

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GUSTAVO VIANNA RAFFO

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

**ANÁLISE DA CORRENTE DE INRUSH EM
TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA**

Porto Alegre
(2010)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DA CORRENTE DE INRUSH EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: (Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro)

Porto Alegre
(2010)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GUSTAVO VIANNA RAFFO

ANÁLISE DA CORRENTE DE INRUSH EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro, UFRGS

Formação Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto
Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro, UFRGS

Dr. pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Eng. Ito Capinos, Alstom Grid

Prof. Dr. Roberto Petry Homrich, UFRGS

Doutor pela Universidade de Campinas – Campinas, Brasil

Porto Alegre, (Dezembro 2010).

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, em especial pela dedicação e apoio em todos os momentos difíceis. Por terem se esforçado para me dar a melhor criação possível e uma educação de qualidade. Aos meus dois irmãos e duas irmãs por terem sempre estado presente, nos bons e nos maus momentos, me apoiando e me servindo como exemplo de pessoas e profissionais.

Por fim, mas não menos importante, eu quero dedicar não somente este trabalho, mas também a minha formação de engenheiro eletricista, ao meu avô. Infelizmente ele não está mais presente entre nós, mas segue no meu coração e nos meus pensamentos, me dando força para enfrentar as dificuldades da vida. Ele me serviu como exemplo de ser humano amoroso, alegre, honrado, corajoso, enfim, um ídolo para mim.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais agradeço pelo amor, dedicação, carinho, afeto, paciência, e por todo o esforço para criar não somente a mim, mas também todos os meus irmãos e irmãs, que hoje são profissionais formados e com um futuro brilhante pela frente graças a essas duas pessoas maravilhosas que nos trouxeram ao mundo. Pai e mãe, muito obrigado!

À minha família e amigos por todas as palavras de apoio, momentos de descontração durante o curso.

Aos colegas pelo auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso e pelas muitas horas de estudo juntos que nos possibilitou concluir mais esta etapa de nossas vidas e também ao Mestre em Engenharia Mario Oliveira pelo auxílio nas simulações no software ATP e orientação na análise e interpretação dos resultados.

À empresa Alstom, por me proporcionar um grande aprendizado e desenvolvimento profissional durante o período em que estagiei lá, agradeço em especial ao especialista em cálculo elétrico de transformadores, Renato Volpato e ao Engenheiro Eletricista Alexander Guilherme Tesche pelo conhecimento transmitido durante o estágio.

À Universidade, a alguns professores que se dedicam ao ensino de fato, como o professor Doutor Luiz Tiarajú Loureiro dos Reis, que me orientou neste trabalho de forma única, instigando meus conhecimentos de futuro engenheiro e compartilhando o seu vasto conhecimento na área e aos funcionários do DELET, que fizeram parte desta fase da minha vida.

À minha namorada, que me deu força para desenvolver este trabalho, abdicando muitas vezes de estar comigo para que eu pudesse enfim concluir mais esta etapa da minha vida.

RESUMO

Os fenômenos transientes em transformadores de potência são aspectos importantes a ser analisados, a corrente de *inrush* é um destes fenômenos. Este trabalho desenvolve uma comparação entre a corrente de *inrush* e a corrente de curto circuito, utilizando o mesmo parâmetro para ambas. Esta comparação é pertinente devido às duas correntes apresentarem amplitudes de pico semelhantes.

É utilizado um circuito simplificado para o ensaio da corrente de *inrush* no software ATP. Nestas simulações o parâmetro que relaciona a reatância de dispersão de enrolamento com a resistência de enrolamento do transformador é variado e observa-se a representatividade da componente harmônica de segunda ordem em relação à de primeira ordem da corrente de *inrush*. Os resultados obtidos mostram que o critério da representatividade da segunda harmônica em relação à primeira pode ser utilizado na discriminação da ocorrência de uma energização de um transformador ou de um curto circuito no enrolamento do transformador.

Palavras-chaves: Engenharia Elétrica. Transformador de Potência. Corrente de *Inrush*.

2ª Harmônica, ATP.

ABSTRACT

The transient phenomena in power transformers are important aspects to be analyzed, the *inrush* current is one of them. This paper develops a comparison between *inrush* current and fault current, using the same parameter for both. This comparison is relevant because of the two currents present similar peak amplitude.

It uses a simplified circuit for *inrush* current testing on the software ATP. In these tests, the parameter that relates the winding leakage reactance to the winding resistance of the power transformer is varied, the representativeness of the second harmonic component to the first harmonic component of the *inrush* current is observed. The results show that the criterion of representativeness of the second harmonic compared to the first can be used to discriminate the energization of a transformer or a short circuit in transformer winding.

Keywords: Electrical Engineering. Power Transformer. *Inrush* Current. 2nd Harmonic, ATP.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
2 A CORRENTE DE <i>INRUSH</i>	14
2.1 O Fenômeno	14
2.2 Características básicas	16
2.3 Descrição física do fenômeno	18
2.4 Harmônicas da corrente de <i>inrush</i>	22
2.5 Harmônicas da corrente de curto circuito	26
3 CONDIÇÕES INICIAIS NO FENÔMENO DE <i>INRUSH</i>	32
3.1 Condições de manobra no surgimento do fenômeno de <i>inrush</i>	33
3.1.1 Chaveamento com tensão nula e sem magnetismo residual	33
3.1.2 Chaveamento com tensão nula e com máximo magnetismo residual de polaridade oposta ao fluxo magnético sob condições de tensão normais	35
3.1.3 Chaveamento com tensão nula e com máximo magnetismo residual de mesma polaridade que o fluxo magnético sob condições de tensão normais	36
3.1.4 Chaveamento com tensão máxima e sem magnetismo residual	38
3.1.5 Chaveamento com tensão máxima e com máximo magnetismo residual de polaridade oposta ao fluxo magnético sob condições de tensão normais	38
3.1.6 Chaveamento com tensão máxima e com máximo magnetismo residual de mesma polaridade que o fluxo magnético sob condições de tensão normais	39
3.2 Métodos para a redução da corrente de <i>inrush</i>	40
4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS.....	43
4.1 Metodologia de análise	43
4.2 Simulações	46
4.3 Resultados.....	54
4.3.1 Resultados obtidos para relação x/r igual a 10	55
5 CONCLUSÕES.....	58
5.1 SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS.....	60
6 REFERÊNCIAS.....	61
ANEXO A.....	64
A.1 Resultados obtidos para relação x/r igual a 15	64
A.2 Resultados obtidos para relação x/r igual a 20	66
A.3 Resultados obtidos para relação x/r igual a 25	67
A.4 Resultados obtidos para relação x/r igual a 30	69
A.5 Resultados obtidos para relação x/r igual a 35	71
A.6 Resultados obtidos para relação x/r igual a 40	73

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 CURVA DE HISTERESE NA RELAÇÃO B-H EM MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS	15
FIGURA 2 CHAVEAMENTO COM INDUÇÃO REMANENTE IGUAL À B_p	19
FIGURA 3 DISTORÇÃO DA CORRENTE DE EXCITAÇÃO DEVIDO A SATURAÇÃO	21
FIGURA 4 CORRENTE DE <i>INRUSH</i> EM REALAÇÃO AO TEMPO (NORMALIZADA) PARA $X=-0,5$	23
FIGURA 5 CIRCUITO RL PARA MODELAGEM DO TRANSFORMADOR.	26
FIGURA 6 GRÁFICO DA CORRENTE DE FALTA NO DOMÍNIO DO TEMPO.	30
FIGURA 7 COMPORTAMENTO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NO MOMENTO DO CHAVEAMENTO COM TENSÃO NULA E SEM MAGNETISMO RESIDUAL.....	34
FIGURA 8 COMPORTAMENTO DA CORRENTE A VAZIO EM RELAÇÃO À INDUÇÃO MAGNÉTICA.....	34
FIGURA 9 FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i>	35
FIGURA 10 COMPORTAMENTO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NO MOMENTO DO CHAVEAMENTO COM TENSÃO NULA E MAGNETISMO RESIDUAL COM POLARIDADE OPOSTA AO FLUXO MAGNÉTICO	36
FIGURA 11 COMPORTAMENTO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NO MOMENTO DO CHAVEAMENTO	37
FIGURA 12 COMPORTAMENTO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NO MOMENTO DO CHAVEAMENTO PARA A CONDIÇÃO $B_R=B_N$ E COM MESMA POLARIDADE..	37
FIGURA 13 COMPORTAMENTO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NO MOMENTO DO CHAVEAMENTO COM TENSÃO MÁXIMA E COM MÁXIMO MAGNETISMO RESIDUAL COM POLARIDADE OPOSTA AO FLUXO MAGNÉTICO	39
FIGURA 14 COMPORTAMENTO DA INDUÇÃO MAGNÉTICA NO MOMENTO DO CHAVEAMENTO COM TENSÃO MÁXIMA E COM MÁXIMO MAGNETISMO RESIDUAL DE MESMA POLARIDADE QUE O FLUXO MAGNÉTICO.....	40
FIGURA 15 CORRENTE DE <i>INRUSH</i> AO ENERGIZAR UM TRANSFORMADOR DE 20KVA SEM O BANCO DE RESISTORES EM SÉRIE	40
FIGURA 16 CORRENTE DE <i>INRUSH</i> AO ENERGIZAR UM TRANSFORMADOR DE 20 KVA COM O BANCO DE RESISTORES EM SÉRIE	41
FIGURA 17 CURVA DE SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR $I_x V$	48
FIGURA 18 CIRCUITO DE ENSAIO DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i>	50
FIGURA 19 ESQUEMA DE LIGAÇÃO DOS ENROLAMENTOS PRIMÁRIO E SECUNDÁRIO	51
FIGURA 20 DADOS DE ENTRADA DO MODELO DO GERADOR NO ATP	52
FIGURA 21 DADOS DE ENTRADA DO MODELO DA CHAVE SECCIONADORA NO ATP	52
FIGURA 22 DADOS DE ENTRADA DO MODELO DO TRANSFORMADOR MONOFÁSICO NO ATP	53
FIGURA 23 DADOS DE ENTRADA DA CURVA DE SATURAÇÃO DO TRANSFORMADOR.....	53
FIGURA 24 CURVA DE SATURAÇÃO DO MODELO DO TRANSFORMADOR	54
FIGURA 25 CURVA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA $X/R=10$	55

FIGURA 26 FORMA DA ONDA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X=10	55
FIGURA 27 CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DAS FASES A, B E C PARA X/R=10	56
FIGURA 28 AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> PARA X/R=10	56
FIGURA 29 CURVA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X/R=15.....	64
FIGURA 30 FORMA DA ONDA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X=15	65
FIGURA 31 AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> PARA X/R=15	65
FIGURA 32 CURVA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X/R=20.....	66
FIGURA 33 FORMA DA ONDA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X=20	66
FIGURA 34 AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> PARA X/R=20	67
FIGURA 35 CURVA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X/R=25.....	68
FIGURA 36 FORMA DA ONDA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X=25	68
FIGURA 37 AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> PARA X/R=25	69
FIGURA 38 CURVA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X/R=30.....	69
FIGURA 39 FORMA DA ONDA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X=30	70
FIGURA 40 AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> PARA X/R=30	70
FIGURA 41 CURVA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X/R=35.....	71
FIGURA 42 FORMA DA ONDA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X=35	72
FIGURA 43 AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> PARA X/R=35	72
FIGURA 44 CURVA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X/R=40.....	73
FIGURA 45 FORMA DA ONDA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> DA FASE A PARA X=40	73
FIGURA 46 AMPLITUDES DAS HARMÔNICAS DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i> PARA X/R=40	74

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 RELAÇÃO DA SEGUNDA COM A PRIMEIRA HARMÔNICA DA CORRENTE DE <i>INRUSH</i>	25
TABELA 2 COMPARAÇÃO DO FATOR K ATRAVÉS DO MÉTODO EXATO E DO MÉTODO PARAMETRIZADO.....	29
TABELA 3 TAXA DA AMPLITUDE DA SEGUNDA HARMÔNICA PARA A FUNDAMENTAL DA CORRENTE DE CURTO CIRCUITO PARA DIVERSOS VALORES DE ϕ E V.	31
QUADRO 1 VALORES DA REATÂNCIA DE DISPERSÃO EM FUNÇÃO DO PARÂMETRO X/R.....	47
QUADRO 2 CARACTERÍSTICAS DO MODELO DO TRANSFORMADOR DE POTÊNCIA MONOFÁSICO.....	47
QUADRO 3 CARACTERÍSTICAS DO GERADOR DE TENSÃO TRIFÁSICO.....	49
QUADRO 4 CARACTERÍSTICAS DA CHAVE SECCIONADORA TRIFÁSICA.....	50
QUADRO 5 RESULTADOS DAS COMPONENTES HARMÔNICAS DE PRIMEIRA E DE SEGUNDA ORDEM OBTIDOS PARA VALORES DA RELAÇÃO X/R ENTRE 10 E 40 PARA A CORRENTE DE <i>INRUSH</i>	57

LISTA DE ABREVIATURAS

ATP: Alternative Transient Program

FEM: Força Eletro Motriz

IEC: International Electrotechnical Commission

UFRGS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul

1 INTRODUÇÃO

Um sistema elétrico de potência tem como objetivo gerar, transmitir e distribuir energia elétrica de qualidade para seus consumidores. Os transformadores de potência fazem parte da transmissão e distribuição da energia gerada. A fim de transmitir e distribuir uma energia de qualidade, diversos aspectos do transformador de potência devem ser analisados no momento do projeto e execução do mesmo.

Os fenômenos que ocorrem no período transiente em transformadores de potência provavelmente forneceram, aos projetistas e pesquisadores deste tipo de máquina elétrica, os maiores desafios em suas pesquisas e estimularam a evolução dos métodos hoje existentes para análise destes fenômenos. A grande dificuldade estava em reproduzir, em laboratório ou sala de testes, as condições idênticas às aquelas que ocorriam na prática.

A inserção de uma nova unidade transformadora de potência no sistema elétrico, bem como o desligamento e religamento deste na rede elétrica ocasiona um fenômeno transiente chamado de *inrush*. Este fenômeno causa alguns transtornos para os operadores do sistema elétrico e também para as máquinas deste sistema. O efeito que este trabalho irá analisar é a chamada corrente de *inrush*.

O fenômeno da corrente de *inrush* em transformadores de potência é resultado da energização da máquina, ou seja, quando um transformador entra em operação ele precisa ser magnetizado, o que por sua vez, resulta em uma corrente de magnetização de grande amplitude e forma de onda distorcida, conhecida como a corrente de *inrush*.

Como a corrente de *inrush* tem, em muitos casos, mesma magnitude que a corrente de curto circuito do transformador, este trabalho visa analisar um critério que diferencie estas duas correntes. Este critério é desenvolvido neste trabalho com base na bibliografia existente,

a fim de caracterizar através do mesmo parâmetro para as duas correntes as diferenças encontradas entre estas.

2 A CORRENTE DE *INRUSH*

2.1 O FENÔMENO

Ao desconectar um transformador de potência da fonte de energia, ocorre uma interrupção da corrente circulante na máquina e a intensidade de campo magnético, bem como a força magnetomotriz de excitação do núcleo vai à zero.

O núcleo é feito de um material ferromagnético, que apresenta o fenômeno da histerese, que se caracteriza por uma relação não linear entre a intensidade de campo magnético e a indução magnética, representada na figura 1 [1]. Quando o transformador é desenergizado, dependendo do valor de excitação, haverá um resíduo de indução magnética no núcleo, que convencionalmente é chamado de indução remanente. Esta indução remanente pode representar 50 a 90% da indução máxima de operação da máquina, dependendo do tipo de aço-silício empregado [3].

