

EDWIN ALBERTO GIRALDO MARÍN

**MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE FALTAS INTERNAS
ENTRE ESPIRAS EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA
PARA AVALIAÇÃO DE FUNÇÕES DE PROTEÇÃO**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Prof.^a Jacqueline Gisèle Rolim Dr.^a Eng. - UFSC

Coorientador: Prof. Mauricio Valencia Ferreira Da Luz Dr. Eng. - UFSC

Florianópolis
2016

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Giraldo Marin, Edwin Alberto

Modelagem e simulação de faltas internas entre espiras em transformadores de potência para avaliação de funções de proteção / Edwin Alberto Giraldo Marin; orientadora, Jacqueline Gisèle Rolim; coorientador, Mauricio Valencia Ferreira da Luz. - Florianópolis, SC, 2016.
186 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Proteção de sistemas elétricos de Potência. 3. Proteção diferencial tradicional e de sequência Negativa. 4. Modelagem de transformadores. 5. Faltas internas entre espiras. I. Gisèle Rolim, Jacqueline. II. Valencia Ferreira da Luz, Mauricio. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

EDWIN ALBERTO GIRALDO MARÍN

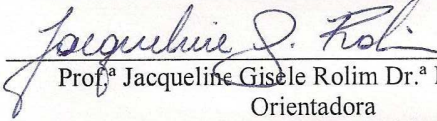
**MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE FALTAS INTERNAS
ENTRE ESPIRAS EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA
PARA AVALIAÇÃO DE FUNÇÕES DE PROTEÇÃO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

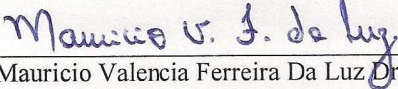
Florianópolis, 15 de Fevereiro de 2016.



Prof. Carlos Galup Montoro, Dr. Eng. - UFSC
Coordenador do Curso

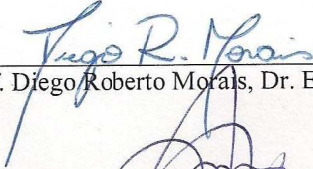


Prof.^a Jacqueline Gisele Rolim Dr.^a Eng. - UFSC
Orientadora

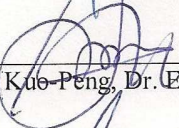


Prof. Mauricio Valencia Ferreira Da Luz Dr. Eng. - UFSC
Coorientador

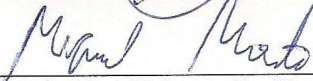
Banca Examinadora:



Prof. Diego Roberto Moraes, Dr. Eng. - ENEL



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr. Eng. - UFSC



Prof. Miguel Moreto, Dr. Eng. - UFSC

Este trabalho é dedicado aos meus queridos pais Gilberto Giraldo e Nora Marín e aos meus irmãos Mauricio Giraldo e Yuliana Giraldo.

AGRADECIMENTOS

No decorrer deste tempo dedicado à realização da dissertação, gostaria de agradecer, antes de tudo, a Deus por ter-me dado força e saúde para alcançar essa meta. Igualmente, como diziam algumas linhas do poema “*O outro poema dos dons*” de Jorge Luis Borges: “graças quero dar pelos íntimos dons que não enumero; pelo sonho e a morte, esse dois tesouros ocultos e pelo mar que é um deserto resplandecente e uma cifra de coisas que não sabemos e um epitáfio dos Vikings”.

À minha família, Nora Marín (Mãe), Gilberto Giraldo (Pai), Mauricio Giraldo (Irmão) e Yuliana Giraldo (Irmã), pelo apoio incondicional em todas as adversidades, pela dedicação, atenção e ensinamentos em todas as etapas de minha vida. Sem esses valores que vocês me ensinaram não teria sido possível o desenvolvimento deste trabalho.

À Natalia Agudelo Henao, quem deu sempre uma motivação especial para cada dia de trabalho. Pelo estímulo nos momentos de angústias, pelo amor e carinho dado.

Aos meus tios; Rodrigo, Obed, Leonel, Hernán, Alonso, Fabio, Emilio e Orlando; minhas tias, Lígia, Nubia, Ofelia, Lucelly e Fanny; meus primos e minhas primas por perguntar por meus avanços, me ajudar de maneira incondicional e por me motivar ao continuar com este projeto profissional e pessoal.

Agradeço aos meus maiores amigos na Colômbia, sendo muitos e não conseguiria nomeá-los a todos, por me dar palavras de motivação e amizade incondicional, especialmente a Cristian, Pedro, Richard, July, Lineth, Daniel, Giovanni, Karen, Ana, Isabel, Andrés, Sigifredo, Fernando, Juan, Jorge, Cata, Ricardo, Santiago, Héctor e Mauricio.

De maneira especial, a minha orientadora e professora Jacqueline Gisèle Rolim por toda ajuda dada nessa dissertação, pela confiança e recomendações oferecidas no momento difícil que vivi no primeiro ano de mestrado, assim como todos os conhecimentos e sugestões fornecidas. Ao professor Mauricio Luz, meu co-orientador, por sua colaboração com conceitos de modelagem, com propostas para a dissertação, pelo seu auxílio na aquisição de dados específicos dos equipamentos e pela sua disposição para tirar dúvidas durante o desenvolvimento do trabalho.

Aos professores membros da banca examinadora, Diego Morais, Miguel Moreto e Patrick Kuo-Peng, pelas críticas e contribuições na avaliação deste trabalho.

A todos os professores dos laboratórios LABSPOT, LabPlan e GRUCAD, com os quais aprendi inumeráveis conhecimentos repassados desde o ingresso ao mestrado. Aos todos os colegas do mestrado do LABSPOT e LabPlan pela amizade e bons momentos de lazer, em especial a aquela turma de brasileiros que iniciou comigo o mestrado e me ajudaram nos estudos das disciplinas: Bruno, Rodolfo, Ernani e José.

À minha família e amigos colombianos e peruanos no Brasil, Pablo, Gustavo, Andrés, Carlos Arturo, Felipe, Walter, Hector, Deysy, Iara, Carlos Niño, Marco e Dante, pela amizade e acolhimento.

Ao colega Beninense Malinwo Estone AYIKPA, por compartilhar e me ensinar parte de sua cultura africana.

Agradeço aos colegas da BABEL idiomas, Daniele, Robson, Ruth, Roberta e Clarice por me introduzir e ensinar muitas coisas lindas da cultura Brasileira.

Aos amigos do curso de química e futebol de sexta feira, por sua abertura e simplicidade na camaradagem, Marcelo, Jahn, Fabiano, Misael, Eto, Lucas, Marcos, Leandro, Thiago, Giancarlo.

Aos professores e engenheiros colombianos, Jaime Blandón de Ingeniería Especializada S.A. (IEB) e Juan Piñeros da XM, por seus conhecimentos repassados e fundamentação teórica e prática nos diferentes tópicos de consultoria elétrica, vitais, em parte, na realização deste trabalho.

Gostaria de agradecer em geral a toda a comunidade dos diferentes países que conheci e, indiretamente, contribuíram para enriquecer minha cultura. A UFSC por aprovisionar de uma ótima infraestrutura para os estudos, mas especialmente aos trabalhadores que fazem possível a manutenção dela.

Finalmente, agradeço à CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro durante a realização deste trabalho.

