC/EMAS objetivando-se a comparação dos resultados aqui obtidos, e a validade da metodologia empregada nesta dissertação.

Referências Bibliográficas

- [1] -STRATFOR, R.P. - " Harmonic Pollution on Power Systems. A Change in Philosophy." - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, n. 5, September/October 1980 - pp. 617-623.
- [2] -BAITCH, T.L. - " The Australian Standard to Specify Network Harmonic Limits: AS 22279-1979" - IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-18, n.3, May/June 1982 - pp. 260-267.
- [3] -BRADLEY, D.A.; MORFEE, P.J.; WILSON, L.A. - "The New Zealand Harmonic Legislation" - IEE Proceedings Vol. 132, Parte B, n. 4, July 1985 - pp.177-184.
- [4] -Limits for Harmonic in the United Kingdom Electricity Supply System-Engineering Recommendation G53, System Design and Development Committee, September 1976

- [5] -MALEWSKI, R.; DOUVILLE J. - "Measuring Properties of Voltage and Current Transformers for the Higher Harmonic Frequencies"-Canadian Communications and Power Conference -Catalogue, n. 76, ch. 1126-2, Reg7,1976 - pp. 327-329.
- [6] -ORTMEYER, T.H.; CHAKRAVARTHI, K.R. - "The Effects of Power Systems Harmonic on Power Systems Equipment and Loads." - IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems -Vol.PAS-104, September 1985-pp. 2555-2563.
- [7] -OLIVEIRA, J.C; SAMESIMA, M.I.; DIAS, E.M.; OLIVEIRA A. -"Respostas em Frequências de Transformadores de Potencial nas Medições Harmônicas" - X Seminário Nacional de Energia Elétrica - SENDI - Rio de Janeiro - RJ - Outubro de 1988.
- [8] -FUCKS , E .F.; ROESLE R, D.J.; ALASHHAB, F.S. - "Sensitivity of Electrical Appliances to Harmonics an Fractional Harmonics of Power System's Voltage - Part I and II - Transformers and Induction Machines." -IEEE Transactions on Power Delivery - Vol PWRD-2, n °2

April 1987 - pp.437-453.

- [9] -FAWCETT, M.A; KEENER,C.A - "Effects of Harmonic on Watthour Meter Accuracy." - Eletrical World, October 1945 - pp. 82-84.
- [10] -CHALMERS, B.J.; SARKAR, B.R. - "Induction Motor Losses Due to Nonsinusoidal Supply Waveforms." - Poc. IEE - Vol. 115, n 12, December 1968 - pp. 1777-1781.
- [11] -EMMANUEL, A.E; SZABADOS, B. - "Effect of Voltage and Current Distortion on Iron and Cooper Losses." - IEEE Tutorial Course 1984 - EH0221-2-PWR, pp.106-112.
- [12] -NAKATA, T. ; ISHIHARA, Y; NAKANO, M. - "Iron Losses of Silicon Steel Core Produced by Distorced Flux" - Electrical Engineering in Japan, vol. 90, n° 1 , 1970, pp. 10-20.
- [13] -BRADLEY, D.A.; BORGER, P.S.; HYLAND, P.R. - "Harmonic Response Tests on Voltage Tranducers for New Zealand Power

System." - IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems -
Vol.PAS-104, July 1985- pp. 1750-1756.

[14]- ANSI - Guide for Oil Immersed Distribution and Power Transformers
(C57.92-1962).

[15]-FEATHERRINGILL, W. E. - "Power Transformers Loading"- IEEE
Transactions on Industry Applications , Vol. IA-19, Feb. 1983.

[16]- ABNT- Aplicação de Cargas em Transformadores de Potência NBR 5416,
Dezembro de 1981.

[17]- LAHOTI, B. D. ; FLOWERS, D. E. - " Evaluation of Transformers
Loading Above Nameplate Rating"- IEEE Transactions on Power
Apparatus and Systems, Vol . PAS- 100 , pp 200-207 .

[18]- EMMANUEL, A. E. ; WUANG, X. - "Estimation of Loss of Life of
Power Transformers Supplying Nonlinear Loads"- IEEE Transactions
on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104 pp. 300-305 .

- [19]- CREPAZ, S. - "Eddy Current Losses in Rectifier Transformers"-IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-89, pp 150-155.
- [20]- YAMADA, S. ; BRIRNGER, P.P; HIURANO, K; BESHU, K. - "Finite Element Analysis of Nonlinear Dynamic Magnetic Field with DC Component in the Harmonic Domain."- IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 26 , n°5, Sep.1990.
- [21]- YAMADA ,S.-"Calculation of Winding Temperatures in Distribution Transformers subjected to Harmonic Distortion"- IEE PAS Vol 120, 1990.
- [22]- MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY - "Magnetic Circuits and Transformers" - Cambridge - Massachusetts - 1965- USA.
- [23] -BLUME, L.F ; BOYAJIAN, A.; CAMILLI, G.; LENNOX, T.C; MINNECI, S.;MONTINGER, V.M. - "Transformer Engineering - a Treatise on the Theory, Operation, and Applications of Transformers."- Second Edition - John Wiley & Sons, Inc., New York, 1951 - Chapters

II and III- pp. 8-54.

- [24] -ARRILAGA, J.; BRADLEY, D.A.; BORGER, P.S. - "Power Systems Harmonics." - John Wiley & Sons, 1985 - Chapters 4, 5, 6, 7 and 8.
- [25]- KOZLOWSKI, M.; TUROWSKI, J. -"Stray Losses and Local Overheating Hazard in Transformers"- CIGRE Report 12-10 0 Session August 1972.
- [26]- BASTOS, J.P.A-"Eletromagnetismo e Cálculo de Campos"- Editora da UFSC.
- [27]- ARAÚJO , S.C.N. ; SAMESIMA, M.I. -"Analysis of Transformers Loss of Life Driving Nonlinear Industrial Loads"- Proceedings of Japan Industry Applications Society Conference - Matsuyama , Japan.
- [28]- SAMESIMA, M.I. - "Respostas de Transformadores de Corrente e Potencial às Altas Frequências" - Tese de Doutorado - EPUSP 1990.

[29]- ARAÚJO, S.C.N; SAMESIMA, M.I.- "Estimativa de Perda de Vida Útil de Transformadores submetidos às Distorções Harmônicas."- Revista Ciência e Engenharia da UFU/CETEC - nº1, Ano 3, Jan/Jun 1994.

[30]- Working Group 09 - Electra - CIGRE- "Lifetime Evaluation of Transformers"- Electra nº 150 - October 1993 - pp. 39 -51.

[31]- ARAÚJO,S.C.N; SAMESIMA, M.I. -"Analysis of Transformer Loss of Life Driving Nonlinear Industrial Loads"- Proceedings of the 1994 International Synposium on EMC - São Paulo -S.P. , Brazil.