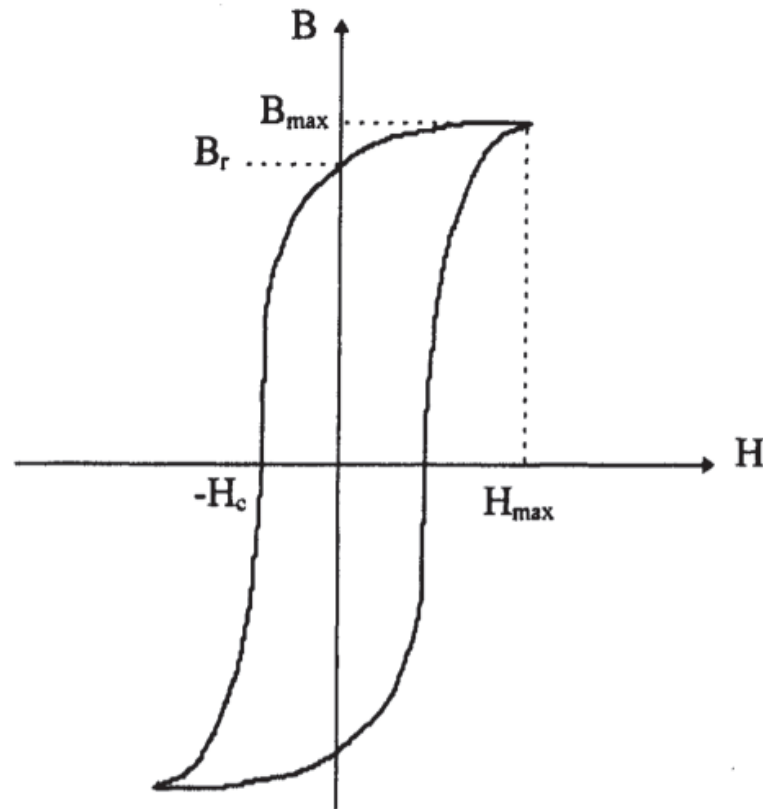


Figura 1 Curva de histerese na relação B-H em materiais ferromagnéticos

Portanto, ao re-energizar a máquina, pode haver um fluxo remanente de valor desconhecido. Dessa forma, dependendo do valor de indução remanente que haja no núcleo e do valor da tensão no instante em que o chaveamento ocorre, será necessário um aumento acima do valor de pico da densidade de fluxo magnético no núcleo para que o transformador consiga apresentar suas características de tensão e corrente nominais.

Este aumento na indução magnética no núcleo do transformador pode chegar a no máximo três vezes o valor da indução magnética de pico no pior caso, o que de qualquer forma gera uma corrente de *inrush* com amplitude maior que a da corrente nominal.

Deve-se mencionar que esta corrente de *inrush* de grande magnitude não era comum nos primeiros projetos de transformadores desenvolvidos, visto que a densidade de fluxo

magnético aplicada antigamente era aproximadamente 50 a 75% do valor atualmente empregado. Entretanto, com o desenvolvimento e evolução do material que compõe o núcleo (aço-silício e isolantes), as perdas foram reduzidas possibilitando o aumento da indução aplicada ao núcleo. Este aumento gerou conseqüentemente um aumento na corrente de *inrush*, dando grande expressão ao fenômeno antes despercebido.

2.2 CARACTERÍSTICAS BÁSICAS

A corrente de *inrush*, descrita no item 2.1, pode apresentar uma amplitude de 8 a 10 vezes o valor da corrente nominal do transformador de acordo com a referência [7]. Porém, outros autores caracterizam esta relação de uma forma mais detalhista, como, por exemplo [3], que afirma que a corrente de *inrush* é de aproximadamente 25 vezes a corrente nominal em 0,01s e aproximadamente 12 vezes a corrente nominal em 0,1s.

Esta corrente de *inrush* transiente é necessária para estabelecer o campo magnético do transformador, porém este fenômeno gera muitos efeitos indesejados, já que a amplitude da corrente de *inrush* está na faixa da amplitude da corrente de curto circuito. Este fenômeno pode causar diversos danos à máquina, como, estresse dinâmico nas bobinas do transformador, falha da operação da proteção diferencial do transformador, deterioração do isolamento, da estrutura de suporte mecânico dos enrolamentos e redução na qualidade da energia do sistema.

A duração, amplitude e forma de onda da corrente de “*inrush*” dependem de alguns parâmetros do transformador e do próprio sistema de potência. A seguir, apresentam-se os parâmetros referentes aos transformadores:

- Potência nominal do transformador;

- Material usado para fabricar o núcleo do transformador;
- Fluxo residual existente no núcleo magnético antes do chaveamento do transformador;
- Fluxo transiente produzido pela integral da fonte de tensão alternada.

Podem-se citar algumas características importantes da corrente de *inrush*, como por exemplo:

- Geralmente contém uma componente DC de “offset”, harmônicos ímpares e pares de corrente;
- A constante de decaimento geralmente é muito maior que a constante de decaimento da corrente de falta;
- A componente de segunda harmônica aumenta quanto maior for o decaimento da corrente de *inrush*.

Inicialmente, tinha-se como parâmetro mínimo para a componente de segunda harmônica um valor de aproximadamente 17% da fundamental. No entanto, percebeu-se que ao energizar transformadores com tensões reduzidas, a corrente gerada na energização dos transformadores continha um percentual inferior de segunda harmônica, em torno de 10% em relação fundamental [3].

2.3 DESCRIÇÃO FÍSICA DO FENÔMENO

Quando o transformador é re-energizado por uma fonte de tensão, a variação de fluxo deve obedecer a Lei de Faraday,

$$V = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

Onde V é a tensão aplicada, N é o número de espiras e $\frac{d\phi}{dt}$ é a variação do fluxo magnético.

Sendo assim, o fluxo segue a forma de onda da tensão aplicada,

$$\phi = \phi_p \text{sen}(wt + \varphi) \quad (2)$$

Onde ϕ é o fluxo magnético, ϕ_p é o valor de pico do fluxo magnético, w é igual a $2\pi f$, sendo f a frequência da rede e φ é o ângulo de fase da senoide. Define-se o fluxo magnético pela seguinte expressão,

$$\phi = \int B dA \quad (3)$$

Onde B é a densidade de fluxo magnético e A é a área da seção transversal por onde passa o fluxo magnético. Assume-se que a densidade de fluxo magnético é uniforme no núcleo, visto que a área da seção transversal do mesmo é constante, dessa forma,

$$\phi = BA_c \quad (4)$$

Onde A_c é a área da seção transversal do núcleo. Então, pode-se chegar à expressão para o pico de fluxo magnético substituindo na expressão (4), B por B_p , finalmente obtêm-se,

$$\phi_p = B_p A_c \quad (5)$$

Onde B_p é o valor de pico da indução magnética. Agora, pode-se definir a expressão para a tensão V como,

$$V = -NwB_p A_c \cos(wt + \varphi) \quad (6)$$

E para definir a tensão de pico, utiliza-se o valor máximo para todos os termos integrantes da expressão (6), logo,

$$V = NwB_p A_c = N2\pi f B_p A_c \quad (7)$$

Analisando a expressão acima, pode-se afirmar que a indução magnética, para manter a variação de tensão, deverá oscilar entre valores de $\pm B_p$ por um ciclo. No pior caso, quando a indução remanente for de aproximadamente B_p e a fonte de tensão for ligada requerendo, para a tensão no chaveamento, um valor de indução equivalente a $-B_p$, será necessária uma indução magnética de $2B_p$ para atingir o valor de tensão de chaveamento, conforme mostra a figura 2.

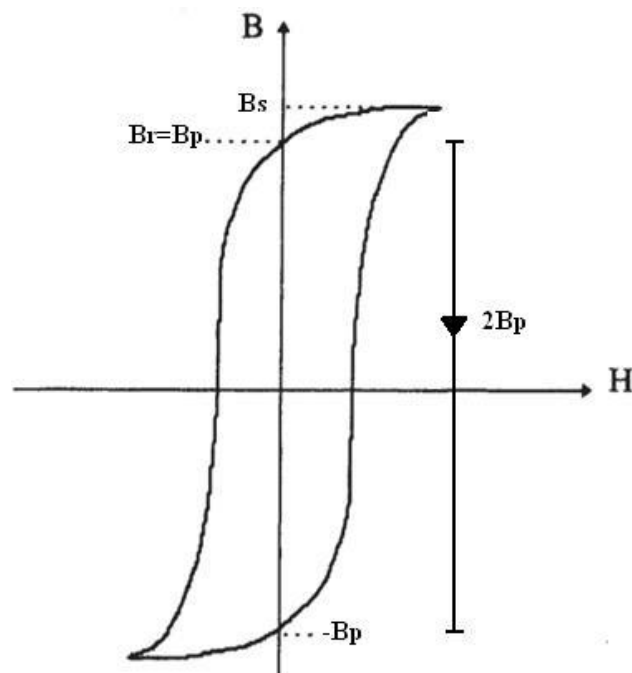


Figura 2 Chaveamento com indução remanente igual a B_p

Agora para a tensão atingir um valor de operação que corresponda à indução de $+B_p$, a indução magnética irá somar mais uma parcela de indução de pico, portanto terá ao final do ciclo triplicado seu valor para conseguir colocar a máquina em operação sob as condições acima apresentadas.

Sabe-se que em transformadores de potência, o valor de B_p está em torno de 10 a 20% abaixo da saturação, então no caso, o núcleo será fortemente saturado e por isso precisará de uma alta corrente de excitação. Esta é a corrente de *inrush* citada anteriormente.

Denominando-se a indução magnética remanente no núcleo como B_r , que sem perda de generalidade, assume-se como sendo positiva. Dessa forma, pode-se dizer que o fluxo magnético é dado por,

$$\Phi_r = B_r A_c \quad (8)$$

Onde Φ_r é o fluxo magnético remanente proveniente da indução magnética remanente.

$\Delta\Phi$ é a variação de fluxo magnético necessária para trazer a tensão do seu valor inicial ao seu valor máximo. Considera-se que uma parte de $\Delta\Phi$ será para levar o núcleo até a saturação e outra será o chamado fluxo incremental, a primeira parcela é dada por aproximadamente,

$$(B_s - B_r) A_c \quad (9)$$

Onde B_s é o valor da indução magnética de saturação do núcleo. Se a variação de fluxo magnético for aumentada, será necessária uma alta corrente de excitação. Como na região de saturação o núcleo, óleo e/ou ar tem a mesma permeabilidade, a densidade de fluxo incremental será a mesma através do interior da bobina. Calcula-se a área transversal da bobina pelo raio médio R_m , tem-se $A = \pi R_m^2$, assim a densidade de fluxo incremental é dada por,

$$B_{inc} = \frac{\Delta\Phi}{A} - (B_s - B_r) \quad (10)$$

O campo magnético incremental no interior da bobina é dado pela equação,

$$B_{inc} = \mu_0 H_{inc} = \mu_0 H \quad (11)$$

Esta aproximação é possível visto que o campo necessário para atingir a saturação é muito pequeno em relação ao campo magnético total. Assim sabe-se que,

$$H = NI / h \quad (12)$$

Onde h é a altura da bobina, pode-se escrever,

$$NI = \frac{h}{\mu_0 A} [\Delta\Phi - (B_s - B_r)A_c] \quad (13)$$

Enquanto a tensão é senoidal, a corrente assume uma forma muito distorcida devido, principalmente, aos efeitos da saturação. Porém alguma distorção pode ser percebida mesmo antes da saturação ser atingida proveniente de características não lineares da curva B-H. Estas situações podem ser vistas na figura 3 [1].

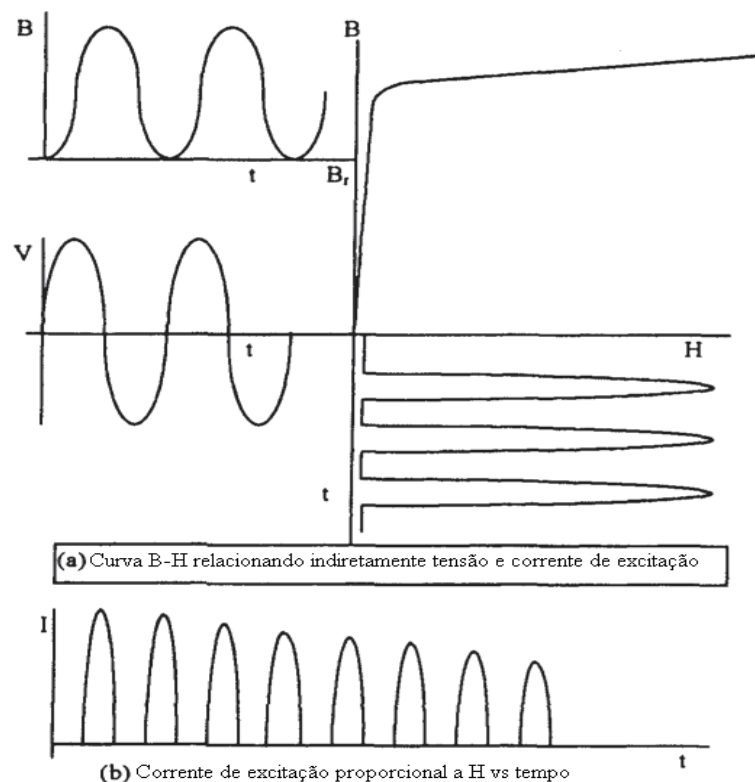


Figura 3 Distorção da corrente de excitação devido à saturação

2.4 HARMÔNICAS DA CORRENTE DE *INRUSH*

Como a corrente de *inrush* pode ser tão grande quanto à corrente de curto circuito, é de suma importância que algumas características de ambas sejam levantadas para que seja possível discriminá-las. O propósito de saber distinguir uma da outra é para que não ocorram falsos alarmes, ou ainda pior, o sistema de proteção não identifique corretamente que um curto circuito ocorreu e não desarme a máquina.

Apesar do fato que existem diferentes tipos de harmônicas, deve-se prestar muita atenção na segunda harmônica. Esta componente de frequência está presente em pequenos valores nas correntes de falta, então pode ser usada como teste se a condição de falta é verdadeira ou se é apenas uma condição de magnetização. Com os sistemas de potência tornando-se cada dia maiores e mais complexos em ambos os lados, capacidade e tensão, unidos ao grande uso de cabos não aterrados, tem-se uma geração de uma quantidade considerável, porém muito inferior que na corrente de *inrush*, de segunda harmônica de corrente no evento da falta. O conteúdo desta segunda harmônica pode ser comparado ao produzido na corrente de *inrush*.

Para evitar isto, faz-se uma análise dos dois tipos de corrente em relação no domínio do tempo. Usando a expressão (2), pode-se escrever,

$$\Delta\Phi = \Phi_p \text{sen}(wt + \varphi) - \Phi_p \text{sen} \varphi = B_p A_c [\text{sen}(wt + \varphi) - \text{sen} \varphi] \quad (14)$$

substituindo a expressão (11) na expressão (10) tem-se,

$$I(t) = \frac{hA_c}{\mu_0 NA} [B_p \text{sen}(wt + \varphi) - (B_s + B_p \text{sen} \varphi - B_r)] \quad (15)$$

A equação (15) é válida para I(t) positivo e é aproximadamente zero para valores negativos das induções no lado direito da expressão. Assim I(t) permanecerá positivo por um ciclo de valores de wt entre,

$$wt_1 = \text{sen}^{-1}X - \varphi \quad , \quad wt_2 = \pi - \text{sen}^{-1}X - \varphi$$

Onde,

$$X = \frac{B_s + B_p \text{sen} \varphi - B_r}{B_p} \quad (16)$$

tem-se assim o intervalo $wt_2 - wt_1 = \pi - 2\text{sen}^{-1}X$, no qual $I(t)$ será positivo. Agora realizando um deslocamento no tempo, onde a origem estará em t_1 , a expressão (15) ficará,

$$I(t) = \begin{cases} I_p [\text{sen}(wt + \text{sen}^{-1}X) - X] & 0 \leq wt \leq \pi - 2\text{sen}^{-1}X \\ 0 & \pi - 2\text{sen}^{-1}X \leq wt \leq 2\pi \end{cases} \quad (17)$$

onde $I_p = \frac{hA_c B_p}{\mu_0 N A}$. Os valores máximos e mínimos de X ocorrerão quando $\text{sen} \varphi = \pm 1$.

$$X_{\min} = \frac{B_s + B_p \text{sen}(\frac{\pi}{2}) - B_r}{B_p} \quad X_{\max} = \frac{B_s + B_p \text{sen}(-\frac{\pi}{2}) - B_r}{B_p} \quad (18)$$

$$X_{\min} = -1 + \frac{(B_s - B_r)}{B_p} \quad X_{\max} = 1 + \frac{(B_s - B_r)}{B_p} \quad (19)$$

Então, X não pode ser menor que -1 , já que a indução de saturação será sempre maior que a indução remanente. Se X for maior que 1 , isso significa que não há corrente de *inrush* significativa. A figura 4 [1] mostra a corrente de *inrush* em relação ao tempo para $X = -0,5$.