“A persistência é o caminho do êxito”
(Charles Chaplin)

*“Las palabras nunca alcanzan cuando lo que hay
que decir desborda el alma”*
(Julio Cortázar)

RESUMO

Transformadores de potência são elementos muito importantes nos sistemas de energia. Ao longo de sua vida útil, normalmente, eles estão submetidos a uma variedade de transientes que podem danificá-los e também prejudicar outros equipamentos ligados ao transformador. Esquemas de proteção são de grande importância para evitar danos no transformador e maximizar a continuidade do serviço. A simulação por computador do transformador em situações normais e sob falta interna e externa atualmente é uma ferramenta importante para aprimorar a confiabilidade do relé de proteção do transformador. Para uma simulação eficaz é essencial que se modele o transformador adequadamente. Os resultados destas simulações apoiam o engenheiro na definição dos ajustes da proteção. Falhas entre espiras são uma causa comum de defeito no transformador e sua modelagem detalhada para avaliação da proteção diferencial, torna-se fundamental. Neste trabalho são utilizados três modelos de transformador sugeridos na literatura, HYBRID, BCTRAN e SATURA, implementados com arranjos no EMTP/ATP. Estes modelos permitem simular faltas internas entre espiras em um transformador. Os modelos usam duas fontes de informação: 1) dados de relatório de ensaios e 2) dados de dimensões internas. Neste trabalho o modelo do transformador é ligado ao modelo de um sistema real e são simuladas faltas externas, faltas internas na zona do diferencial, energização e faltas entre espiras. Os resultados das simulações no EMTP/ATP são convertidos para o formato COMTRADE e usados para avaliar um relé de proteção diferencial de transformador, neste caso o SEL-387E. Um resultado interessante a partir dos testes no laboratório foi o aprimoramento da sensibilidade do relé com o uso de uma função implementada com os *Relay Word Bits*, utilizando os valores das correntes de sequência negativa calculados no relé. A combinação dessa função com a proteção diferencial tradicional, fez com que faltas entre espiras com 1% até 5% de enrolamento em curto-circuito, sejam identificadas. Estas faltas consideradas de baixo nível, normalmente não são detectadas pelo relé de proteção diferencial tradicional.

Palavras-chave: Modelos de Transformadores. Faltas internas. Proteção. EMTP/ATP. COMTRADE.

ABSTRACT

Power transformers are very important elements in power systems. Throughout their life, usually, they are subjected to a variety of transients which can affect them or damage other equipment connected to the transformer. Protection schemes are of great importance to avoid transformer damage and maximize the continuity of service. In order to simulate a transformer condition during normal operation and internal and external faults, programs such as EMTP/ATP are important to improve the reliability of its protection relays. With the objective of obtaining useful results from the simulations, the transformer model must be adequate. The simulations support the engineer in the definition of relay settings. Short circuits between turns are a common cause of transformer failure and its detailed modeling for evaluation the differential protection becomes essential. This work used three transformer models proposed in the literature, HYBRID, BCTRAN and SATURA, implemented with arrangements in the EMTP/ATP, which allows the simulation of internal faults between turns on a transformer. The models use two sources of information: 1) test report data and 2) data of internal dimensions. The transformer model is connected to a real system model, and external faults, internal faults in the differential zone, energization, and faults between turns are simulated. Simulation results in the EMTP/ATP are converted to COMTRADE format and used to evaluate the differential protection relay transformer SEL-387E. An interesting result from the laboratory test was the improvement of the relay sensitivity using a function developed with Relay Word Bits. The negative sequence currents are calculated in the relay. The combination of this function with traditional differential protection, detected faults between turns with 1% to 5% short circuited winding. These faults considered low level, are not typically detected by traditional differential protection relay.

Keywords: Transformer models. Internal faults. Protection. EMTP/ATP. COMTRADE.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Localização das faltas em transformadores.	29
Figura 2 – Causas das faltas em transformadores.	30
Figura 3 – Modos das falhas em transformadores.	30
Figura 4 – Núcleo de transformadores trifásicos: a) tipo <i>core</i> de três colunas. b) tipo <i>core</i> de cinco colunas. c) tipo <i>Shell</i>	35
Figura 5 – Estrutura de isolamento principal com barreiras entre enrolamentos 36	36
Figura 6 – Circuitos acoplados magneticamente.	37
Figura 7 – Transformador de vários enrolamentos alimentado só por um único enrolamento.	39
Figura 8 – Curva de magnetização com CC para um núcleo ferromagnético ...	41
Figura 9 – Curva de histerese desenhada pelo fluxo no núcleo quando se aplica $i(t)$	42
Figura 10 – a) Domínios magnéticos orientados aleatoriamente. b) Domínios magnéticos alinhados em presença de um campo magnético externo.	43
Figura 11 – Corrente de magnetização causada pelo fluxo no núcleo do transformador.	46
Figura 12 – a) Corrente de perdas do transformador. b) Corrente total de excitação do transformador.	47
Figura 13 – Corrente de magnetização, I_e quando a energização ocorre em um tempo onde a onda de tensão corresponde ao fluxo residual no núcleo.	50
Figura 14 – Corrente de magnetização, I_e quando a energização ocorre em um tempo onde o fluxo encontra-se no seu valor mais alto.	51
Figura 15 – Transformador Ideal.	55
Figura 16 – Circuito equivalente do transformador monofásico tradicional.	56
Figura 17 – Circuito equivalente do transformador monofásico derivado da dualidade.	58
Figura 18 – Circuito equivalente do transformador trifásico com núcleo tipo <i>core</i> de três colunas.	62
Figura 19 – Circuito equivalente do transformador trifásico com núcleo tipo <i>core</i> de cinco colunas.	63
Figura 20 – Circuitos para a medição das características de um transformador de núcleo de cinco colunas. (a) ensaio de circuito aberto na coluna central. (b) ensaio de circuito aberto na coluna externa. (c) ensaio de circuito aberto de sequência zero.	64
Figura 21 – Circuito equivalente tradicional para a indutância de dispersão de transformadores de três enrolamentos.	65
Figura 22 – Representação de transformadores monofásicos de N-enrolamentos em Y	67
Figura 23 – Modelo derivado da dualidade para um transformador de três enrolamentos.	69
Figura 24 – Modelo derivado da dualidade para um transformador de três enrolamentos.	69

Figura 25 – Modelo derivado da dualidade para um transformador de três enrolamentos incluindo os ramos de magnetização e as resistências dos enrolamentos.....	70
Figura 26 – Autotransformador ideal de dois enrolamentos.....	72
Figura 27 – Autotransformador de dois enrolamentos.....	73
Figura 28 – Autotransformador de três enrolamentos.....	74
Figura 29 – a) Vista superior do núcleo e dos enrolamentos (LV e HV) por fase; b) Fluxo de dispersão com altura equivalente; e c) Força magnetomotriz ou diagrama de densidade de fluxo magnético.....	81
Figura 30 – Arranjo de particionamento dos enrolamentos para simulação de falta interna.....	84
Figura 31 – Conexão enrolamentos mais enrolamento do núcleo $nw+1$	87
Figura 32 – Representação dos enrolamentos do transformador por fase.....	88
Figura 33 – Núcleo ligado ao $nw + 1$ enrolamento.....	88
Figura 34 – a) Modelo BCTRAN com núcleo ligado externamente.....	89
Figura 35 – Modelo SATURA com núcleo ligado externamente.....	90
Figura 36 – Circuito equivalente do transformador de corrente.....	91
Figura 37 – Curva de saturação típica.....	92
Figura 38 – Arranjo interno em ATPDraw dos sub-enrolamentos na fase A no primário.....	97
Figura 39 – Arranjo interno em ATPDraw dos sub-enrolamentos na fase A no secundário.....	97
Figura 40 – Característica de saturação e parâmetros de entrada no XFMR.....	98
Figura 41 – Implementação do Núcleo ligado ao $(nw+1)$ enrolamento.....	99
Figura 42 – Modelo HYBRID de faltas internas implementado no ATPDraw. a) Faltas HV. b) Faltas LV.....	99
Figura 43 – Implementação do Núcleo para modelo BCTRAN.....	101
Figura 44 – Modelo BCTRAN de faltas internas implementado no ATPDraw. a) Faltas HV. b) Faltas LV.....	101
Figura 45 – Modelo SATURA de faltas internas implementado no ATPDraw.....	103
Figura 46 – Implementação do Núcleo para modelo SATURA.....	104
Figura 47 – Modelo do transformador de corrente.....	105
Figura 48 – Característica de saturação TC.....	105
Figura 49 – Domínio de cálculo representando uma fase do transformador usado no software FEMM.....	107
Figura 50 – Modelo em FEMM: a) Malha de elementos finitos; b) Densidade de fluxo magnético.....	108
Figura 51 – Diagrama típico de conexão do relé diferencial.....	115
Figura 52 – Característica do relé diferencial com inclinação simples e dupla.....	116
Figura 53 – a) Diagrama de teste no sistema. b) Circuito equivalente para uma falta no enrolamento.....	118
Figura 54 – Princípio da proteção diferencial de sequência negativa.....	121
Figura 55 – Característica do relé diferencial de sequência negativa.....	121

Figura 56 – Variável temporizada, nos grupos de equações de controle SELOGIC.....	122
Figura 57 – <i>Latch bits</i> , nos grupos de equações de controle SELOGIC.....	123
Figura 58 – Lógica de elemento de sequência negativa.....	124
Figura 59 – Lógica diferencial de sequência negativa.....	124
Figura 60 – Elemento diferencial de sequência negativa proposto.....	125
Figura 61 – Metodologia aplicada nos testes em laboratório.....	128
Figura 62 – Sistema teste real.....	129
Figura 63 – Sistema teste real modelado no ATPDraw.....	130
Figura 64 – Modelo HYBRID ou BCTRAN com arranjo para simulação de faltas entre espiras no ATPDraw.....	131
Figura 65 – Modelo SATURA com arranjo para simulação de faltas entre espiras no ATPDraw.....	132
Figura 66 – Casos estudados.....	136
Figura 67 – Configuração de saída do ATPDraw.....	137
Figura 68 – Correntes secundárias dos TCs – Caso ONAF-HV-E-H-3%. a) enrolamento HV. b) enrolamento LV.....	139
Figura 69 – Correntes secundárias dos TCs – Caso ONAF-HV-E-B-3%. a) enrolamento HV. b) enrolamento LV.....	140
Figura 70 – Correntes secundárias dos TCs – Caso ONAF-HV-E-S-3%. a) enrolamento HV. b) enrolamento LV.....	141
Figura 71 – Correntes secundárias dos TCs – caso ONAF-HV-E-H-ENER.....	142
Figura 72 – Correntes secundárias dos TCs – caso ONAF-HV-E-B-ENER.....	143
Figura 73 – Correntes secundárias dos TCs – caso ONAF-HV-E-S-ENER.....	143
Figura 74 – Corrente na fase A no secundário do TC – caso ONAF-HV-E-H-5%.	144
Figura 75 – Característica de operação do elemento Diferencial Percentual com os casos de faltas, espira-espira na fase A no enrolamento HV.....	153
Figura 76 – Zoom da característica de operação diferencial. Casos de faltas entre espiras lado HV. a) 1% b) 3% c) 5% d) 10%.....	153
Figura 77 – Característica de operação do elemento Diferencial Percentual com os casos de faltas, espira-espira na fase A no enrolamento LV.....	154
Figura 78 – Zoom da característica de operação diferencial. Casos de faltas entre espiras lado LV. a) 1% b) 3% c) 5% d) 10%.....	154
Figura 79 – Comparação da característica de operação do elemento Diferencial Percentual com diferentes ajustes para os casos de faltas espira-espira, no lado LV.....	155
Figura 80 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-1%.....	156
Figura 81 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-3%.....	157
Figura 82 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-5%.....	158
Figura 83 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-10%.....	159

Figura 84 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-E-H-1%.	160
Figura 85 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-E-H-3%.	160
Figura 86 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-E-H-5%.	161
Figura 87 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-E-H-10%.	162
Figura 88 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-D-B-1FIN.	163
Figura 89 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-D-H-3FIN.	164
Figura 90 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-D-H-2FIN.	165
Figura 91 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-T-H-3FIN.	165
Figura 92 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-ENER.	167
Figura 93 – Concentração de harmônicas, caso ONAF-HV-E-H-ENER. a) fase A. a) fase B. a) fase C.	167
Figura 94 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-B-ENER.	168
Figura 95 – Concentração de harmônicas, caso ONAF-HV-E-B-ENER. a) fase A. a) fase B. a) fase C.	168
Figura 96 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-S-ENER.	169
Figura 97 – Concentração de harmônicas, caso ONAF-HV-E-S-ENER. a) fase A. a) fase B. a) fase C.	169
Figura 98 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-D-H-2FEX.	173
Figura 99 – Concentração de harmônicas no primário, caso ONAF-LV-D-H-2FEX. a) fase A. a) fase B. a) fase C.	174
Figura 100 – Concentração de harmônicas no secundário, caso ONAF-LV-D-H-2FEX. a) fase A. a) fase B. a) fase C.	174

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Origem e faixas de frequência de transitórios em sistemas de potência.....	52
Tabela 2 – Guia de modelagem – Faixa de frequência	53
Tabela 3 – Energia em Joule por metro de profundidade.....	108
Tabela 4 – Comparação reatâncias de curto-circuito	109
Tabela 5 – Identificação numérica dos dispositivos de proteção	113
Tabela 6 – Nomenclatura dos casos estudados	134
Tabela 7 – Casos de simulação mostrados.....	138
Tabela 8 – Correntes de pico para falta entre espiras enrolamento HV dados ensaios.....	145
Tabela 9 – Correntes de pico para falta entre espiras enrolamento HV dados dimensões	145
Tabela 10 – Correntes de pico para falta entre espiras enrolamento LV dados ensaios	146
Tabela 11 – Correntes de pico para falta entre espiras enrolamento LV dados dimensões	147
Tabela 12 – Nomenclatura empregada no relé.....	150
Tabela 13 – Ajustes parâmetros relé	151
Tabela 14 – Comportamento do relé para os casos testados HV.	171
Tabela 15 – Comportamento do relé para os casos testados LV.....	172

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ASCII – *American Standard Code for Information Interchange*
ATP – *Alternative Transient Program*
ATPDraw – Pré-processador Gráfico de ATP
BPA – *Bonneville Power Administration*
CC – Corrente contínua
CIGRE – *International Council on Large Electric Systems*
COMTRADE – *Common Format for Transient Data Exchange*
DBM – *Data Base Module*
EMTP – *Electro-Magnetic Transients Program*
EPRI – *Electric Power Research Institute*
fem. – força eletromotriz
FMM – Força Magnetomotriz
FEMM – *Finite Element Method Mag*
GIS – *Gas Insulated Substation*
HV – Alta Tensão (*High Voltage*)
Hz – Hertz
IEC – *International Electrotechnical Commission*
LV – Baixa Tensão (*Low Voltage*)
NTNU – *Norwegian University of Science and Technology*
OFAF – *Oil Forced Air Forced*
OFWF – *Oil Forced Water Forced*
ONAN – *Oil Natural Air Natural*
ONAF – *Oil Natural Air Forced*
PSCAD – *Power Systems Computer Aided Design*
RTDS – *Real Time Digital Simulator*
TC – Transformador de Corrente
XFMR – *Hybrid Transformer Model*
Y – Conexão ípsilon

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	27
1.1 OBJETIVOS	31
1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	31
1.3 CONTRIBUIÇÕES.....	32
2 TRANSFORMADORES	33
2.1 INTRODUÇÃO	33
2.2 CONSTRUÇÃO DO TRANSFORMADOR.....	34
2.2.1 Transformador tipo núcleo envolvido (<i>core type</i>) e tipo núcleo envolvente (<i>Shell type</i>).....	34
2.2.2 Isolamento.....	35
2.3 MAGNETISMO EM TRANSFORMADORES.....	36
2.3.1 Circuitos acoplados magneticamente.....	36
2.3.2 Transformador como circuito magnético acoplado.....	38
2.3.3 Comportamento magnético do núcleo do transformador	40
2.3.3.1 Histerese	40
2.3.3.2 Correntes parasitas.....	44
2.3.3.3 Corrente de magnetização.....	44
2.3.3.4 Corrente <i>Inrush</i>	47
2.4 MODELOS DO TRANSFORMADOR	51
2.4.1 Diretrizes de modelagem.	51
2.4.2 Modelo Ideal	55
2.4.3 Modelo do transformador monofásico de dois enrolamentos tradicional	56
2.4.4 Modelo do transformador monofásico de dois enrolamentos derivado da dualidade.....	57
2.4.5 Modelo do transformador trifásico de dois enrolamentos derivado da dualidade.....	59
2.4.6 Modelo do transformador monofásico de três enrolamentos tradicional.....	64
2.4.7 Modelo do transformador saturável multi-enrolamento	66
2.4.8 Modelo do transformador monofásico de três enrolamentos derivado da dualidade.....	67
2.4.9 Modelo do autotransformador ideal de dois enrolamentos	71
2.4.10 Modelo do autotransformador de dois enrolamentos	72
2.4.11 Modelo do autotransformador de três enrolamentos	73
2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	75
3 MODELAGEM DE FALTAS ENTRE ESPIRAS	77
3.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	77
3.2 MODELAGEM EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA.....	79
3.2.1 Impedância de dispersão	79