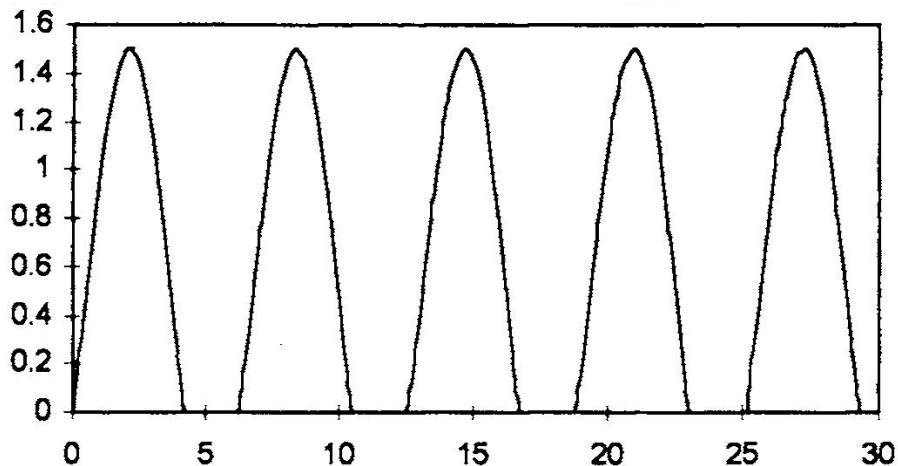


Figura 4 Corrente de *inrush* em relação ao tempo (normalizada) para $X = -0,5$

Como o interesse é encontrar uma relação da segunda harmônica da corrente de *inrush* e da corrente de curto circuito com a componente fundamental, aplica-se a série de Fourier para analisar o conteúdo harmônico destas correntes. Para facilitar, reescreve-se a expressão (17) como,

$$I(t) = \begin{cases} I_{\max}[\sqrt{1-X^2} \text{sen}(wt) + X \cos wt - X] \\ 0 \end{cases}, \quad \begin{matrix} 0 \leq wt \leq \pi - 2\text{sen}^{-1}X \\ \pi - 2\text{sen}^{-1}X \leq wt \leq 2\pi \end{matrix} \quad (20)$$

Agora sim, pode-se expandir $I(t)$ na série de Fourier e obter os seguintes coeficientes,

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I(wt) d(wt) \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(wt) \cos(nwt) d(wt) \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(wt) \text{sen}(nwt) d(wt) \end{aligned} \quad (21)$$

Desenvolvendo as expressões acima, utilizando a equação (15) no intervalo pertinente, chega-se aos seguintes coeficientes para as primeiras componentes harmônicas, assumindo $\alpha = \pi - 2\text{sen}^{-1}X$,

$$\begin{aligned} \frac{a_0}{I_p} &= \frac{1}{2\pi} \left\{ \sqrt{1-X^2} (1 - \cos\alpha) + X \text{sen}\alpha - X\alpha \right\} \\ \frac{b_1}{I_p} &= \frac{1}{\pi} \left\{ \sqrt{1-X^2} \frac{\text{sen}^2\alpha}{2} + X \left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\text{sen}2\alpha}{4} \right) - X \text{sen}\alpha \right\} \\ \frac{a_2}{I_p} &= \frac{1}{\pi} \left\{ \sqrt{1-X^2} \left[\frac{\cos\alpha - 1}{2} + \frac{1 - \cos3\alpha}{6} \right] + X \left[\frac{\text{sen}\alpha}{2} + \frac{\text{sen}3\alpha}{6} \right] - X \frac{\text{sen}2\alpha}{2} \right\} \\ \frac{b_2}{I_p} &= \frac{1}{\pi} \left\{ \sqrt{1-X^2} \left[\frac{\text{sen}\alpha}{2} - \frac{\text{sen}3\alpha}{6} \right] + X \left[\frac{1 - \cos\alpha}{2} + \frac{1 - \cos3\alpha}{6} \right] - \frac{X}{2} (1 - \cos2\alpha) \right\} \end{aligned} \quad (22)$$

Dessa forma, é possível relacionar a amplitude da segunda harmônica ($|I_2|$) com a amplitude da primeira ($|I_1|$), apresentada na equação (23) a seguir,

$$\frac{|I_2|}{|I_1|} = \frac{\sqrt{a_2^2 + b_2^2}}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}} \quad (23)$$

Uma tabela para esta relação foi retirada de [1], que apresenta a taxa da segunda harmônica em relação a primeira da corrente de *inrush* para diversos valores do parâmetro X.

Tabela 1 Relação da segunda com a primeira harmônica da corrente de *inrush*

X	$ 2^a / 1^a $	X	$ 2^a / 1^a $
-0.9	0.018	0.1	0.479
-0.8	0.048	0.2	0.534
-0.7	0.085	0.3	0.591
-0.6	0.127	0.4	0.647
-0.5	0.171	0.5	0.705
-0.4	0.219	0.6	0.763
-0.3	0.268	0.7	0.822
-0.2	0.318	0.8	0.881
-0.1	0.371	0.9	0.940
0	0.424		

A partir destes dados, determina-se o valor mínimo de X praticado na fabricação de transformadores de potência. Assume-se como padrão os seguintes valores,

$$\begin{aligned} B_s &= 2T \\ B_p &= 0,85B_s = 1,7T \\ B_r &= 0,9B_p = 1,53T \end{aligned} \quad (24)$$

Substituindo estes valores em (16), obtêm-se um valor mínimo de X=-0,72. Olhando a tabela 1 observa-se que o valor correspondente será de aproximadamente 0,085, ou seja, maior que 8%. Esta é a representatividade mínima da segunda harmônica da corrente de *inrush* em relação à componente fundamental.

2.5 HARMÔNICAS DA CORRENTE DE CURTO CIRCUITO

Por motivos de comparação, examina-se a dependência com o tempo da corrente de falta. Deve-se ignorar a corrente de carga no momento da falta e assume-se que o transformador é repentinamente aterrado em $t=0$. Pode-se modelar basicamente o transformador como um circuito RL série, com uma fonte de tensão alternada na entrada. Neste caso, R será a resistência e L a indutância de dispersão do transformador.

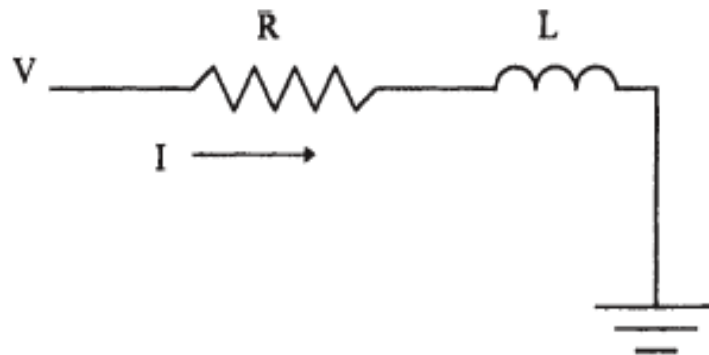


Figura 5 Circuito RL para modelagem do transformador [1]

A fonte de tensão da entrada é dada por,

$$V = V_p \text{sen}(wt + \varphi) \quad (25)$$

onde φ é o ângulo de fase. O equacionamento do circuito RL série é dado por,

$$V_p \text{sen}(wt + \varphi) = \begin{cases} RI + L \frac{dI}{dt} \\ 0 \end{cases}, \quad \begin{matrix} t \geq 0 \\ t < 0 \end{matrix} \quad (26)$$

Para resolver a equação (26) de uma maneira simples utiliza-se a transformada de Laplace, não cabe aqui deter-se na resolução pelo método da transformada de Laplace, visto que este não é o escopo do trabalho, mas a solução é dada por [5],

$$I(s) = \frac{V_p (s \operatorname{sen} \varphi + w \cos \varphi)}{(R + Ls)(s^2 + w^2)} \quad (27)$$

Porém, como o interesse é estudar as características da corrente de curto circuito no domínio do tempo, faz-se a transformada inversa da equação (27),

$$I(t) = \frac{V_p}{R \sqrt{1 + \left(\frac{wL}{R}\right)^2}} \left[\operatorname{sen}(\beta - \varphi) e^{-\frac{R}{L}t} + \operatorname{sen}(wt + \varphi - \beta) \right] \quad (28)$$

onde $\beta = \tan^{-1}\left(\frac{wL}{R}\right)$

Da equação (28) é possível obter a expressão da corrente de pico em regime permanente,

$$I_{pcc} = \frac{V_p}{R \sqrt{1 + \left(\frac{wL}{R}\right)^2}} \quad (29)$$

Agora para facilitar a representação e manipulação matemática de (28), realiza-se a seguinte substituição de variáveis,

$$\tau = \omega t \quad v = \frac{\omega L}{R} \quad (30)$$

Pode-se então reescrever a equação da corrente de curto circuito como,

$$I(t) = I_{pcc} \left[\operatorname{sen}(\beta - \varphi) e^{-\frac{\tau}{v}} + \operatorname{sen}(\tau + \varphi - \beta) \right], \text{ ou}$$

$$I(t) = I_{pcc} \left[\operatorname{sen}(\beta - \varphi) \left(e^{-\frac{\tau}{v}} - \cos \tau \right) + \cos(\beta - \varphi) \operatorname{sen} \tau \right] \quad (31)$$

Onde $\beta = \tan^{-1}(v)$

Para encontrar o maior valor de (31) para um dado ângulo φ , deriva-se a corrente em relação à τ e iguala-se esta a zero. Já para determinar o valor de φ que causa a maior corrente de falta, calcula-se a derivada da corrente em relação ao ângulo φ e também iguala-se a

mesma à zero. As expressões que demonstram estes momentos de máximo são apresentadas abaixo,

$$\frac{\partial \mathcal{I}}{\partial \tau} = \text{sen}(\beta - \varphi) \left(\frac{e^{-\frac{\tau}{v}}}{v} - \text{sen} \tau \right) - \cos(\beta - \varphi) \cos \tau = 0 \quad (32)$$

$$\frac{\partial \mathcal{I}}{\partial \varphi} = \cos(\beta - \varphi) \left(e^{-\frac{\tau}{v}} - \cos \tau \right) - \text{sen}(\beta - \varphi) \text{sen} \tau = 0 \quad (33)$$

Ao resolver as equações, chega-se às seguintes relações,

$$\tan(\beta - \varphi) = v = \tan \beta \quad (34)$$

$$e^{-\frac{\tau}{v}} - v \text{sen} \tau - \cos \tau = 0 \quad (35)$$

Fica claro então pela equação (34) que o valor do ângulo φ que gera a maior amplitude da corrente de curto circuito é igual a zero. Também se pode concluir que o momento em que este máximo ocorre é obtido pela solução da equação (35), para $\tau > 0$. A partir destas conclusões, substituem-se as equações (34) e (35) em (31) e chega-se a,

$$\frac{I_{\max}}{I_{pcc}} = \sqrt{1 + v^2} \text{sen} \tau \quad (36)$$

Este é o fator de assimetria do valor de pico da corrente de falta em regime permanente, com o parâmetro τ determinado através da expressão (35). Como este fator é normalmente referente ao valor eficaz da corrente em regime permanente, substitui-se I_{pcc} por $\sqrt{2} I_{\text{rmscc}}$ na expressão (36). Com o τ encontrado através da equação (35), se pode expressar a relação da impedância de dispersão “x” com a resistência “r” do transformador. Estas grandezas estão em p.u.

$$K = \frac{I_{\max}}{I_{\text{rmscc}}} = \sqrt{2(1 + v^2)} \text{sen} \tau \quad , \quad v = \frac{wL}{R} = \frac{x}{r} \quad (37)$$

Parametrizando a equação (37), tem-se,

$$K = \sqrt{2} \left\{ 1 + e^{-\frac{r}{x} \left(\phi + \frac{\pi}{2} \right)} \operatorname{sen} \phi \right\}, \quad \phi = \tan^{-1} \left(\frac{x}{r} \right) = \beta \quad \text{e} \quad \frac{x}{r} = v \quad (38)$$

Esta parametrização gera um pequeno erro de aproximadamente 0,7% que é apresentado abaixo na tabela 2 [1] que exhibe valores de K utilizando as duas formas de representação de do fator de assimetria.

Tabela 2 Comparação do fator K através do método exato e do método parametrizado

$v = x / r$	K (exato)	K (parametrizado)
1	1.512	1.509
2	1.756	1.746
5	2.192	2.184
10	2.456	2.452
50	2.743	2.743
1000	2.828	2.824

Sabe-se que quando $\phi=0$ a assimetria é máxima, a equação (31) fica,

$$I(t) = \frac{\sqrt{2} I_{rmsc}}{\sqrt{1+v^2}} \left[v \left(e^{-\frac{\tau}{v}} - \cos \tau \right) + \operatorname{sen} \tau \right] \quad (40)$$

Então para um valor de $x/r=10$, pode-se gerar um gráfico da corrente de curto circuito no domínio do tempo,

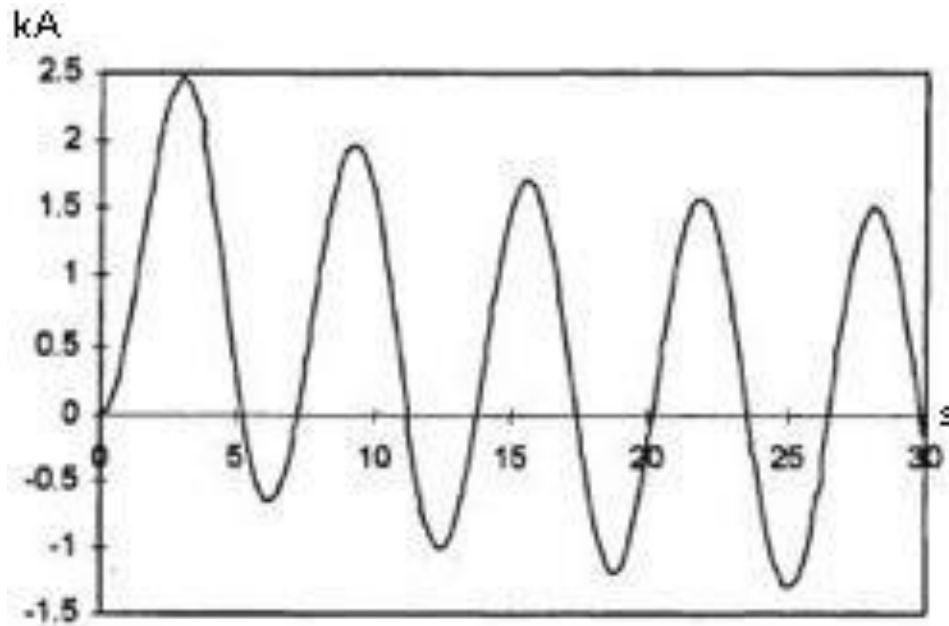


Figura 6 Gráfico da corrente de falta no domínio do tempo [1]

Aplicando a serie de Fourier obtêm-se os seguintes coeficientes,

$$\frac{a_0}{I_{pcc}} = \text{sen}(\beta - \varphi) \frac{v}{2\pi} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{v}}\right)$$

$$\frac{a_1}{I_{pcc}} = \text{sen}(\beta - \varphi) \left[\frac{v}{\pi(1+v^2)} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{v}}\right) - 1 \right]$$

$$\frac{b_1}{I_{pcc}} = \text{sen}(\beta - \varphi) \frac{v^2}{\pi(1+v^2)} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{v}}\right) + \cos(\beta - \varphi) \quad (41)$$

$$\frac{a_2}{I_{pcc}} = \text{sen}(\beta - \varphi) \frac{v}{\pi(1+4v^2)} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{v}}\right)$$

$$\frac{b_2}{I_{pcc}} = \text{sen}(\beta - \varphi) \frac{2v^2}{\pi(1+4v^2)} \left(1 - e^{-\frac{2\pi}{v}}\right)$$

Como não há interesse nos harmônicos de maior ordem que 2, estes não serão demonstrados aqui.

A partir dos coeficientes de (41), pode-se obter a relação da amplitude da segunda harmônica com a fundamental da corrente de curto circuito, conforme (23). Estas relações são demonstradas na tabela 3, retirada de [1] para diversos valores φ e v .

Tabela 3 Taxa da amplitude da segunda harmônica para a fundamental da corrente de curto circuito para diversos valores de φ e v

$v=x/r$	$\varphi = 0^\circ$	$\varphi = 30^\circ$	$\varphi = 45^\circ$	$\varphi = 90^\circ$	$\varphi=120^\circ$	$\varphi=135^\circ$
1	0.0992	0.0357	0	0.119	0.168	0.166
2	0.128	0.0752	0.0440	0.0752	0.152	0.167
3	0.127	0.0831	0.0566	0.0475	0.123	0.145
4	0.118	0.0819	0.0589	0.0323	0.101	0.124
5	0.109	0.0778	0.0576	0.0232	0.0543	0.107
6	0.0996	0.0731	0.0550	0.0175	0.0735	0.0941
7	0.0916	0.0684	0.0521	0.0137	0.0644	0.0835
8	0.0845	0.0641	0.0493	0.0110	0.0572	0.0750
9	0.0784	0.0601	0.0465	0.0090	0.0515	0.0680
10	0.0730	0.0565	0.0440	0.0075	0.0467	0.0622
15	0.0540	0.0432	0.0341	0.0036	0.0320	0.0434
20	0.0427	0.0347	0.0276	0.0022	0.0242	0.0333
25	0.0352	0.0290	0.0232	0.0014	0.0195	0.0270
50	0.0188	0.0158	0.0128	0.0004	0.0099	0.0138
100	0.0097	0.0083	0.0067	0.0001	0.0050	0.0070
500	0.0020	0.0017	0.0014	0	0.0010	0.0014
1000	0.0010	0.0008	0.0007	0	0.0005	0.0007

Usualmente, transformadores de potência tem uma relação x/r aproximadamente igual a 20 [1]. E a partir da tabela 3 é possível ver que a relação da amplitude da segunda harmônica com a fundamental é aproximadamente 4,5%. Comparando a taxa obtida na tabela 1 para a corrente de *inrush* a partir do parâmetro “X” com a taxa obtida na tabela 3 para a corrente de falta a partir do parâmetro “ x/r ”, percebe-se que há uma grande diferença na representatividade da segunda harmônica para estas correntes, podendo então este ser um critério para distinguir a corrente de *inrush* da corrente de curto circuito.