3.2.1.1	Ensaio experimental e dados de placa	80
3.2.1.2	Equações analíticas e método numérico	81
3.2.2	Divisão dos enrolamentos	83
3.2.3	Cálculo da reatância de dispersão entre seções em falta	84
3.2.4	Representação matricial da indutância de dispersão	86
3.2.5	Representação do núcleo	88
3.3	MODELAGEM DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE	90
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	92
4	IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL	95
4.1	ASPECTOS GERAIS DO EMTP/ATP	95
4.2	MODELOS PARA MODELAGEM DE FALTAS	96
4.2.1	Modelo HYBRID	96
4.2.1.1	Representação de curto-circuito	96
4.2.1.2	Representação do núcleo	98
4.2.2	Modelo BCTRAN	100
4.2.2.1	Representação de curto-circuito	100
4.2.2.2	Representação do núcleo	100
4.2.3	Modelo SATURA	102
4.2.3.1	Representação de curto-circuito	102
4.2.3.2	Representação do núcleo	103
4.3	MODELO DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE	104
4.4	MODELO DE CÁLCULO DE REATÂNCIA DE DISPERSÃO	106
4.4.1	Método de elementos finitos	106
4.4.2	Dimensões internas e Ensaio de curto-circuito	109
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
5	PROTEÇÃO DE TRANSFORMADORES	111
5.1	INTRODUÇÃO	111
5.2	PROTEÇÃO DIFERENCIAL DO TRANSFORMADOR	114
5.2.1	Proteção Diferencial Básica	114
5.2.2	Proteção Diferencial Percentual	114
5.3	DETEÇÃO DE FALTAS ENTRE ESPIRAS	117
5.3.1	Revisão Bibliográfica	117
5.3.2	Desenvolvimento de equação lógica no relé	122
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	125
6	METODOLOGIA DE TESTES EM UM RELÉ DIGITAL E RESULTADOS	127
6.1	INTRODUÇÃO	127
6.2	SISTEMA TESTE	129
6.3	SIMULAÇÕES COM ATPDraw	133
6.4	FORMATO COMTRADE	148
6.4.1	Arquivo cabeçalho (.hdr)	148

6.4.2	Arquivo configuração (.cfg).....	149
6.4.3	Arquivo de dados (.dat)	149
6.5	TESTES NO RELÉ DIGITAL.....	149
6.5.1	Faltas entre espiras no lado HV	156
6.5.2	Faltas entre espiras no lado LV	159
6.5.3	Faltas internas próximas aos transformadores de corrente.....	162
6.5.4	Energização do transformador	166
6.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	175
7	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS	
	FUTUROS	177
7.1	CONCLUSÕES.....	177
7.1.1	Modelagem e simulação de faltas internas entre espiras.....	177
7.1.2	Correntes <i>inrush</i> e saturação de TCs.....	178
7.1.3	Desempenho do relé.....	178
7.2	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	179
	REFERÊNCIAS	181

1 INTRODUÇÃO

Os diversos equipamentos que fazem parte dos sistemas de potência precisam de sistemas de monitoramento e proteção eficazes para garantir a operação confiável e segura destes equipamentos e do sistema como um todo. Um dos elementos mais importantes nos sistemas de transmissão é o transformador de potência, já que algum dano neste dispositivo pode ser crítico para o sistema. O sistema de proteção deve determinar o tipo de falta que ocorreu no sistema e qual o equipamento afetado, isolando a menor área em que o equipamento se encontra.

O sistema de proteção de transformadores consiste no conjunto de relés, sensores e acessórios necessários e suficientes para a detecção de todos os tipos de faltas internas em transformadores de dois e três enrolamentos ou em autotransformadores. Este sistema deve prover proteção de retaguarda (*backup*) para faltas externas e internas à sua zona de proteção. Os relés de proteção devem operar a abertura de disjuntores de forma a desconectar apenas o equipamento defeituoso. Caso a proteção principal falhe, o sistema de proteção fará uso da proteção de retaguarda, que está destinada a atuar na presença inclusive de algumas faltas externas.

Não há uma norma que estabeleça como proteger todos os tipos de transformadores, mas existem requisitos mínimos que dependem dos níveis de tensão envolvidos e da importância do transformador para o sistema. A maioria das instalações exige análise individual para determinar o melhor esquema de proteção, mais eficaz e menos caro. Normalmente, é tecnicamente viável mais de um esquema de proteção e as alternativas podem oferecer diferentes graus de sensibilidade, velocidade e seletividade. Entretanto, é importante destacar que para garantir estas características do sistema de proteção não basta selecionar as funções de proteção apropriadas, mas também ajustá-las adequadamente.

Transformadores e autotransformadores estão sujeitos a curtos-circuitos internos e são geralmente protegidos por relés diferenciais percentuais e relés de pressão ou acumulação de gás. Eles também estão sujeitos a sobrecorrentes causadas por faltas externas, mas não atuam nestes casos, os quais são protegidos por relés de sobrecorrente. Existem ainda outras condições operacionais inadequadas evitadas por funções de proteção específicas, como por exemplo, as relacionadas à presença de gases (válvula de segurança, relé buchholz), que fazem parte da proteção intrínseca de transformadores.

Os relés digitais multifuncionais possuem funções de proteção como sobrecorrente temporizada de fase e neutro, diferencial percentual, subtensão, sobretensão, sobre-excitação, etc. Além das funções citadas os relés têm facilidades adicionais como possibilidade de uso de múltiplos grupos de ajustes, flexibilidade de implementação de lógicas específicas, entre outras.

No caso da proteção de transformadores, relés digitais possuem rotinas que identificam situações que tradicionalmente poderiam causar atuação inadequada, como a presença de correntes de *inrush* ou a saturação dos transformadores de corrente. No entanto, deve-se ressaltar que sua eficácia é dependente do ajuste adequado das funções de proteção.

Os ajustes das funções de proteção delimitam situações consideradas normais, quando a atuação do relé seria considerada um erro, das situações de falta, quando a não atuação do relé poderia causar danos severos ao equipamento sendo protegido, a equipamentos vizinhos e as pessoas que eventualmente estejam próximas. Para definir alguns ajustes das funções de proteção, simulações de situações de operação normal e de faltas são essenciais. Em relação às faltas, o ideal é que as simulações possibilitem a análise tanto do período transitório quanto do regime permanente.

Para que as simulações produzam resultados com exatidão adequada, torna-se necessário modelar não somente o equipamento sendo protegido, mas também o sistema onde ele está inserido. Normalmente o sistema de proteção de um equipamento serve também como proteção de retaguarda de equipamentos vizinhos, portanto faltas em equipamentos próximos também devem ser simuladas para garantir que haja coordenação dos sistemas de proteção com os dos equipamentos vizinhos.

Quando o transformador é novo tem suficiente força elétrica e mecânica para resistir às condições incomuns do sistema. Os transformadores de maior tempo de vida podem-se degradar ao ponto de seu isolamento elétrico não conseguir suportar os eventos do sistema.