3 CONDIÇÕES INICIAIS NO FENÔMENO DE *INRUSH*

De acordo com os itens 2.4 e 2.5, pode-se observar que existem semelhanças entre a corrente de *inrush* e a corrente de falta em transformadores de potência. Estas semelhanças podem causar a má operação de relés diferenciais de proteção, que devem atuar em caso de curto circuito no barramento ou na máquina e não devido à presença da corrente de *inrush*.

Os métodos utilizados atualmente para discriminar estas duas correntes são basicamente de dois tipos: os que utilizam as harmônicas para restringir e/ou bloquear a máquina e os que utilizam a forma de onda para identificar se há ou não a falta.

A primeira solução adotada para resolver este tipo de desvio foi adicionar um tempo de atraso na operação dos relés diferenciais. Outra proposta foi a de desensibilizar o relé por um curto período de tempo para que este não percebesse a presença da corrente de *inrush* [3].

Como estas soluções não eram as mais apropriadas, visto que deixavam a máquina desprotegida por instantes de tempo, percebeu-se, ao analisar o conteúdo harmônico da corrente de *inrush*, que é possível usar este critério para diferenciar as duas correntes em questão. Então, Kennedy e Harward propuseram um relé diferencial com restrição de harmônicas para a proteção do barramento [18]. Em seguida, Harward [19] e Mathews [20] desenvolveram este método adicionando um percentual diferencial de restrição para a proteção do transformador. Estes primeiros relés usavam todas as harmônicas como restrição. Então, Sharp e Glassburn apresentaram o conceito de bloqueio de harmônicas, com um relé que bloqueava somente a segunda harmônica de corrente [21].

Atualmente muitos transformadores utilizam este tipo de proteção, o bloqueio de harmônicas. Este método garante a proteção para um grande percentual de casos onde a corrente de *inrush* pode ser confundida pelo sistema de proteção com uma corrente de curto circuito.

O problema deste método ocorre quando a corrente de operação tem um baixo conteúdo harmônico, podendo então, passar despercebido pelo sistema de proteção diferencial.

3.1 CONDIÇÕES DE MANOBRA NO SURGIMENTO DO FENÔMENO DE *INRUSH*

A seguir apresentam-se as seis principais condições de chaveamento de transformadores de potência. É de extrema importância salientar que estas condições são aplicáveis a transformadores monofásicos, porém podem-se aplicar os princípios de análise para transformadores polifásicos e/ou bancos de transformadores. Deve-se ter o cuidado de considerar o comportamento magnético entre as diferentes fases da máquina.

3.1.1 CHAVEAMENTO COM TENSÃO NULA E SEM MAGNETISMO RESIDUAL

Sob condições normais de operação, o fluxo magnético no núcleo está defasado 90° em relação a tensão, assim, o fluxo atingirá seu valor máximo quando a senoide da tensão passar por zero. Devido a esta defasagem, o fluxo tem de variar entre os extremos, máximo em uma direção e o outro máximo na direção oposta, a fim de produzir meio ciclo de onda da força eletromotriz (f.e.m.) no enrolamento. Portanto, o fluxo total circulante durante o primeiro meio ciclo é equivalente ao dobro da densidade de fluxo magnético máximo.

No instante do chaveamento, considerando que não há fluxo magnético residual no núcleo, o fluxo parte de zero e tem de atingir um valor que corresponda aproximadamente ao dobro da densidade de fluxo magnético para manter o nível de tensão durante o primeiro meio ciclo. As formas de onda desta condição são apresentadas na figura 7 [2].

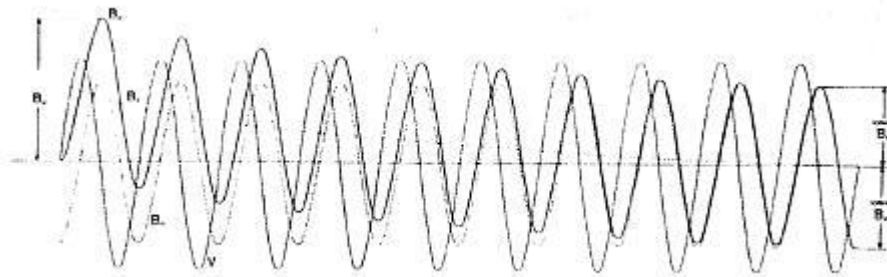


Figura 7 Comportamento da indução magnética no momento do chaveamento com tensão nula e sem magnetismo residual

As linhas pontilhadas, senoide e exponencial, representam a densidade de fluxo nominal (B_n) e a componente transiente (B), respectivamente.

Pode-se explicar a razão pelo surgimento desta corrente de *inrush* ao analisar novamente a curva B-H da figura 8 [2]. Para uma indução duas vezes maior que a indução nominal da máquina, a corrente aumenta fora de proporção em relação à corrente nominal da de operação.

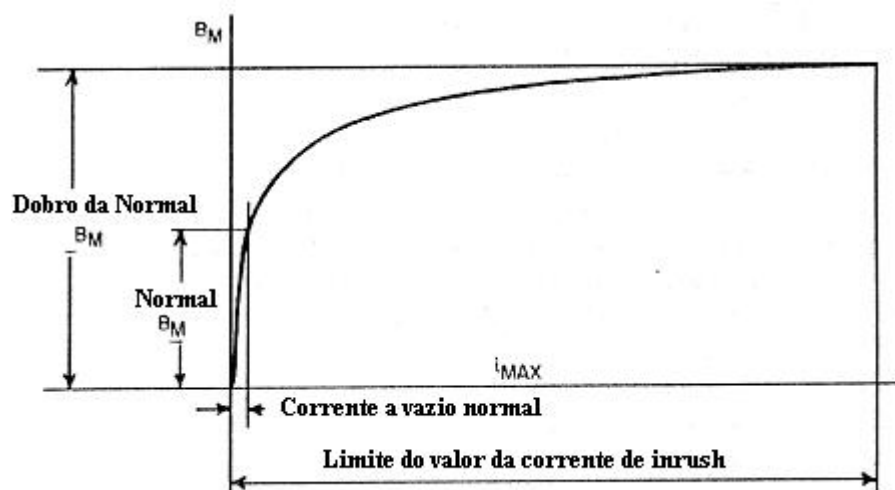


Figura 8 Comportamento da corrente a vazio em relação à indução magnética

A seguir, apresenta-se a figura 9 [2] com a forma de onda da corrente de *inrush*. Pode-se considerar esta forma de onda como a superposição de duas curvas, a primeira é a corrente nominal a vazio do transformador, com amplitude constante, e a segunda é a componente transiente, sob a forma de uma exponencial, que surge no chaveamento devido à saturação do núcleo.

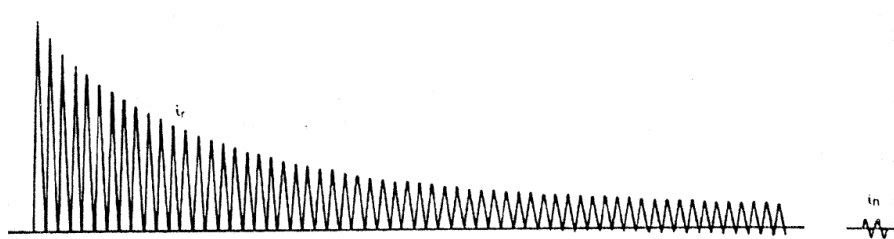


Figura 9 Forma de onda da corrente de *inrush*

3.1.2 CHAVEAMENTO COM TENSÃO NULA E COM MÁXIMO MAGNETISMO RESIDUAL DE POLARIDADE OPOSTA AO FLUXO MAGNÉTICO SOB CONDIÇÕES DE TENSÃO NORMAIS

Sob estas condições, no momento do chaveamento, ao invés do fluxo partir de zero, este partirá do valor correspondente a quantidade de magnetismo residual no núcleo. Neste caso a polaridade do magnetismo residual é oposta ao sentido que o fluxo magnético tende a tomar, dessa forma, o fluxo terá que variar o equivalente a aproximadamente três vezes a indução nominal, o que resulta no surgimento de uma corrente de *inrush* com amplitude e constante de tempo de decaimento ainda maior que no caso do item 3.1.1, porém com a mesma forma de onda.

A figura 10 [2] apresenta o comportamento da indução versus tempo para o caso descrito.

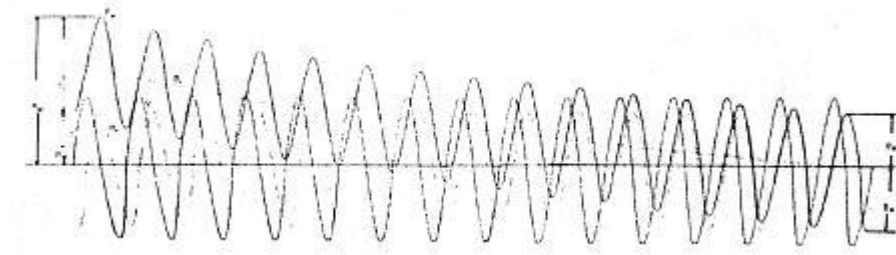


Figura 10 Comportamento da indução magnética no momento do chaveamento com tensão nula e magnetismo residual com polaridade oposta ao fluxo magnético

Novamente as linhas pontilhadas, senoide e exponencial, representam a densidade de fluxo nominal (B_n) e a componente transiente (B), respectivamente.

3.1.3 CHAVEAMENTO COM TENSÃO NULA E COM MÁXIMO MAGNETISMO RESIDUAL DE MESMA POLARIDADE QUE O FLUXO MAGNÉTICO SOB CONDIÇÕES DE TENSÃO NORMAIS

Pode-se dizer que esta é uma das condições mais favoráveis para o chaveamento de transformadores, visto que pelo fato da indução remanente ter a mesma polaridade que a variação de fluxo magnético tende a tomar, obtém-se uma diminuição dos valores máximas iniciais do fluxo, e conseqüentemente uma redução na indução magnética inicial e na corrente de *inrush*. A figura 11 [2] apresenta este caso, onde se percebe que a amplitude da indução magnética varia pouco durante os primeiros ciclos.

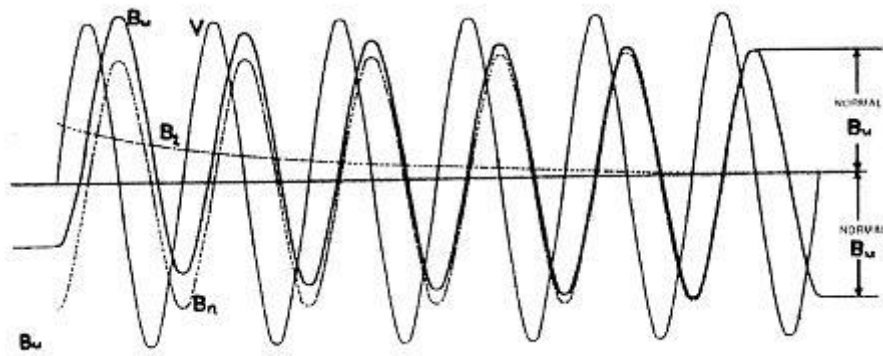


Figura 11 Comportamento da indução magnética no momento do chaveamento

A figura 12 [2] apresenta o comportamento da indução no momento do chaveamento para o caso em que o magnetismo residual corresponde à densidade de fluxo magnético nominal. Esta condição evita o surgimento do fenômeno da corrente de *inrush* já que o fluxo magnético segue o seu curso normal.

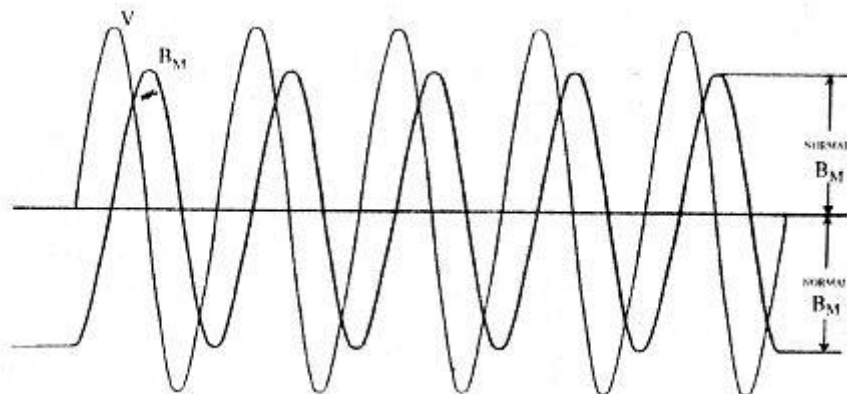


Figura 12 Comportamento da indução magnética no momento do chaveamento para a condição $B_r = B_n$ e com mesma polaridade

Pode-se perceber que a forma de onda da indução apresentada na figura 12 mantém os seus valores e amplitude máxima constante nos dois sentidos. Esta constância verifica que não há o surgimento da corrente de *inrush* no momento do chaveamento devido à característica da curva B-H.

3.1.4 CHAVEAMENTO COM TENSÃO MÁXIMA E SEM MAGNETISMO RESIDUAL

Este caso é ainda mais favorável que o descrito no item 3.1.3. Visto que não há magnetismo residual, e devido à defasagem da indução em relação à tensão ser de 90°, o fluxo magnético para este caso partirá de zero, atingirá seu valor máximo em uma direção, passará pelo zero novamente, atingirá seu valor máximo na outra direção e voltará para zero, tendo a onda simétrica em relação ao eixo do tempo.

Dessa forma, a corrente a vazio não excede sua amplitude nominal no momento do chaveamento e, portanto, não apresenta o fenômeno de aumento de amplitude conhecido como corrente de *inrush*.

3.1.5 CHAVEAMENTO COM TENSÃO MÁXIMA E COM MÁXIMO MAGNETISMO RESIDUAL DE POLARIDADE OPOSTA AO FLUXO MAGNÉTICO SOB CONDIÇÕES DE TENSÃO NORMAIS

Neste caso haverá a componente transiente da corrente e da indução devido ao magnetismo residual no núcleo. Portanto a forma de onda do fluxo será assimétrica em relação ao eixo do tempo para os primeiros ciclos e para o caso em que a indução remanente tem o mesmo módulo que a indução nominal, a variação de fluxo magnético corresponderá a duas vezes o módulo da indução magnética nominal. Este caso é apresentado na figura 13 [2].

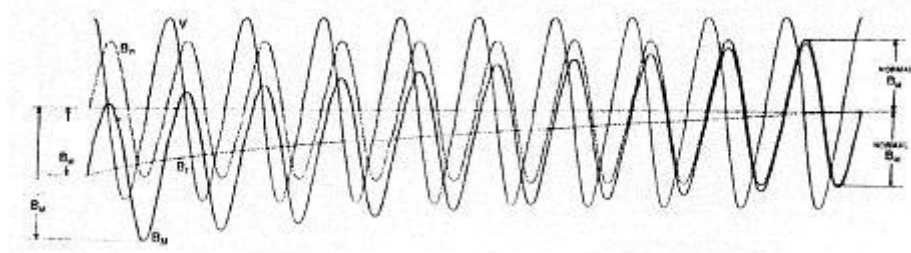


Figura 13 Comportamento da indução magnética no momento do chaveamento com tensão máxima e com máximo magnetismo residual com polaridade oposta ao fluxo magnético

3.1.6 CHAVEAMENTO COM TENSÃO MÁXIMA E COM MÁXIMO MAGNETISMO RESIDUAL DE MESMA POLARIDADE QUE O FLUXO MAGNÉTICO SOB CONDIÇÕES DE TENSÃO NORMAIS

Este caso é semelhante ao caso do item 3.1.5, onde o fluxo é assimétrico em relação ao eixo do tempo. Para módulos iguais do magnetismo residual e da densidade de fluxo magnético nominal, o fluxo total que é necessário para magnetizar o transformador é o mesmo apresentado no item 3.1.5, ou seja, aproximadamente duas vezes a densidade de fluxo magnético nominal. Pode-se diferenciar este dois casos em questão pelo fato da onda de indução e corrente de cada caso estar disposta em lados opostos do eixo do tempo. A figura 14 [2] apresenta as formas de onda da indução nominal, da indução incremental e da superposição destas duas ondas, assim como a forma de onda da tensão que está defasada 90° em relação a indução magnética.