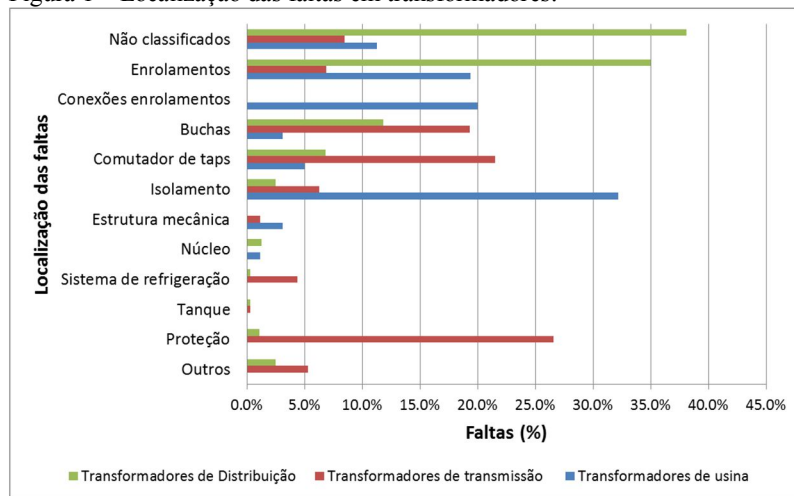
Faltas internas no transformador são produzidas como consequência de transitórios eletromagnéticos, durante sua vida operacional, nos enrolamentos e em outros componentes e, se não detectadas, podem resultar em elevados custos de reparação e de substituição por parte da concessionária de energia.

De modo geral, as faltas podem ser classificadas como sendo de origens elétricas, químicas, térmicas, mecânicas e outros. Jagers e Tenbohlen (2009) apresentam as percentagens de falhas que ocorrem

nos transformadores, ressaltando-se os componentes afetados, as causas e os defeitos, como pode ser visualizado nas figuras 1, 2 e 3. Esta classificação de falhas foi baseado em um relatório padrão realizado pelo CIGRÉ (CIGRÉ, 2003), dando a descrição do equipamento, história operacional e uma descrição da falha. A metodologia permitiu a classificação de mais de 200 falhas em ± 10.000 unidades-anos para várias classes de transformadores ao longo do período 1996-2006. Em termos de números de peças, 3894 unidades foram de 110 kV e 499 unidades de 220 kV e 380 kV.

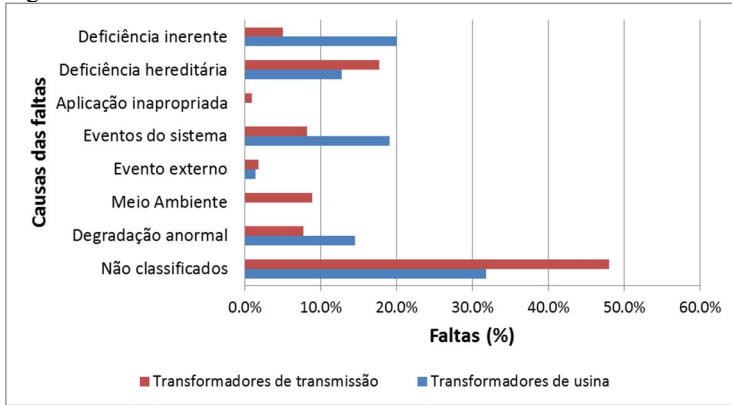
Pode-se observar na Figura 1 que uma das grandes causas das faltas nos transformadores são defeitos nos enrolamentos, seguido das suas conexões, que também são significativas.

Figura 1 – Localização das faltas em transformadores.



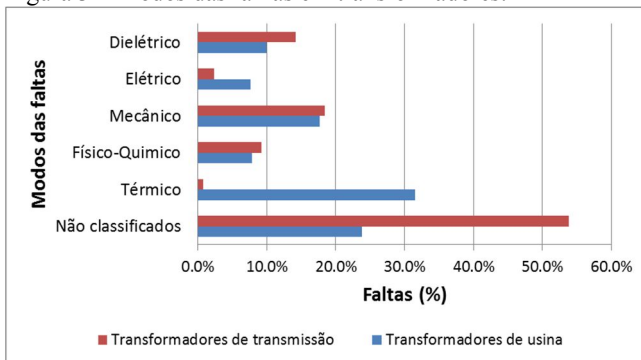
Deficiências inerentes estão entre as maiores causas de faltas em transformadores, como observado na Figura 2. Onde deficiências inerentes foram observadas após 13 e 32 anos de serviço, tais como projeto inadequado do isolamento, enrolamentos e cabos de saída de enrolamentos contribuem para falha de unidades mais velhas (JAGERS e TENBOHLEN, 2009).

Figura 2 – Causas das faltas em transformadores.



Na Figura 3 é observado que as faltas de modo térmico são as mais relevantes. A maioria destas faltas se produz nos pontos de acessos localizados nos cabos de saída dos enrolamentos e no isolamento dos enrolamentos, devido ao projeto inadequado (JAGERS e TENBOHLEN, 2009).

Figura 3 – Modos das falhas em transformadores.



Desta forma, relés de proteção do transformador são sujeitos a operar para diferentes tipos de faltas. Assim no caso de faltas internas, a simulação precisa pode tornar-se uma ferramenta muito importante para o desenvolvimento de adequados esquemas de proteção (AVENDAÑO, MORK e HØIDALEN, 2011).

Várias metodologias têm sido abordadas nos últimos anos no melhoramento da proteção diferencial do transformador. Por exemplo,

componentes de sequência negativa são utilizadas por Oliveira e Cardoso (2015) para análise e simulações de faltas entre espiras de baixo nível, conseguindo alta sensibilidade da proteção diferencial. A identificação das principais causas das faltas nos transformadores possibilita a aplicação de estratégias preventivas à ocorrência de faltas do mesmo tipo, no futuro.

1.1 OBJETIVOS

Aprimoramento da proteção de transformadores contra faltas internas entre espiras, visando aumentar a sensibilidade da proteção diferencial tradicionalmente empregada em transformadores de potência.

Modelagem e comparação de modelos existentes na literatura para simulação de faltas entre espiras no transformador, considerando dados de ensaios de curto-circuito e dados de dimensões internas.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada em sete capítulos, descritos a seguir:

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica da construção, fenômenos eletromagnéticos e modelagem existente do transformador para fenômenos de baixa frequência. Apresenta-se no capítulo 3 a metodologia empregada na modelagem de faltas internas entre espiras no transformador, além da modelagem de transformadores de corrente. Três modelos são utilizados para o estudo, HYBRID, BCTRAN e SATURA. No capítulo 4 descreve-se em detalhe a implementação computacional da metodologia apresentada no capítulo 3. No capítulo 5 detalham-se as metodologias clássicas de proteção do transformador e diferentes abordagens atuais para proteção contra faltas entre espiras. O capítulo 6 descreve os resultados das simulações de diversas condições de operação e dos testes realizados na avaliação do desempenho do relé digital. Por fim, as conclusões e sugestões para trabalhos futuros de pesquisa, são apresentadas no capítulo 7.

1.3 CONTRIBUIÇÕES

As contribuições principais desta dissertação são listadas a seguir:

- Desenvolvimento de uma função de proteção baseada nas componentes de sequência negativa de forma a complementar a proteção diferencial tradicional de sequência positiva. Avalia-se no relé SEL-387E.
- Conversão dos resultados de simulação ao formato padrão IEEE COMTRADE (*Common Format for Transient Data Exchange*) para injeção de condições de operação em um relé digital em laboratório.
- Utilização de elementos finitos para cálculo da indutância de dispersão do transformador para comparar com os resultados realizados por cálculo analítico.

2 TRANSFORMADORES

2.1 INTRODUÇÃO

A construção de transformadores de potência segue princípios similares para unidades de pouca potência até os tamanhos maiores fabricados, mas na medida em que o tamanho aumenta um maior grau de sofisticação torna-se justificado (HEATHCOTE, 2007). A construção depende de sua aplicação. Transformadores para uso interno são principalmente do tipo seco, mas também podem ser imersos em óleo mineral. Para uso externo, transformadores são geralmente imersos em óleo mineral (HARLOW, 2007). Este trabalho estará focado no transformador de grande porte imerso em óleo mineral.

Na modelagem de uma rede de um sistema elétrico de potência, os modelos usados do transformador muitas vezes utilizam apenas as características circuitais dos seus terminais, nas análises de operação em regime permanente ou de fluxos de potência, considerados em baixas frequências, geralmente 50 ou 60 hertz (Hz). Nestes casos, efeitos capacitivos podem ser geralmente ignorados (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

Diferentes topologias do núcleo, configurações dos enrolamentos e características lineares e não lineares dependentes da frequência são alguns dos aspectos que fazem a modelagem do transformador tão complexa. O nível de detalhe necessário para construir um modelo de transformador específico dependerá do tipo de estudo para o qual será utilizado. Para curtos-circuitos, um modelo aceitável pode ser construído desprezando a representação do núcleo. Para outros casos onde a saturação, o fluxo residual, a histerese e perdas por correntes parasitas se tornam importantes (correntes *inrush*, ferromagnetismo), um modelo detalhado do núcleo é fundamental para obter resultados precisos (AVENDAÑO CECENA, 2011).

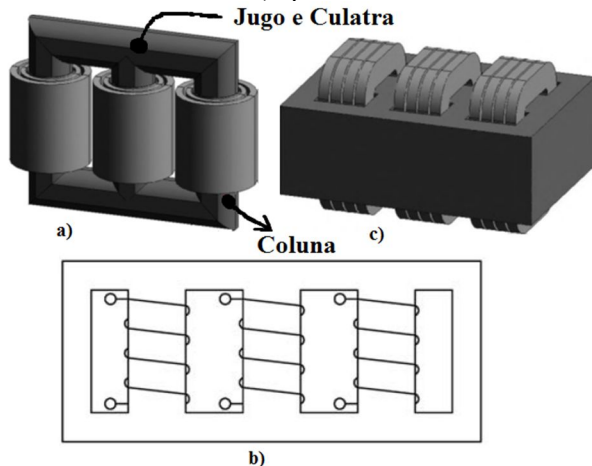
Neste capítulo pretende-se estudar os fenômenos eletromagnéticos que envolvem os transformadores de potência e os modelos existentes para representação em baixa frequência. Esses conceitos vão auxiliar a compreensão da modelagem de curto-circuito entre espiras, abordado no capítulo 3, além da representação do núcleo para o cálculo da corrente de *inrush*.

2.2 CONSTRUÇÃO DO TRANSFORMADOR

2.2.1 Transformador tipo núcleo envolvido (*core type*) e tipo núcleo envolvente (*Shell type*)

A construção do núcleo depende principalmente de especificações técnicas, limitações de fabricação e considerações de transporte. É econômico ter todos os enrolamentos das três fases em um único núcleo. Um transformador trifásico é mais barato (por cerca de 20% a 25%) que três transformadores monofásicos ligados como banco. Como é visto têm-se vários motivos que justificam a construção de diferentes tipos de núcleos de transformadores. Um dos tipos de conexão do núcleo é “*Core*” onde as bobinas são enroladas ou empilhadas em torno do núcleo e em forma cilíndrica. Em geral as bobinas de alta tensão e de baixa tensão são enroladas de forma concêntrica, com a baixa tensão em serpentina dentro da alta tensão. Outro tipo de conexão do núcleo é chamado “*Shell*”, onde o núcleo é envolvente ou empilhado em torno das bobinas, com os enrolamentos do lado de alta e baixa tensão empilhados ao lado do outro geralmente em mais de uma camada de forma alternada. Cada um destes tipos de construção tem vantagens e desvantagens. Talvez a distinção fundamental entre os dois seja o custo. Nos transformadores de distribuição o tipo *Shell* é muito popular porque o núcleo pode ser economicamente envolvente em torno das espiras. Para transformadores grandes o tipo *Core* é mais comum, pois as forças de curto-circuito são menores com os enrolamentos de forma cilíndrica (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010). A diferença entre os dois tipos de construção do núcleo é apresentada na Figura 4.

Figura 4 – Núcleo de transformadores trifásicos: a) tipo *core* de três colunas. b) tipo *core* de cinco colunas. c) tipo *Shell*.



Fonte: (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010) e (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

2.2.2 Isolamento

Os enrolamentos do transformador devem operar com tensões elevadas em relação ao núcleo, ao tanque e aos elementos estruturais. Além disso, os diferentes enrolamentos e até parte de um mesmo enrolamento operam em diferentes potenciais. Por este motivo deve haver alguma forma de isolamento entre essas várias partes. O óleo ou ar circundante que fornece resfriamento têm propriedades de isolamento. O óleo é de especial composição e deve ser purificado para remover a umidade e pequenas partículas (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

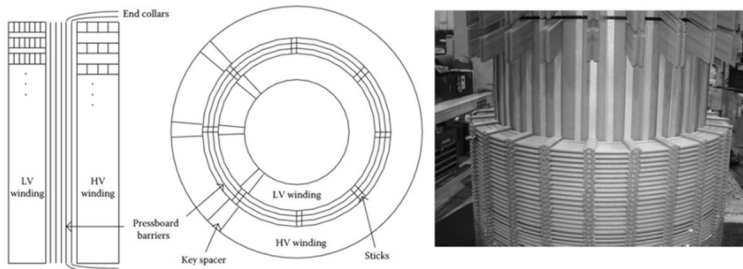
Um aspecto vital na vida do transformador é que este equipamento é quase totalmente dependente da condição do isolamento, o qual deve ser suficiente para uma vida útil de 40 anos ou mais. Isso provavelmente explica o regime de testes cada vez mais exigentes de impulso, surtos de comutação e de medições de descargas parciais. No outro extremo da escala, transformadores de distribuição têm-se tornado mais compactos e os fabricantes têm cada vez preços mais competitivos (HEATHCOTE, 2007).

Muitas das economias alcançadas têm sido por causa das melhorias e da inovação em materiais de isolamento e a produção de

componentes especiais de isolamento como revestimento de fio que é usado principalmente para aplicações especializadas, como operação a uma temperatura mais elevada (HEATHCOTE, 2007), (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010). Outras estruturas de isolamento são feitas de papelão prensado e são geralmente fabricadas sob a forma de uma folha e muitas vezes enroladas em uma forma cilíndrica. Espaçadores, material de bloqueio e estruturas de suporte são feitos geralmente de papelão prensado ou madeira (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

Por causa das diferentes constantes dielétricas de óleo ou ar e papel, as tensões elétricas são divididas entre eles de forma desigual. Uma vez que a constante dielétrica do óleo é em torno da metade da constante do papel e, a do ar é uma fração ainda menor do que a do papel, as tensões elétricas são geralmente maiores no óleo ou ar do que no papel. A subdivisão dos vazios de óleo utilizando barreiras de isolamento finas, geralmente feito de papelão prensado, pode aumentar a tensão de ruptura do óleo. Assim as grandes lacunas de óleo entre os enrolamentos são normalmente subdivididas por várias barreiras prensadas (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010). O esquema da construção do isolamento é mostrado na Figura 5.

Figura 5 – Estrutura de isolamento principal com barreiras entre enrolamentos



Fonte: (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

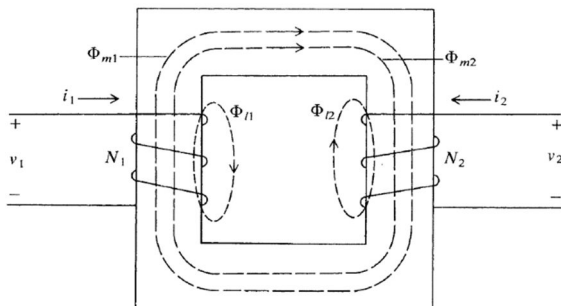
2.3 MAGNETISMO EM TRANSFORMADORES

2.3.1 Circuitos acoplados magneticamente

Circuitos elétricos acoplados magneticamente são pontos centrais na operação de transformadores e máquinas elétricas. No caso de transformadores, circuitos estacionários são magneticamente acoplados com o propósito de mudar níveis de tensão e de corrente. No caso de

máquinas elétricas, circuitos em movimento relativo são magneticamente acoplados com o propósito de transferir energia entre os sistemas mecânico e elétrico. Os circuitos magneticamente acoplados têm seu comportamento expresso através de equações que possibilitam sua análise. Isto pode ser feito começando com dois circuitos elétricos estacionários acoplados magneticamente como mostrado na Figura 6.