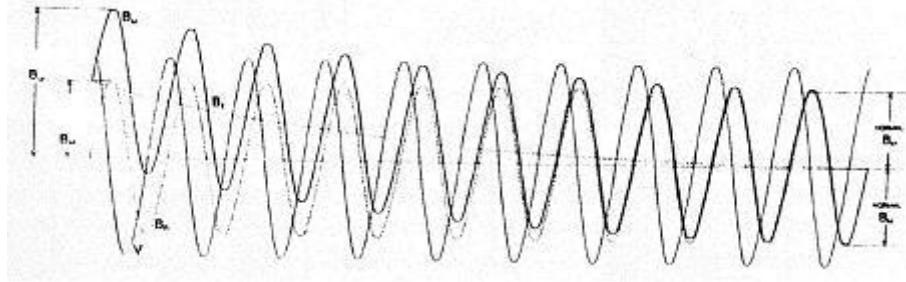


Figura 14 Comportamento da indução magnética no momento do chaveamento com tensão máxima e com máximo magnetismo residual de mesma polaridade que o fluxo magnético

3.2 MÉTODOS PARA REDUÇÃO DA CORRENTE DE *INRUSH*

Inicialmente, sistemas de controle que realizavam a proteção dos transformadores de potência utilizavam um banco de resistores e contatos auxiliares com a finalidade de, ao conectar esse banco de resistores em série com o transformador no momento da manobra, reduzir o módulo da corrente de *inrush*. Este tipo de método atualmente não é mais empregado, mas para fins acadêmicos serve como exemplo de como reduzir o impacto da corrente de *inrush* em transformadores. A seguir, seguem duas figuras retiradas de [2] que apresentam o impacto da inserção de resistores em série com o transformador no momento do chaveamento.

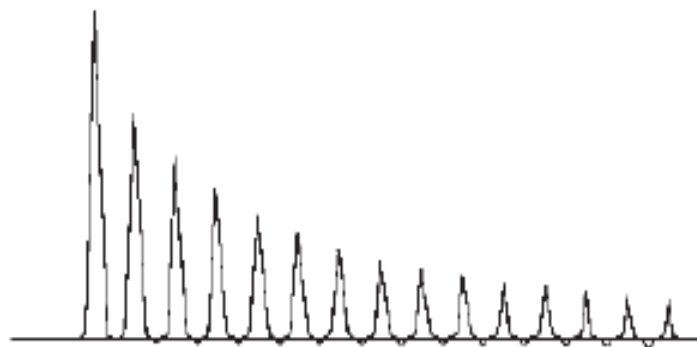


Figura 15 Corrente de *inrush* ao energizar um transformador de 20kVA sem o banco de resistores em série

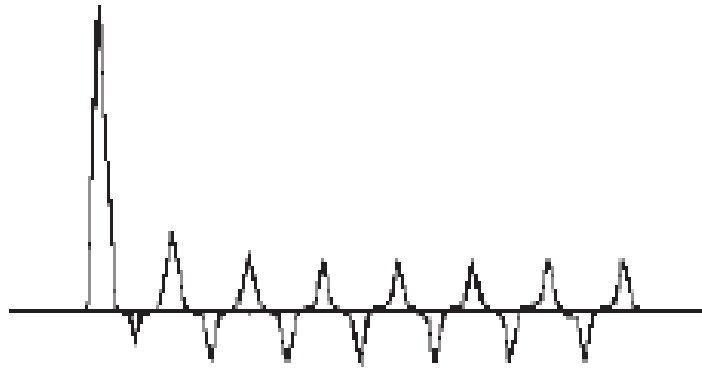


Figura 16 Corrente de *inrush* ao energizar um transformador de 20kVA com o banco de resistores em série.

Observa-se que com o banco de resistores em série durante a manobra, resistores estes que tem uma queda de tensão de 5% da tensão de alimentação a vazio, o pico da corrente de *inrush* reduz e a constante de tempo diminui drasticamente, estabilizando o sistema muito rapidamente quando comparado ao chaveamento sem o banco de resistores.

Outro motivo importante para reduzir a corrente de *inrush* são os esforços mecânicos sofridos pelos enrolamentos no momento da manobra. Estes esforços comprimem e estendem os condutores uns contra os outros e o isolamento entre estes condutores individualmente pode sofrer avarias, assim como o enrolamento como um todo pode se desalinhar ou criar pontos com buracos entre condutores e até mesmo ter condutores adjacentes esmagados.

Após inúmeras operações de chaveamento, pode haver um grande risco de falha do isolamento entre espiras dos enrolamentos. Por causa dos efeitos indesejados da corrente de *inrush* para o sistema de proteção, estrutura física da parte ativa do transformador e impacto no próprio sistema de potência no qual o transformador está inserido, algumas medidas para reduzir este fenômeno podem ser tomadas [6]:

- Pré-inserção de resistores em série;
- Fechamento síncrono de disjuntores;

- Inserção de capacitor;
- Inserção de pré-resistor + Inserção de capacitor;
- Uso de uma carga auxiliar;
- Uso de uma carga auxiliar + Inserção de capacitor;
- Uso de uma carga auxiliar + Inserção de capacitor + Inserção de pré-resistor.

Deve-se mencionar que estes métodos citados não eliminam o efeito da corrente de *inrush*, mas o reduzem consideravelmente. O problema encontrado para alguns destes métodos é o custo para a aplicação em campo.

4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

4.1 METODOLOGIA DE ANÁLISE

Observa-se que o fenômeno da corrente de *inrush* está presente em toda e qualquer energização de transformadores de potência a vazio, ou seja, sem carga. A ocorrência desta corrente é inevitável, porém utiliza-se um sistema de proteção capaz de detectar este fenômeno e proteger o transformador de potência. Ainda é possível, como apresentado no capítulo anterior, reduzir a magnitude desta corrente.

Durante décadas estudou-se este fenômeno de diversas formas, podendo caracterizá-lo basicamente de duas maneiras, analiticamente e quantitativamente. A caracterização analítica é feita através da análise da forma de onda da corrente de *inrush*, que visa o estudo do comportamento da mesma em relação ao tempo. Já a análise quantitativa tem como foco a decomposição desta forma de onda através de séries e transformadas [3].

Dentre os dois tipos de análises, optou-se desenvolver neste trabalho a análise quantitativa. Porém, como se pode imaginar, uma análise quantitativa abrange inúmeros aspectos. A análise quantitativa pode ser realizada, por exemplo, através da Série de Fourier para diversas harmônicas, variando diferentes parâmetros do transformador de potência utilizado.

Como é impraticável para este trabalho abranger todos estes aspectos, decidiu-se por analisar a segunda harmônica da corrente de *inrush*. Porém, ainda existem alguns fatores a serem determinados para este estudo. É preciso determinar o período no qual será estudada esta componente e as características dos componentes do circuito de ensaio, como o gerador de tensão e o transformador de potência que se deseja estudar. A curva de saturação do

transformador é fundamental para o comportamento do fenômeno de *inrush*, visto que este ocorre devido à saturação do núcleo do transformador no instante da energização.

Primeiramente explica-se o porquê da escolha da segunda harmônica para a análise neste trabalho. Como foi dito anteriormente, existem basicamente duas formas de análise da corrente de *inrush*, qualitativa e quantitativa. Como é de se esperar, os sistemas de proteção existentes utilizam estes dois métodos para caracterizar ou não a ocorrência deste fenômeno e então atuar, protegendo o transformador de potência de faltas internas, ou seja, a ocorrência de curto circuito nos enrolamentos do transformador, visto que a corrente de falta tem aproximadamente a mesma amplitude da corrente de *inrush*.

Utiliza-se principalmente, para a proteção pelo método de análise quantitativo, o critério de restrição da segunda harmônica, que é mensurada através do percentual desta em relação à harmônica fundamental da corrente de *inrush*. Utiliza-se também a representatividade das demais harmônicas pares e ímpares, assim como o valor da componente DC da corrente de *inrush*. Porém, como a segunda harmônica tem a maior representatividade em relação à primeira entre as demais harmônicas, escolheu-se esta para ser estudada neste trabalho.

Pode-se utilizar diferentes períodos para a análise da segunda harmônica, como por exemplo, meio ciclo de onda, um ciclo completo, três ciclos, até o total de ciclos que a corrente de *inrush* percorre até se extinguir. Para a escolha do período a ser analisado pode-se pensar que este tem de ser igual ao período de atuação dos relés diferenciais do sistema de proteção do transformador a fim de se obter a relação da segunda harmônica com a fundamental para ajustar os parâmetros dos relés. Porém, tem-se como foco neste trabalho a caracterização da corrente de *inrush* e não a implementação de um sistema de proteção. Por este motivo, decidiu-se utilizar todo o período de ocorrência da corrente de *inrush*, do

surgimento à extinção, para analisar a componente de segunda harmônica, visto que este período caracteriza toda a corrente de *inrush* e não somente alguns ciclos de sua ocorrência.

Para que se possa realizar a análise da componente de segunda harmônica da corrente de *inrush*, simula-se no software ATP (Alternative Transient Program) um circuito constituído de uma fonte geradora de tensão trifásica, uma chave seccionadora trifásica e um banco de transformadores monofásicos.

O ATP é um programa que realiza simulações digitais de fenômenos transientes de natureza eletromagnética e eletromecânica. Este software pode simular sistemas de rede complexas, onde utilizam-se modelos virtuais de máquinas elétricas, de linhas de transmissão, de componentes de subestações, dentre outros, existentes na biblioteca do programa.

Como foi demonstrado nos itens 2.4 e 2.5 deste trabalho, para a corrente de *inrush* o percentual da componente de segunda harmônica em relação a componente fundamental para valores típicos de indução que compõe o parâmetro “X”, será maior que 8%. Já para o caso da corrente de curto circuito, foi utilizado o parâmetro que é a razão da reatância de dispersão do enrolamento primário com a resistência do enrolamento primário. Com este parâmetro observou-se que o percentual da componente de segunda harmônica em relação a componente fundamental da corrente de curto circuito não é maior que 4,5%, e a medida que se aumenta esta relação este percentual diminui.

Portanto, este trabalho irá simular para diversos valores desta relação, reatância de dispersão e resistência de enrolamento, obtendo-se o percentual da componente de segunda harmônica em relação a componente fundamental da corrente de *inrush* em um banco de transformadores monofásicos.

De acordo com a norma técnica IEC60067-5 Ability to withstand short circuit – 2000 [24], para o cálculo do valor de pico da corrente assimétrica de curto circuito em transformadores com potência nominal até 100MVA utiliza-se uma relação x/r em torno de

14. Como o transformador utilizado nas simulações tem potência nominal igual a 41MVA, inicialmente utiliza-se a relação x/r igual a 10, porém o parâmetro x depende da frequência de operação da máquina e da indutância do enrolamento. Este último parâmetro pode variar conforme a escolha do tipo de bobina, altura da bobina, tipo de fio ou cabo de cobre utilizado, comprimento de uma espira e número de espiras da bobina, portanto assume-se que o valor desta relação pode chegar a 40, dependendo da forma construtiva que se adotar no projeto da máquina. Dessa forma, foram simuladas para o mesmo circuito de teste a relação de reatância de dispersão e resistência de enrolamento variando na faixa de valores de 10 a 40.

4.2 SIMULAÇÕES

As simulações realizadas no software Alternative Transient Program basearam-se na metodologia de análise apresentada no item 4.1. Os parâmetros dos elementos que compõe o circuito de ensaio da corrente de *inrush* serão apresentados a seguir.

Os valores da reatância de dispersão do enrolamento primário foram calculados teoricamente a partir das relações de reatância de dispersão e resistência de enrolamento desejadas para cada simulação realizada, fixando o valor da resistência de enrolamento . As relações utilizadas e as respectivas reatâncias de dispersão do enrolamento primário são apresentadas a seguir no quadro 1.

Relação x/r	Valor da resistência do enrolamento primário [Ω]	Valor da indutância do enrolamento primário [mH]	Valor da reatância e dispersão [Ω]
10	0,0256	0,68	0,256
15	0,0256	1,02	0,384
20	0,0256	1,36	0,512
25	0,0256	1,7	0,64
30	0,0256	2,04	0,768
35	0,0256	2,37	0,897
40	0,0256	3,39	1,024

Quadro 1 Valores da reatância de dispersão em função do parâmetro x/r

Para realizar as simulações usa-se um modelo de transformador monofásico saturável existente na biblioteca do programa, onde os dados inseridos neste modelo estão apresentados no quadro 2, assim como a curva de saturação é apresentada na figura 17 a seguir.

Corrente de magnetização no instante de chaveamento [A]	Nível de tensão no instante do chaveamento [kV]	Resistência de magnetização [Ω]	Resistência do enrolamento primário [Ω]	Resistência do enrolamento secundário [Ω]	Tensão do primário [kV]	Tensão do secundário [kV]
0	0	1000000	0,0256	3,96	13,8	132,79

Quadro 2 Características do modelo do Transformador de Potência monofásico

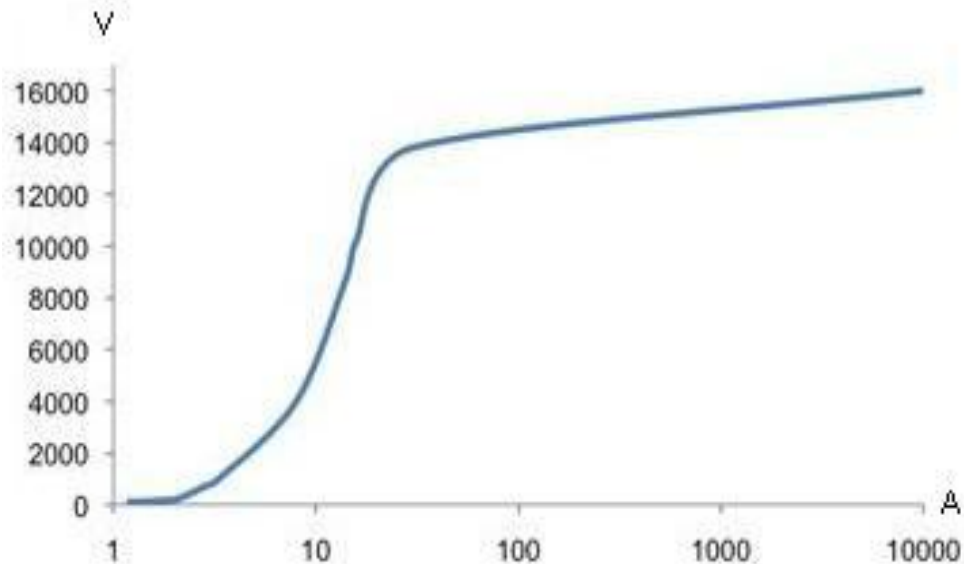


Figura 17 Curva de saturação do transformador IxV

Os valores de corrente de magnetização e nível de tensão no instante do chaveamento são iguais a zero, o que significa que não há indução remanente no núcleo do transformador. Adotou-se esta premissa a fim de caracterizar a corrente de *inrush* gerada pelas propriedades dos materiais que constituem o transformador, excluindo fatores externos como, por exemplo, o magnetismo remanente, que pode existir devido a energização e posterior desenergização da máquina.

É arbitrado o valor de 1000000 para a resistência de magnetização a fim de ilustrar que esta é muitas vezes maior que a resistência do enrolamento. Já os valores de resistência do enrolamento primário e secundário foram fornecidos pelo fabricante desta máquina, bem como os níveis das tensões do lado de alta e baixa tensão. O lado de baixa tensão foi projetado para conectar o banco de transformadores monofásicos em delta e o lado de alta tensão para ser conectado em estrela.

O modelo de gerador de tensão trifásico utilizado no circuito de ensaio simulado no software ATP apresenta as seguintes características.

Amplitude [kV]	Frequência [Hz]	Ângulo de disparo [°]	Tempo de início [s]	Tempo final [s]
13,8	60	0	0	1000

Quadro 3 Características do gerador de tensão trifásico

Escolheu-se a amplitude da senoide de tensão com o valor de 13,8kV visto que o transformador utilizado será alimentado no enrolamento primário pelo gerador e este enrolamento primário opera sob o nível de tensão nominal igual a 13,8kV. Como o sistema elétrico brasileiro opera com uma frequência de 60Hz e, principalmente, calculou-se o transformador utilizado para operar a 60Hz, é necessário que o gerador também opere com a frequência de 60Hz.