Figura 6 – Circuitos acoplados magneticamente



Fonte: (KRAUSE, WASYNCZUC e SUDHOFF, 2002).

Os dois enrolamentos são formados por N_1 e N_2 espiras respectivamente e são enrolados em um núcleo comum feito de material ferromagnético.

Geralmente o fluxo (ϕ) produzido em cada enrolamento pode ser separado em duas componentes. Uma componente de dispersão denotada com o subscrito l e uma componente de magnetização denotada com o subscrito m . Cada uma destas componentes é mostrada por uma linha tracejada com a direção positiva determinada pela aplicação da regra da mão direita.

O enlace de fluxo em cada bobina pode ser expresso por:

$$\phi_1 = \phi_{l1} + \phi_{m1} + \phi_{m2} \quad (1)$$

$$\phi_2 = \phi_{l2} + \phi_{m2} + \phi_{m1} \quad (2)$$

O fluxo de dispersão ϕ_{l1} é produzido pela corrente circulando no enrolamento 1 e enlaça somente as espiras do enrolamento 1. Da mesma maneira, o fluxo de dispersão ϕ_{l2} é produzido pela corrente circulando no enrolamento 2. O fluxo de magnetização, ou melhor, magnetizante ϕ_{m1} é produzido pela corrente fluindo no enrolamento 1 e enlaça todas as espiras dos enrolamentos 1 e 2. Similarmente, o fluxo magnetizante

ϕ_{m2} é produzido pela corrente circulando no enrolamento 2 e também enlaça todas as espiras dos enrolamentos 1 e 2. Com a direção positiva para as correntes e a maneira como os enrolamentos estão bobinados, o fluxo magnetizante produzido por corrente positiva em um enrolamento se adiciona ao fluxo magnetizante produzido por corrente positiva no outro enrolamento (KRAUSE, WASYNCZUC e SUDHOFF, 2002).

Antes de continuar é apropriado ressaltar que a figura mostra uma idealização do sistema magnético. É claro que, todo o fluxo pode não enlaçar todas as espiras que o produzem. Da mesma forma, nem todo o fluxo magnetizante de um enrolamento pode enlaçar todas as espiras do outro enrolamento. Para levar isto em conta, o número de espiras é considerado como um número equivalente. No caso, este fato não é muito importante uma vez que as indutâncias do circuito elétrico são geralmente determinadas por ensaio.

As equações de tensão podem ser expressas sob a forma matricial seguinte:

$$\mathbf{v} = \mathbf{r}\mathbf{i} + \frac{d}{dt}\boldsymbol{\lambda} \quad (3)$$

onde $\mathbf{r} = \text{diag}[r_1 \quad r_2]$ e $\boldsymbol{\lambda}^T = [\lambda_1 \quad \lambda_2]$

As resistências r_1 e r_2 e os enlaces de fluxo λ_1 e λ_2 estão relacionados aos enrolamentos 1 e 2, respectivamente. Uma vez que supomos que ϕ_1 enlaça o número equivalente de espiras do enrolamento 1 e ϕ_2 enlaça o número de espiras do enrolamento 2, os enlaces de fluxo podem ser expressos por:

$$\lambda_1 = N_1\phi_1 \quad (4)$$

$$\lambda_2 = N_2\phi_2 \quad (5)$$

onde ϕ_1 e ϕ_2 são dados por (1) e (2).

(KRAUSE, WASYNCZUC e SUDHOFF, 2002).

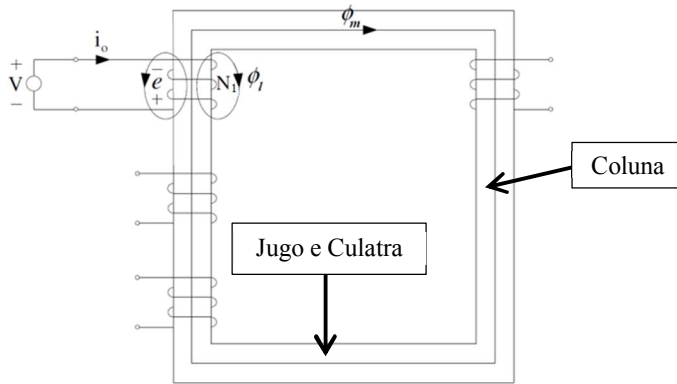
2.3.2 Transformador como circuito magnético acoplado

Um circuito magnético que acopla dois ou mais circuitos elétricos é um transformador.

Suponhamos que um transformador de vários enrolamentos é energizado por um dos enrolamentos, enquanto os outros permanecem

desligados (sem carga) como é mostrado na Figura 7. Sob estas condições, os enrolamentos desligados não fornecem força eletromotriz e não podem influenciar no fluxo, portanto, não desempenham nenhuma função e é o mesmo que não existir.

Figura 7 – Transformador de vários enrolamentos alimentado só por um único enrolamento.



Fonte: (SIERRA JARAMILLO e DIEZ SALDARRIAGA, 2008).

Supondo que a resistência do enrolamento é insignificante, então há apenas duas tensões no enrolamento energizado: a tensão aplicada, V e a força eletromotriz (fem.) induzida pelo fluxo, e .

As convenções usadas levam a equação:

$$V + e = 0 \quad (6)$$

Chamando ϕ_m o fluxo principal ou magnetizante e ϕ_l fluxo de dispersão que enlaçam as espiras do enrolamento e que são equivalentes aos fluxos verdadeiros (esses fluxos verdadeiros algumas vezes podem enlaçar todas as espiras, outras vezes somente uma porção delas, mas podem-se representar por um fluxo equivalente que enlaça todas as espiras), temos:

$$e = -N_1 \frac{d(\phi_{total})}{dt} = -N_1 \frac{d(\phi_m + \phi_l)}{dt} \quad (7)$$

$$e = -N_1 \frac{d(\phi_m)}{dt} - N_1 \frac{d(\phi_l)}{dt} = e_m + e_l \quad (8)$$

Para saber o sentido de uma tensão induzida, aplica-se a lei de Lenz, que estabelece o seguinte: “O sentido de uma corrente induzida é tal que se opõe à causa que a produz”.

Em transformadores a causa da variação de corrente induzida é o fluxo através de um circuito fixo. Qualquer tensão induzida tenta fazer circular uma corrente que se opõe à variação do fluxo (SIERRA JARAMILLO e DIEZ SALDARRIAGA, 2008).

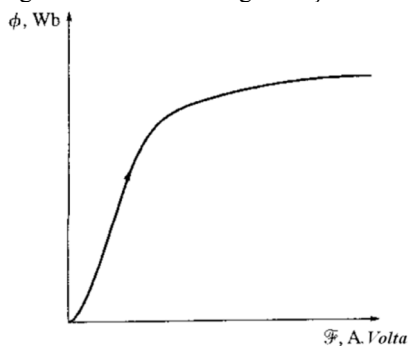
2.3.3 Comportamento magnético do núcleo do transformador

2.3.3.1 Histerese

Para ilustrar o comportamento de um material ferromagnético é aplicada uma corrente contínua (CC) a um núcleo, começando em zero amperes e aumentando lentamente até a máxima corrente possível. Na Figura 8, é ilustrado o fluxo produzido no núcleo em função da força eletromotriz que o produz. Essa curva é chamada de curva de saturação ou curva de magnetização. Ela é dividida em várias regiões, no seu início, um pequeno aumento na força magnetomotriz (FMM) produz um grande aumento no fluxo resultante. Depois de certo ponto, embora se aumente muito a força eletromotriz, os aumentos no fluxo são cada vez menores. Finalmente, o aumento da FMM praticamente não produz mudança no fluxo.

A região desta figura na qual a curva se aplaina é chamada de região de saturação e diz-se que o núcleo está saturado. A região onde o núcleo muda com rapidez é chamada região não saturada da curva e o núcleo não está saturado. A região de transição entre as regiões não saturada e saturada é chamada joelho da curva. Nota-se que o fluxo produzido no núcleo varia linearmente com a FMM aplicada na região não saturada e aproxima-se a um valor constante, independente da força eletromotriz na região saturada.