Optou-se por um ângulo de disparo igual a 0° porque desta forma observa-se em duas fases do transformador o mesmo valor máximo de *inrush*, porém com sinais opostos. Isto é possível porque há uma defasagem de 120° entre cada fase do gerador e também do transformador, então se a onda da tensão da fase B, por exemplo, estiver em 0° no momento do chaveamento as outras duas fases, A e C, estarão em +120° e -120° em relação a fase B.

Sabe-se que a onda da indução magnética está 90° defasada em relação a onda da tensão. Quando a onda da tensão da fase B atingir seu valor máximo, a indução estará em seu valor nominal de operação, o que significa que o núcleo do transformador não irá saturar caso não haja magnetismo remanente. Já as fases A e C apresentarão a corrente de *inrush*, visto que no momento do chaveamento o valor da tensão será diferente de zero e o valor da indução no núcleo também será, o que acarreta o surgimento da corrente de *inrush*, mesmo não havendo magnetismo residual.

Este fenômeno é facilmente entendido ao analisar a curva de saturação do núcleo do transformador utilizado. Esta curva foi anteriormente apresentada na figura 17.

Apresentam-se os parâmetros do modelo da chave trifásica que secciona o ramo onde se encontra o gerador e os ramos dos transformadores monofásicos, conforme o quadro 4.

Instante de tempo de fechamento das três fases [s]	Instante de tempo de abertura das três fases [s]
0,2	1000

Quadro 4 Características da chave seccionadora trifásica

Escolheu-se o tempo de fechamento igual a 0,2 segundos para todas as fases para simular a inserção de um banco de transformadores monofásicos no sistema. Já para o tempo de abertura, escolheu-se o valor de 1000 segundos simplesmente para caracterizar um regime permanente e garantir que o período transitório em que ocorre a corrente de *inrush* está extinto.

Sabendo-se todos os parâmetro dos elementos do circuito de ensaio da corrente de *inrush*, pode-se apresentar o circuito final utilizado nas simulações. O circuito é apresentado na figura 18 a seguir.

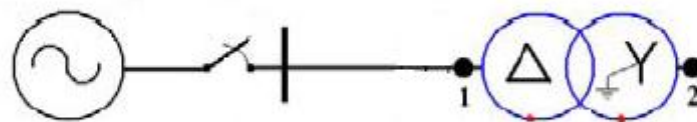


Figura 18 Circuito de ensaio da corrente de *inrush*

O esquema de ligação dos enrolamentos primário e secundário do transformador é apresentado na figura 19 a seguir.

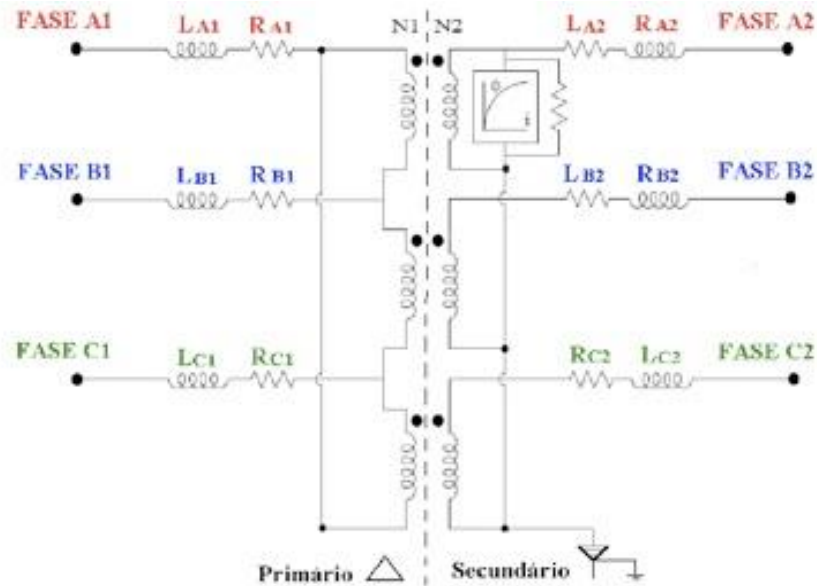


Figura 19 Esquema de ligação dos enrolamentos primário e secundário

Observa-se que o lado denominado 1 está conectado em delta, ou seja, o início do enrolamento de cada fase está conectado no fim do enrolamento da fase subsequente, sem a presença de um ponto neutro. O lado denominado 2 está conectado em estrela, ou seja, o fim dos enrolamentos das três fases estão conectados a um neutro comum, e as outras extremidades serão conectadas a linha de transmissão.

Por último são apresentadas as telas de inserção de dados dos modelos dos componentes do circuito de ensaio utilizados no software ATP.

Component: AC3PH

Attributes

DATA	UNIT	VALUE
Amplitude	Volt	13800
f	Hz	60
pha	Deg/Rad	0
A1		0
Tstart	s	-1
Tstop	s	1000

NODE	PHASE	NAME
AC3	ABC	

Copy Paste entire data grid Order: 0 Label:

Comment:

Type of source
 Current
 Voltage

Hide
 Lock

Edit definitions OK Cancel Help

Figura 20 Dados de entrada do modelo do gerador no ATP

Component: SWIT_3XT

Attributes

DATA	UNIT	VALUE
T-cl_1	s	0.2
T-op_1	s	1000
T-cl_2	s	0.2
T-op_2	s	1000
T-cl_3	s	0.2
T-op_3	s	1000
Imar	Amps	0

NODE	PHASE	NAME
IN1	ABC	1
OUT1	ABC	2

Copy Paste entire data grid Order: 0 Label:

Comment:

Output
 Hide
 Lock

0 - No

Edit definitions OK Cancel Help

Figura 21 Dados de entrada do modelo da chave seccionadora no ATP

Component: TRAF0_S

Attributes Characteristic

DATA	UNIT	VALUE
Rmag	Ohms	0
Rp	Ohms	0.0256
Lp	mH	0.68
Vrp	kV	13.8
Rs	Ohms	3.96
Ls	mH	105.04
Vrs	kV	132.79
RMS	0/1	1

NODE	PHASE	NAME
P1	1	6A
P2	1	
S1	1	7A
S2	1	

Copy Paste entire data grid Order: 0 Label:

Comment:

Output: 1 - Current Hide Lock

Edit definitions OK Cancel Help

Figura 22 Dados de entrada do modelo do transformador monofásico no ATP

Component: TRAF0_S

Attributes Characteristic

Saturation (on the PRIMARY winding!)

I [A]rms	U [V]rms
2.1	251
2.8	700
3.3	1000
8	4000
15	8700
20	10300
30	13800
10000	16000

Add Delete Sort Move

External characteristic

Data source: C:\ATP\work\curva-sat-SE Edit... Include characteristic

Save... Copy Paste View

Edit definitions OK Cancel Help

Figura 23 Dados de entrada da curva de saturação do transformador

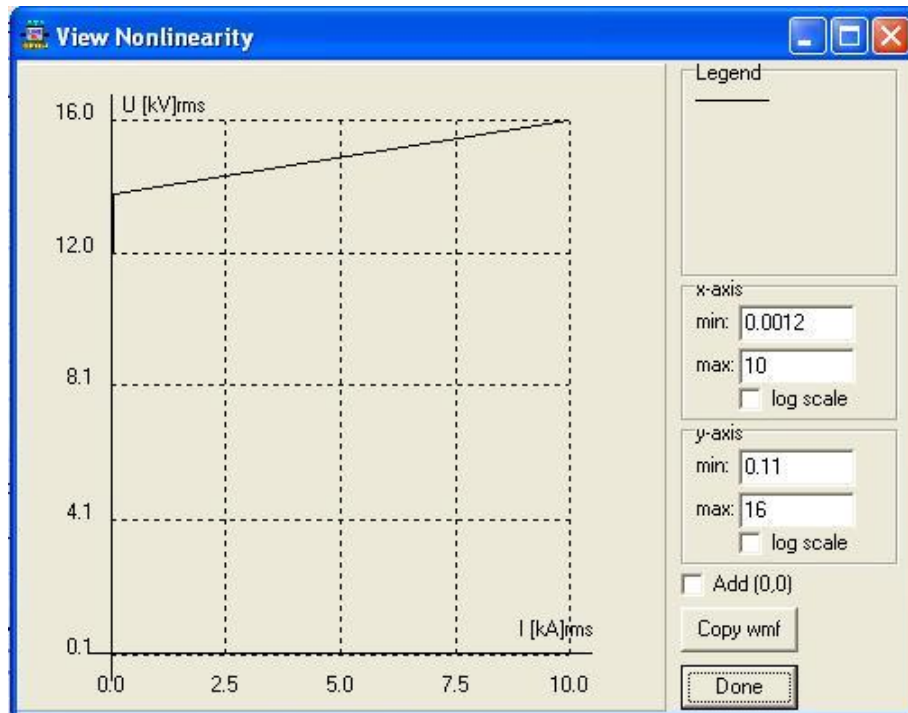


Figura 24 Curva de saturação do modelo do transformador

4.3 RESULTADOS

Mediu-se a corrente de *inrush* no enrolamento primário de cada transformador monofásico. Observando-se a forma de onda da mesma, o período de duração do fenômeno de *inrush*, o valor de pico da corrente, assim como, obtendo-se através da opção de análise por série de Fourier o valor de pico das componentes harmônicas presentes na corrente de *inrush*.

Como a metodologia de análise adotada leva em consideração apenas os valores da primeira e segunda harmônica, somente estes serão apresentados nos resultados obtidos. Os resultados obtidos para x/r igual a 10 serão apresentados nesta seção, os demais gráficos obtidos para os valores da relação da reatância de dispersão e a resistência de enrolamento variando de 15 à 40 serão apresentados no anexo A.

4.3.1 RESULTADOS OBTIDOS PARA RELAÇÃO X/R IGUAL A 10

Primeiramente apresenta-se a curva da corrente de *inrush* obtida na fase A para x/r igual a 10. Observa-se que o valor de pico da corrente de *inrush* é de aproximadamente 15,5kA e o período deste fenômeno até a sua extinção é de aproximadamente 2,8s.

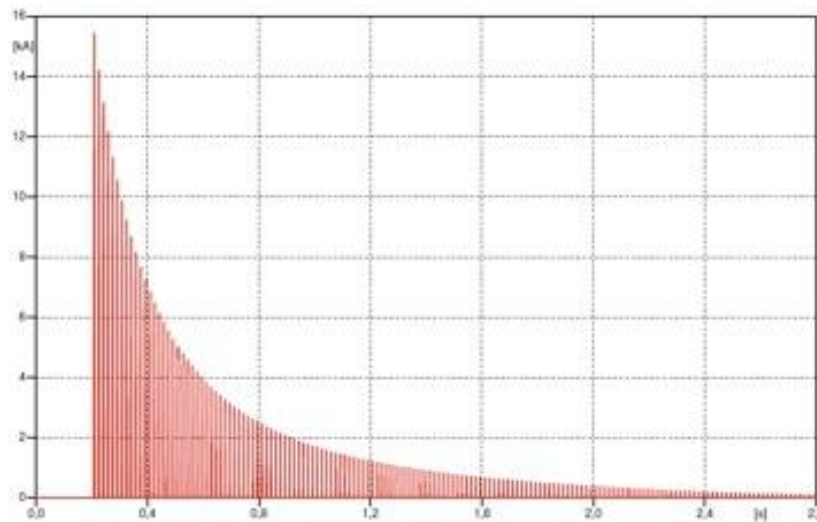


Figura 25 Curva da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=10$

Observa-se em detalhe na figura 26 a forma da onda da corrente de *inrush* nos primeiros décimos de segundos da energização.

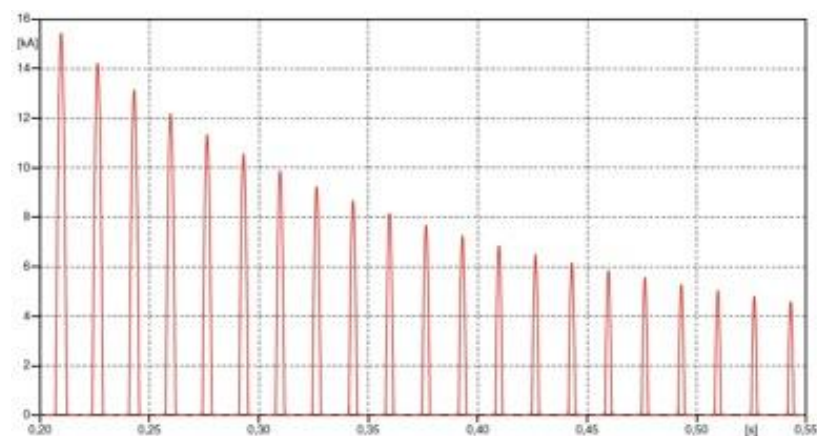


Figura 26 Forma da onda da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=10$

Na figura 27 pode-se ver as curvas da corrente de *inrush* das fases A, B e C. Como a onda de tensão da fase B tem ângulo de disparo igual a 0° , esta não apresenta o fenômeno de *inrush* e por ter um valor de aproximadamente 50 vezes menor que a corrente nominal do transformador não é observada no gráfico.

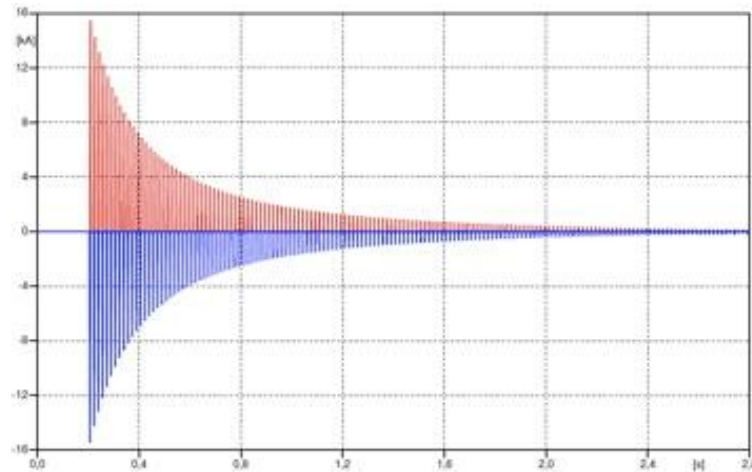


Figura 27 Corrente de *inrush* das fases A, B e C para $x/r=10$

Por fim, a figura 28 apresenta um gráfico de barras das primeiras vinte harmônicas da corrente de *inrush*, considerando o período de análise de 0,2s à 2,8s, já que este é o período observado do surgimento até a extinção do fenômeno de *inrush*.

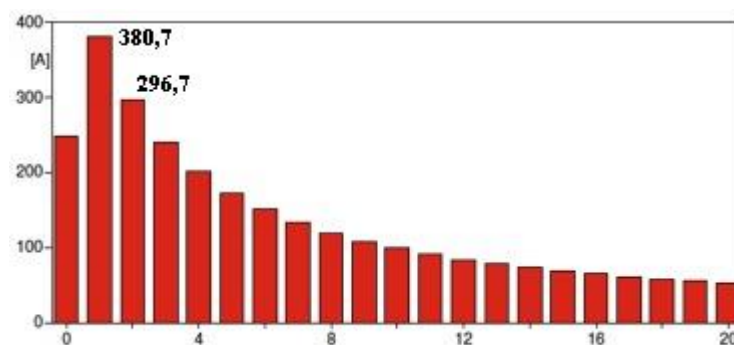


Figura 28 Amplitudes das harmônicas da corrente de *inrush* para $x/r=10$

Observa-se que, conforme os valores indicados na figura 28 para a primeira e segunda harmônica, a relação encontrada é de aproximadamente 77,9%.

No quadro 5 são exibidos todos os valores de primeira e segunda harmônica para todos os casos analisados, bem como os percentuais obtidos destas relações.

x/r	10	15	20	25	30	35	40
$ I_1 $	380,7	302,5	260,2	235,9	215,6	195,7	174,8
$ I_2 $	296,7	232,4	196	173,4	155,4	139,3	124,3
$ I_2 / I_1 $ [%]	77,9	76,8	75,3	73,5	72,1	71,2	71,1

Quadro 5 Resultados das componentes harmônicas de primeira e de segunda ordem obtidos para os valores da relação x/r entre 10 e 40 para a corrente de *inrush*

5 CONCLUSÕES

Como era esperado, a corrente de *inrush* obtida nos resultados das simulações para os diversos casos analisados variou na faixa de 6 à 16 vezes a corrente nominal do transformador, que é de aproximadamente 990A no enrolamento primário conectado em delta.

A partir dos resultados obtidos pode-se observar que há uma grande diferença entre o percentual da segunda harmônica em relação à primeira da corrente de *inrush*, comparado ao mesmo percentual apresentado na tabela 3 da corrente de curto circuito, para o ângulo $\varphi=0^\circ$. Estes resultados apenas comprovam, apesar de ter-se usados parâmetros diferentes nos itens 2.4 e 2.5 que a análise da segunda harmônica da corrente de *inrush* e da corrente de curto circuito é um critério de diferenciação dos dois fenômenos.

Observou-se também que a curva da corrente de *inrush* para todas as relações x/r estudadas apresentou o comportamento esperado, que é uma redução no seu valor de pico à medida que se aumenta esta relação. Visto que um aumento nesta relação representa um aumento da impedância do enrolamento, portanto segundo a lei de Ohm o valor da corrente depende do valor da tensão e do valor da impedância do circuito, sendo a primeira constante em 13,8kV, a corrente é inversamente proporcional a variação da impedância.

Outro comportamento esperado com a variação da relação x/r que foi confirmado é que à medida que se aumenta esta relação, a duração do fenômeno de *inrush* também aumenta. Isto ocorre, pois a exponencial que se soma a corrente de magnetização no fenômeno de *inrush*, tem seu fator de decaimento dado por r/x , como este fator é o inverso da relação estudada, o fator de decaimento da exponencial diminui à medida que se aumenta a relação x/r .

Por fim, observa-se também que com o aumento da relação x/r o percentual da relação da amplitude da segunda harmônica com a primeira diminui lentamente. Isto pode ser explicado devido à redução do valor de pico da corrente de *inrush* e aumento do período de

duração deste fenômeno. Já que a componente de segunda ordem tem maior amplitude nos primeiros ciclos do fenômeno, reduzindo seu valor para períodos mais longos.

Transformadores de potência fabricados que atendem a norma IEC 60076-5, que se refere à suportabilidade ao curto circuito na máquina, devem atender ao seguinte critério: máquinas abaixo de 100MVA devem ter uma relação x/r de aproximadamente 14 e máquinas acima de 100MVA devem apresentar esta mesma relação, em torno de 35, ambos a fim de atender ao fator de assimetria dado pela norma para estes casos.

O que pode-se dizer quanto a máquinas fabricadas, é que estas atendem os requisitos da norma, com uma pequena variação, para mais ou para menos. A pequena oscilação em torno dos valores estipulados pela norma, apresentada por cada fabricante, ocorre devido aos diferentes métodos de fabricação, a característica de maior relevância para esta variação é a geometria da bobina, em que pode-se citar a altura da bobina, dimensão radial, diâmetro médio do enrolamento, comprimento do enrolamento, seção do condutor e o número de espiras do enrolamento sendo este último o aspecto mais impactante.

5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Em trabalhos futuros, simular no software ATP o mesmo transformador com diferentes modelos de transformadores da biblioteca do programa e observar as variações que cada modelo apresenta. Pode-se também simular diferentes transformadores e analisar, por exemplo, o que uma ligação delta ou estrela acarreta no fenômeno de *inrush*.

Uma sugestão para enriquecer os dados obtidos é simular o fenômeno de *inrush* com diferentes ângulos de chaveamento (φ), bem como, inserir a condição inicial de magnetismo residual no núcleo do transformador e analisar se os resultados são coerentes com a bibliografia existente.

6 REFERÊNCIAS

- [1] Del Vecchio, R. M. et al, **Transformer Design Principles**, Boca Raton, CRC Press, 2002. p. 39-85.
- [2] Heathcote, M. J., **The J & P Transformer Book (12th ed.)**, Oxford, Newnes, 1998. 945 p.
- [3] Harlow, J. H., **Electric Power Transformer Engineering (2nd Ed.)**, Boca Raton, CRC Press, 2006. 536 p.
- [4] FITZGERALD, A. E. et al. **Electric Machinery**. New York: Mcgraw-Hill, 1990. 599 p.
- [5] Huelsman, L. P., **Basic Circuit Theory with Digital Computations**, Prentice-Hall, Inc., 1972, Englewood Cliffs, NJ,
- [6] Hagh, M.T., Valizadeh, M., Analysis and comparative study of transient *inrush* current reduction methods, **Power Engineering Conference, 2007**. IPEC 2007. International, vol., no., p.287-291, 3-6 Dec. 2007.
- [7] Mañana, M., et al, Effects of Magnetizing *Inrush* Current on Power Quality and Distribution Generation, [S. l.].
- [8] Hong, S. Y., Qin, W., A wavelet-based method to discriminate between *inrush* current and internal fault, Power System Technology, 2000. **Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on**, vol.2, no., p.927-931 vol.2, 2000.
- [9] Jiandong, D., Chang, W., Jianming, Y., Study of the *Inrush* Current Identification Using the Improved Half-Cycle Fourier Analysis, Universities Power Engineering Conference, 2008. UPEC '08. **Proceedings of the 43rd International**, vol., no., p.1-5, 1-4 Sept. 2008.

[10] Abdulsalam, S. G., Xu, W., A Sequential Phase Energization Method for Transformer *Inrush* Current Reduction, **Power Delivery, IEEE Transactions** on, vol.22, no.1, p.208-216, Jan 2005.

[11] Zengping, W., Jing, M., Yan, X., Lei, M., A new principle of discrimination between *inrush* current and internal fault current of transformer based on self-correction function, Power Engineering Conference, 2005. IPEC 2005. **The 7th International** on, vol.2, no., p.614-617, Nov. 29 2005-Dec. 2 2005.

[12] Girgis, R. S., Nyenhuis, E. G., Characteristics of *Inrush* Current of Present Designs of Power Transformers, Power Engineering Society General Meeting, 2007. **IEEE Transactions** on, vol., no., p.1-6, 24-28 June 2007.

[13] Wang, J., Hamilton, R., Analysis of Transformer *Inrush* Current and Comparison of Harmonic Restraint Methods in Transformer Protection, Protective Relay Engineers, 2008 **61st Annual Conference** for, vol., no., p.142-169, 1-3 April 2008.

[14] Zheng, T., Makram, E.B., Girgis, A.A., Power system transient and harmonic studies using wavelet transform, Power Delivery, **IEEE Transactions** on, vol.14, no.4, p.1461-1468, Oct 1999.

[15] Wang, Y., Abdulsalam, S.G., Xu, W., Analytical Formula to Estimate the Maximum *Inrush* Current, Power Delivery, **IEEE Transactions** on, vol.23, no.2, p.1266-1268, April 2008.

[16] Miri, A.M., Sihler, C., Damping of resonances at energization of power transformers in an isolated network, Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. **Conference Record** of the, vol.2, no., p. 827- 832 vol.2, 12-16 Oct. 2003.

[17] Feng, X.L.; Tan, J.C., Bo, Z.Q., A New Wavelet Transform Approach to Discriminate Magnetizing *Inrush* Current and Fault Current, Universities Power Engineering

Conference, 2006. UPEC '06. **Proceedings of the 41st International**, vol.3, no., p.876-880, 6-8 Sept. 2006.

[18] Kennedy, L.F., and Hayward, C.D., Harmonic-current-restrained relays for differential protection, **AIEE Trans.**, 57, p.262–266, 1938.

[19] Hayward, C.D., Harmonic-current-restrained relays for transformer differential protection, **AIEE Trans.**, 60, p.377–382, 1941.

[20] Mathews, C.A., An improved transformer differential relay, **AIEE Trans.**, 73, p.645–650, 1954.

[21] Sharp, R.L. and Glassburn, W.E., A transformer differential relay with second-harmonic restraint, **AIEE Trans.**, 77, p.913–918, 1958.

[22] OLIVEIRA, M., **Proteção Diferencial de Transformadores Trifásicos Utilizando a Transformada Wavelet**. 2009. 129 p. Dissertação (Mestrado em engenharia) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2009.

[23] TESCHE, A. G., **Elaboração de Metodologia para Cálculo de Esforços Mecânicos de Curto Circuito em Transformadores de Potência**. 2006. 108 p. Projeto de Diplomação - Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2006.

[24] IEC 60076-5 – Ability to Withstand Short-Circuit - 2000

ANEXO A RESULTADOS OBTIDOS PARA VALORES ENTRE 15 E 40 DA RELAÇÃO DA REATÂNCIA DE DISPERSÃO E RESISTÊNCIA DE ENROLAMENTO

A seguir serão apresentados os resultados obtidos nas simulações realizadas no software ATP para diversos valores da relação x/r . Estes resultados apresentam o mesmo comportamento observado no item 4.3.1, porém agora para os valores de x/r igual à 15, 20, 25, 30, 35 e 40.

A.1 RESULTADOS OBTIDOS PARA RELAÇÃO X/R IGUAL A 15

Primeiramente apresenta-se a curva da corrente de *inrush* obtida na fase A para x/r igual a 15. Observa-se que o valor de pico da corrente de *inrush* é de aproximadamente 11,7kA e o período deste fenômeno até a sua extinção é de aproximadamente 3,4s.

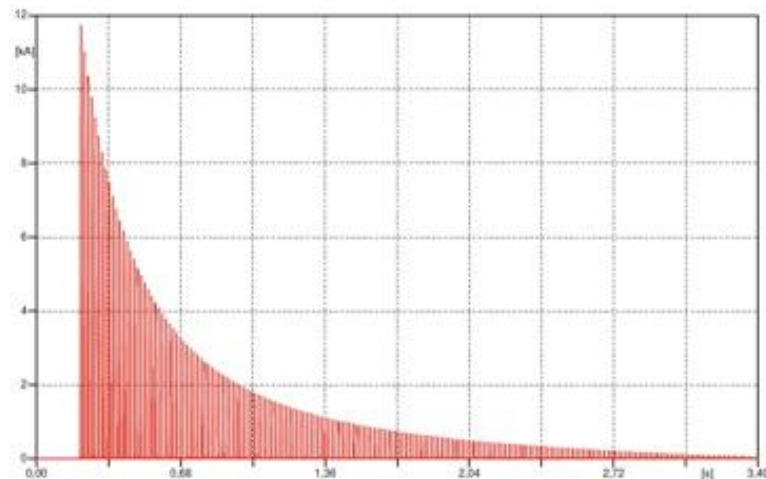


Figura 29 Curva da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=15$

Observa-se em detalhe na figura 30 a forma da onda da corrente de *inrush* nos primeiros décimos de segundos da energização.

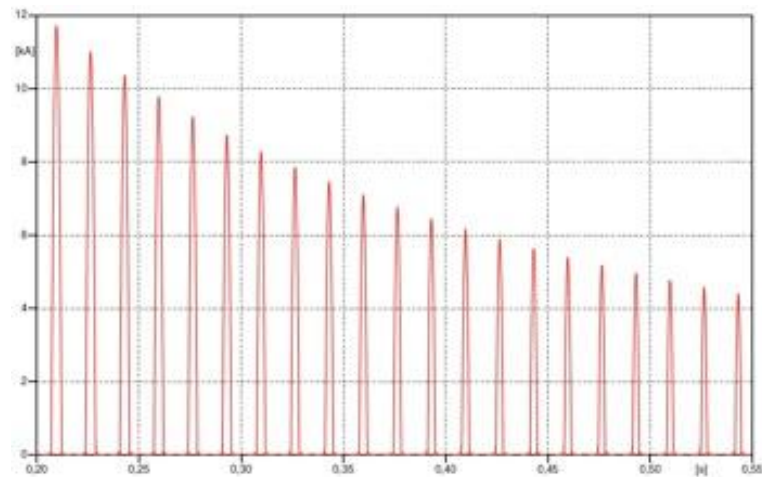


Figura 30 Forma da onda da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=15$

Por fim, a figura 31 apresenta um gráfico de barras das primeiras vinte harmônicas da corrente de *inrush*, considerando o período de análise de 0,2s à 3,4s, já que este é o período observado do surgimento até a extinção do fenômeno de *inrush*.

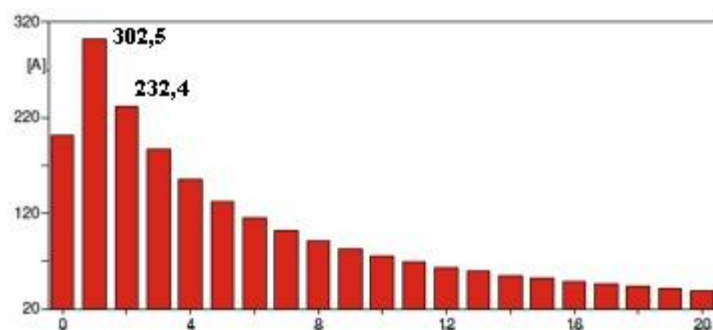


Figura 31 Amplitudes das harmônicas da corrente de *inrush* para $x/r=15$

Observa-se que, conforme os valores indicados na figura 31 para a primeira e segunda harmônica, a relação encontrada é de aproximadamente 76,8%.

A. 2 RESULTADOS OBTIDOS PARA RELAÇÃO X/R IGUAL A 20

Primeiramente apresenta-se a curva da corrente de *inrush* obtida na fase A para x/r igual a 20. Observa-se que o valor de pico da corrente de *inrush* é de aproximadamente 9,5kA e o período deste fenômeno até a sua extinção é de aproximadamente 3,8s.

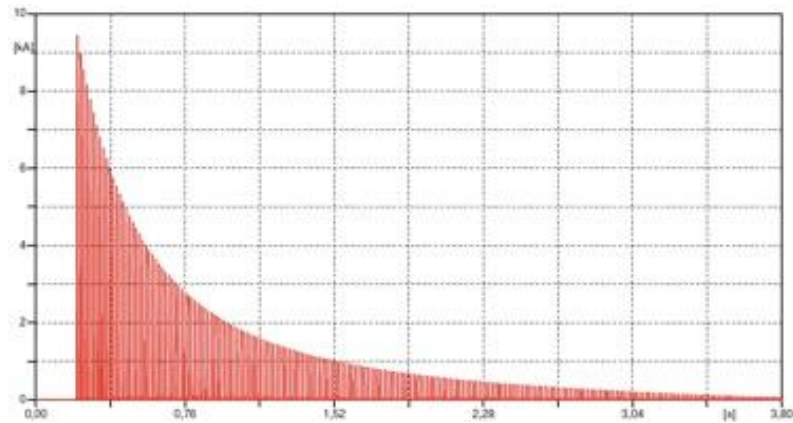


Figura 32 Curva da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=20$

Observa-se em detalhe na figura 33 a forma da onda da corrente de *inrush* nos primeiros décimos de segundos da energização.

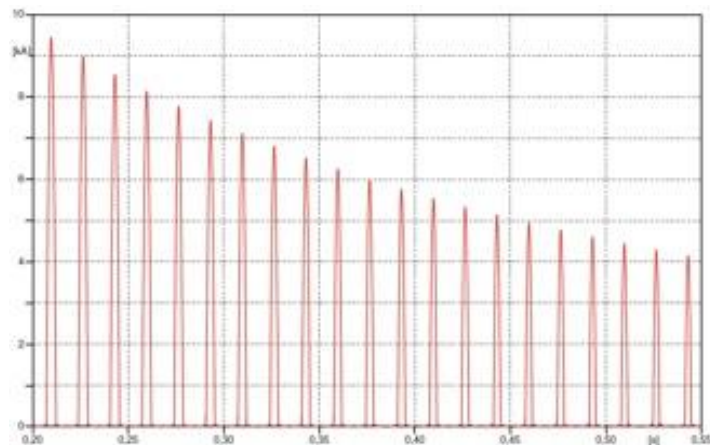


Figura 33 Forma da onda da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=20$

Por fim, a figura 34 apresenta um gráfico de barras das primeiras vinte harmônicas da corrente de *inrush*, considerando o período de análise de 0,2s à 3,8s, já que este é o período observado do surgimento até a extinção do fenômeno de *inrush*.

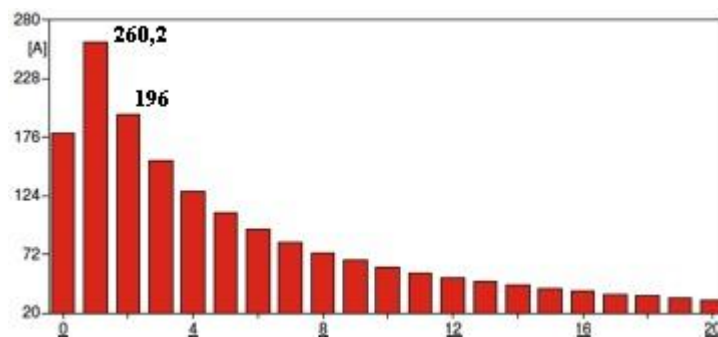


Figura 34 Amplitudes das harmônicas da corrente de *inrush* para $x/r=20$

Observa-se que, conforme os valores indicados na figura 34 para a primeira e segunda harmônica, a relação encontrada é de aproximadamente 75,3%.

A. 3 RESULTADOS OBTIDOS PARA RELAÇÃO X/R IGUAL A 25

Primeiramente apresenta-se a curva da corrente de *inrush* obtida na fase A para x/r igual a 25. Observa-se que o valor de pico da corrente de *inrush* é de aproximadamente 7,9kA e o período deste fenômeno até a sua extinção é de aproximadamente 4s.

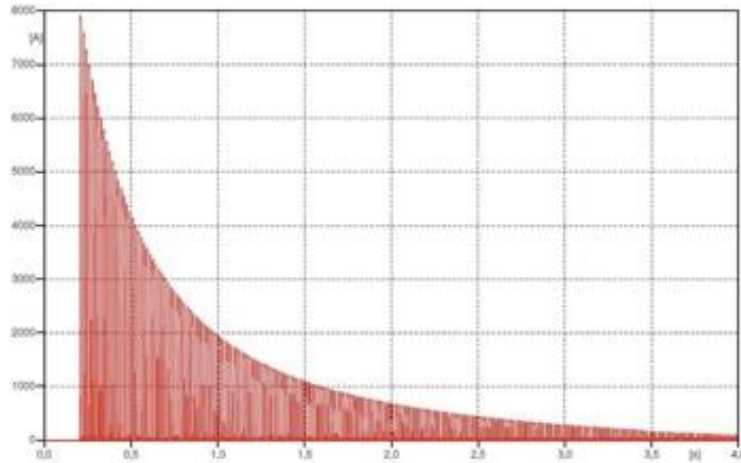


Figura 35 Curva da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=25$

Observa-se em detalhe na figura 36 a forma da onda da corrente de *inrush* nos primeiros décimos de segundos da energização.

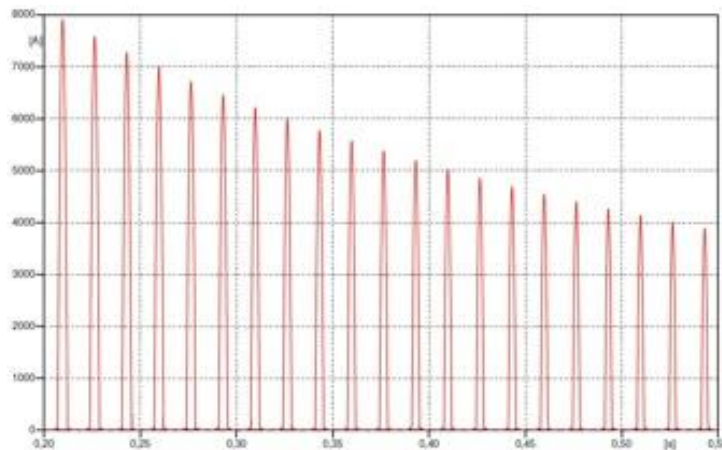


Figura 36 Forma da onda da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=25$

Por fim, a figura 37 apresenta um gráfico de barras das primeiras vinte harmônicas da corrente de *inrush*, considerando o período de análise de 0,2s à 4s, já que este é o período observado do surgimento até a extinção do fenômeno de *inrush*.

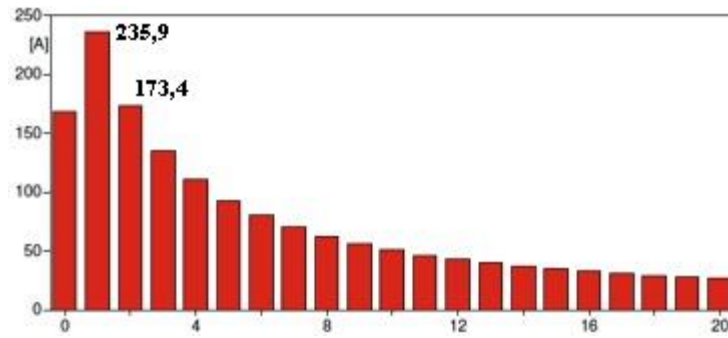


Figura 37 Amplitudes das harmônicas da corrente de *inrush* para $x/r=25$

Observa-se que, conforme os valores indicados na figura 37 para a primeira e segunda harmônica, a relação encontrada é de aproximadamente 73,5%.

A. 4 RESULTADOS OBTIDOS PARA RELAÇÃO X/R IGUAL A 30

Primeiramente apresenta-se a curva da corrente de *inrush* obtida na fase A para x/r igual a 30. Observa-se que o valor de pico da corrente de *inrush* é de aproximadamente 6,8kA e o período deste fenômeno até a sua extinção é de aproximadamente 4,2s.

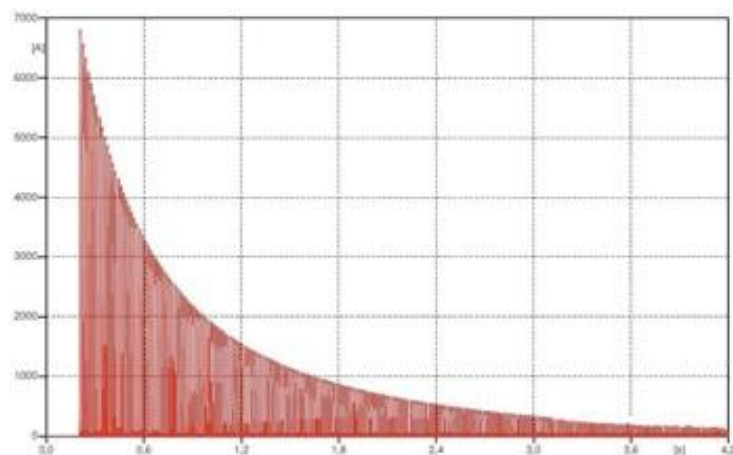


Figura 38 Curva da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=30$

Observa-se em detalhe na figura 39 a forma da onda da corrente de *inrush* nos primeiros décimos de segundos da energização.

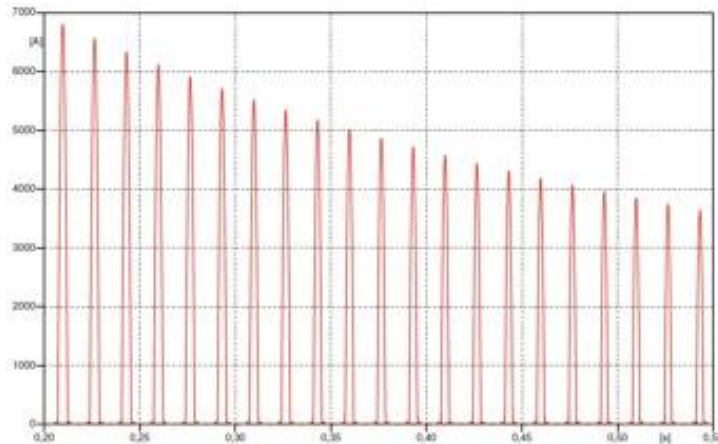


Figura 39 Forma da onda da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=30$

Por fim, a figura 40 apresenta um gráfico de barras das primeiras vinte harmônicas da corrente de *inrush*, considerando o período de análise de 0,2s à 4,2s, já que este é o período observado do surgimento até a extinção do fenômeno de *inrush*.

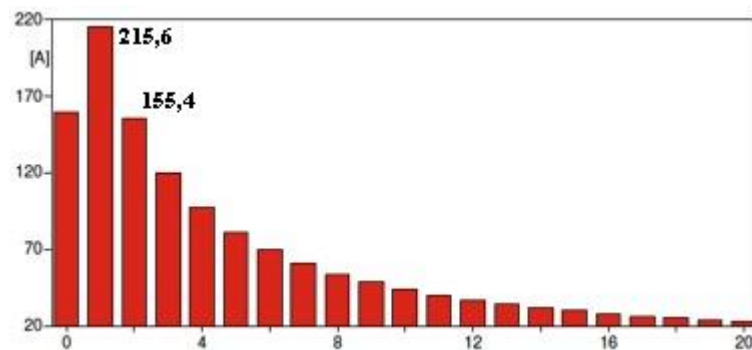


Figura 40 Amplitudes das harmônicas da corrente de *inrush* para $x/r=30$

Observa-se que, conforme os valores indicados na figura 40 para a primeira e segunda harmônica, a relação encontrada é de aproximadamente 72,1%.

A. 5 RESULTADOS OBTIDOS PARA RELAÇÃO X/R IGUAL A 35

Primeiramente apresenta-se a curva da corrente de *inrush* obtida na fase A para x/r igual a 35. Observa-se que o valor de pico da corrente de *inrush* é de aproximadamente 6kA e o período deste fenômeno até a sua extinção é de aproximadamente 4,5s.

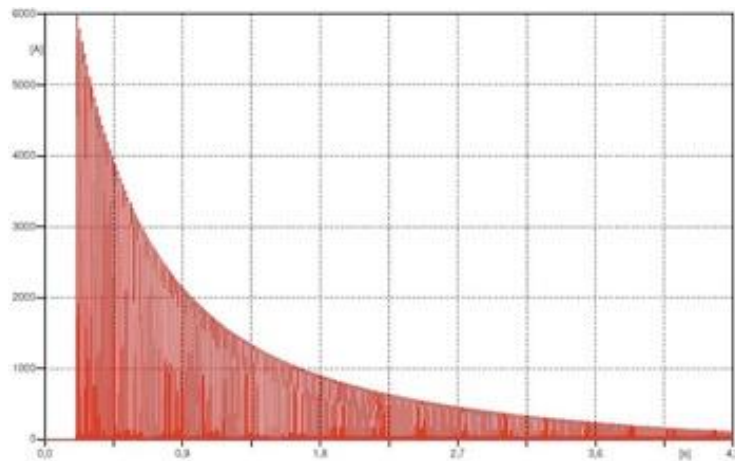


Figura 41 Curva da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=35$

Observa-se em detalhe na figura 42 a forma da onda da corrente de *inrush* nos primeiros décimos de segundos da energização.

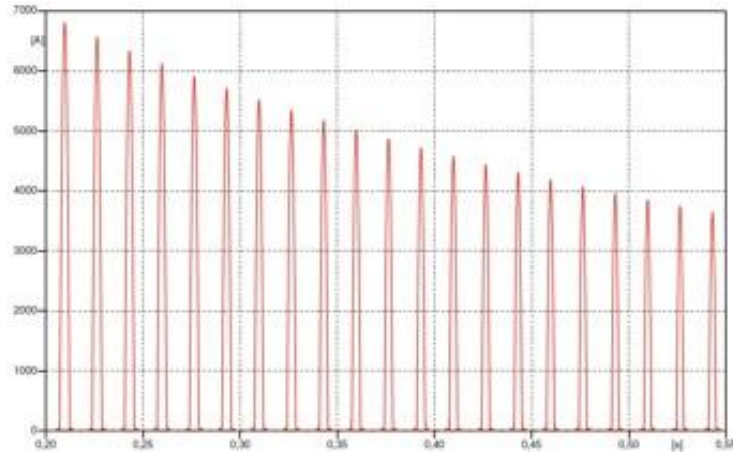


Figura 42 Forma da onda da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=35$

Por fim, a figura 43 apresenta um gráfico de barras das primeiras vinte harmônicas da corrente de *inrush*, considerando o período de análise de 0,2s à 4,5s, já que este é o período observado do surgimento até a extinção do fenômeno de *inrush*.

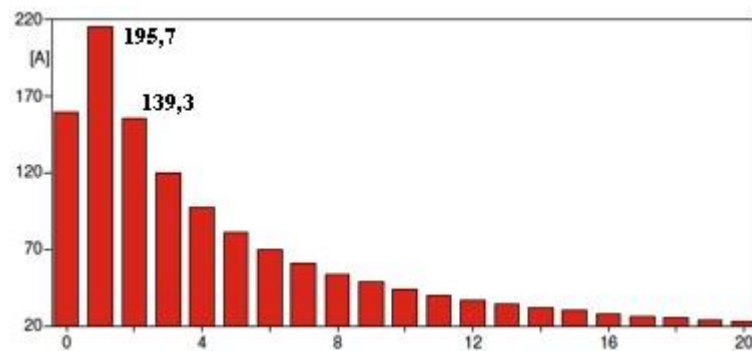


Figura 43 Amplitudes das harmônicas da corrente de *inrush* para $x/r=35$

Observa-se que, conforme os valores indicados na figura 43 para a primeira e segunda harmônica, a relação encontrada é de aproximadamente 71,2%.

A. 6 RESULTADOS OBTIDOS PARA RELAÇÃO X/R IGUAL A 40

Primeiramente apresenta-se a curva da corrente de *inrush* obtida na fase A para x/r igual a 40. Observa-se que o valor de pico da corrente de *inrush* é de aproximadamente 6kA e o período deste fenômeno até a sua extinção é de aproximadamente 5s.

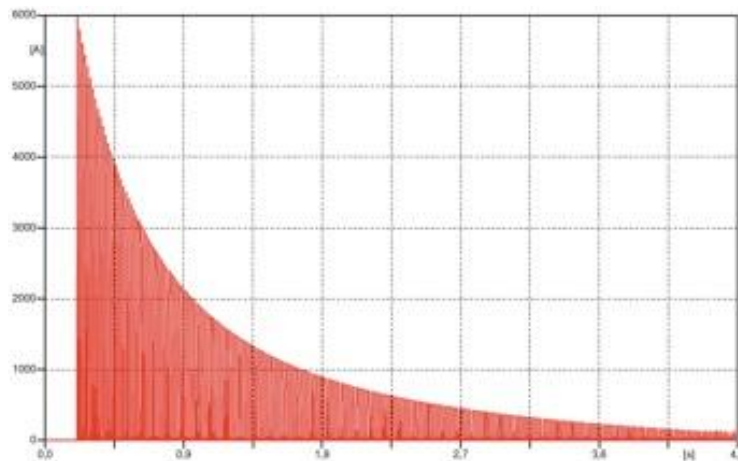


Figura 44 Curva da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=40$

Observa-se em detalhe na figura 45 a forma da onda da corrente de *inrush* nos primeiros décimos de segundos da energização.

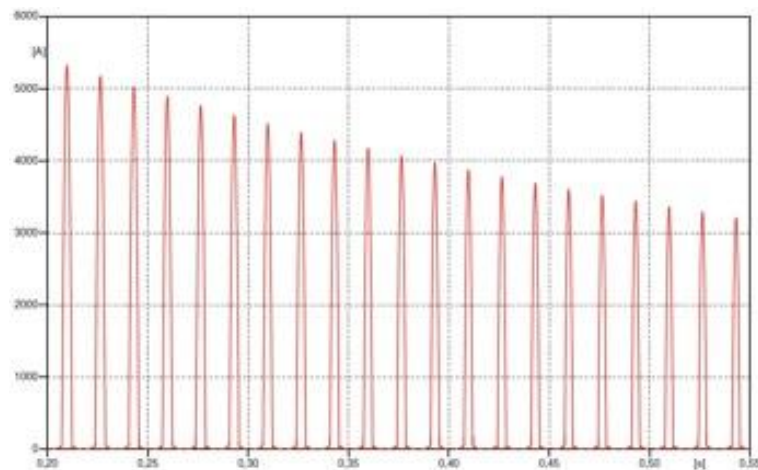


Figura 45 Forma da onda da corrente de *inrush* da fase A para $x/r=40$

Por fim, a figura 46 apresenta um gráfico de barras das primeiras vinte harmônicas da corrente de *inrush*, considerando o período de análise de 0,2s à 5s, já que este é o período observado do surgimento até a extinção do fenômeno de *inrush*.

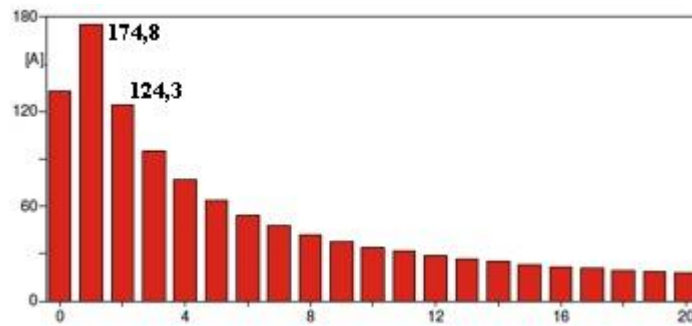


Figura 46 Amplitudes das harmônicas da corrente de *inrush* para $x/r=40$

Observa-se que, conforme os valores indicados na figura 46 para a primeira e segunda harmônica, a relação encontrada é de aproximadamente 71,1%.