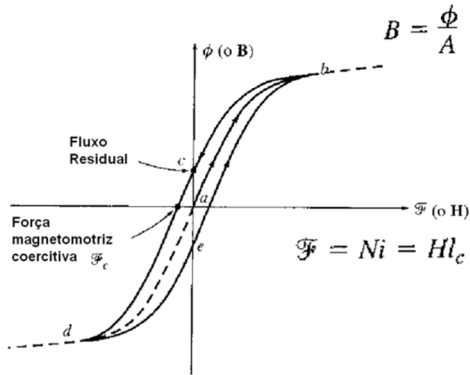
Figura 8 – Curva de magnetização com CC para um núcleo ferromagnético



Fonte: (CHAPMAN, 2000).

Se ao invés de aplicar uma corrente contínua aos enrolamentos dispostos sob o núcleo for aplicada uma corrente alternada, e supondo que o fluxo inicial no núcleo é zero, quando é aumentada a corrente pela primeira vez, o fluxo no núcleo segue a trajetória “*ab*” desenhada na Figura 9. Essa é basicamente a curva de saturação mostrada na Figura 8. No entanto, quando a corrente diminui, o fluxo representado na curva segue uma trajetória diferente da seguida quando a corrente estava aumentando. Quando a corrente decresce o fluxo no núcleo segue a trajetória “*bcd*” e, logo, quando a corrente aumenta de novo, o fluxo segue a trajetória “*deb*”. Nota-se que a intensidade do fluxo presente no núcleo não só depende da quantidade de corrente aplicada aos enrolamentos do núcleo, mas também da história prévia do fluxo presente no núcleo. Essa dependência da história prévia do fluxo e seguir uma trajetória diferente na curva é denominado Histerese. A trajetória “*bcdeb*” mostrada na Figura 9, que representa a variação da corrente aplicada, é denominada curva ou laço de histerese.

Figura 9 – Curva de histerese desenhada pelo fluxo no núcleo quando se aplica $i(t)$.



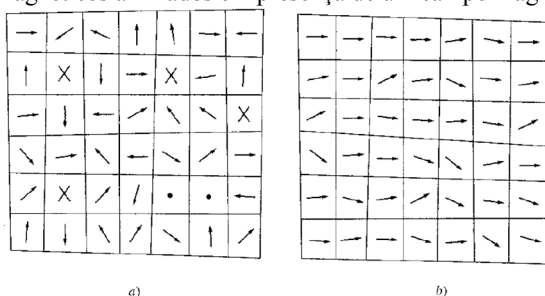
Fonte: (CHAPMAN, 2000).

Observa-se na Figura 9 que quando a FMM é nula (trajetória bc), o fluxo não chega a zero já que permanece certo fluxo no núcleo, chamado fluxo residual (ou fluxo remanescente). Para que o fluxo chegue até zero deve-se aplicar ao núcleo, na direção oposta, certa FMM chamada FMM coercitiva \mathcal{F}_c .

Por que ocorre a histerese? Para entender o comportamento dos materiais ferromagnéticos é necessário saber algo sobre sua estrutura. Os átomos do ferro e de materiais semelhantes (cobalto, níquel e algumas de suas ligas) tendem a ter seus campos magnéticos fortemente alinhados uns com os outros. Dentro do metal há pequenas regiões chamadas domínios, nas quais todos os átomos alinham-se com seus campos magnéticos apontando no mesmo sentido, de modo que o domínio atua dentro do material como um pequeno ímã permanente. Uma peça de ferro não manifesta polaridade magnética definida porque os domínios estão dispostos aleatoriamente na estrutura do material. Na Figura 10 é mostrado um exemplo da estrutura dos domínios numa peça de ferro.

Quando é aplicado um campo magnético externo nesta peça de ferro, os domínios alinhados na direção do campo exterior crescem, já que átomos das vizinhanças mudam fisicamente sua orientação com o campo aplicado. Os átomos extras alinhados com o campo aumentam o fluxo magnético no ferro, fazendo o alinhamento de mais átomos que aumentam a intensidade do campo magnético. Esse efeito da retroalimentação positiva faz que o ferro obtenha uma permeabilidade maior do que o ar (CHAPMAN, 2000).

Figura 10 – a) Domínios magnéticos orientados aleatoriamente. b) Domínios magnéticos alinhados em presença de um campo magnético externo.



Fonte: (CHAPMAN, 2000).

Por último, quando quase todos os átomos e domínios no ferro estão alinhados com o campo externo, o aumento da FMM pode causar só um aumento do fluxo igual ao que ocorreria no espaço livre (quando todos os domínios encontram-se alinhados, não haverá mais realimentação para reforçar o campo). Neste momento, o ferro estará saturado com o fluxo. Esta é a situação mostrada na região saturada da curva de magnetização da Figura 8.

A histerese ocorre porque quando o campo magnético exterior é eliminado, os domínios não se posicionam aleatoriamente de novo.

Os domínios uma vez alinhados tendem a permanecer alinhados até que seja aplicada alguma fonte de energia externa para mudar sua direção.

Alterar a posição dos domínios exige energia e isto origina certo tipo de perdas nas máquinas e nos transformadores. As perdas por histerese no núcleo de ferro correspondem à energia necessária para reorientar os domínios para cada ciclo de corrente alternada aplicada ao núcleo. É possível mostrar que a área delimitada pela curva de histerese formada pela aplicação de corrente alternada é diretamente proporcional à energia perdida em um ciclo de corrente alternada. Quanto menor forem as variações da FMM aplicada ao núcleo, menores serão as perdas resultantes.

As perdas por histerese causam aquecimento no núcleo, da mesma maneira que as perdas por correntes parasitas e devem ser levadas em consideração no projeto de qualquer máquina ou transformador (CHAPMAN, 2000).

2.3.3.2 Correntes parasitas

As correntes parasitas causadas pela variação do fluxo no tempo são explicadas pela lei de Faraday. O fluxo variável no tempo induz uma tensão dentro de um núcleo ferromagnético da mesma forma que ocorreria num fio condutor enrolado em torno do mesmo núcleo. Estas tensões causam fluxos de corrente circulantes no núcleo, semelhantes aos redemoinhos vistos a partir da borda de um rio. Estas correntes parasitas dissipam energia já que flui num meio resistivo (o ferro do núcleo), e a energia dissipada torna-se calor no núcleo (CHAPMAN, 2000).

A quantidade de energia perdida devida às correntes parasitas é proporcional à distancia percorrida dentro do núcleo. Por esta razão costuma-se cortar o núcleo ferromagnético que estará sujeito ao fluxo alternado em chapas finas e usar resinas isolantes para limitar ao mínimo os caminhos das correntes parasitas. Como as camadas isolantes são extremamente finas, seu efeito sobre as propriedades magnéticas do núcleo é muito pequeno. Na laminação é usado o silício por suas boas propriedades magnéticas que ajudam a aumentar a resistividade do aço e assim leva a menores perdas por correntes de Foucault (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

2.3.3.3 Corrente de magnetização

Os tópicos expostos até aqui são a base para explicar o comportamento da corrente de magnetização de um transformador. Quando uma fonte de potência é ligada a um transformador, uma corrente flui no circuito primário, mesmo quando o circuito secundário está aberto. Esta corrente é necessária para produzir o fluxo no núcleo ferromagnético real e possui duas componentes:

1. A corrente de magnetização i_M , necessária para produzir o fluxo no núcleo do transformador.
2. A corrente de perdas no núcleo i_{h+e} , ocasionada pelo fenômeno da histerese e pelas correntes parasitas.

A Figura 11 mostra a curva de magnetização típica do núcleo do transformador (ϕ vs \mathcal{F}). Se o fluxo do núcleo é conhecido, pode-se encontrar a magnitude da corrente de magnetização diretamente da mesma figura.

Ignorando momentaneamente os efeitos da dispersão do fluxo, o fluxo médio no núcleo é dado por:

$$\bar{\phi} = \frac{1}{N_1} \int v_p(t) dt \quad (9)$$

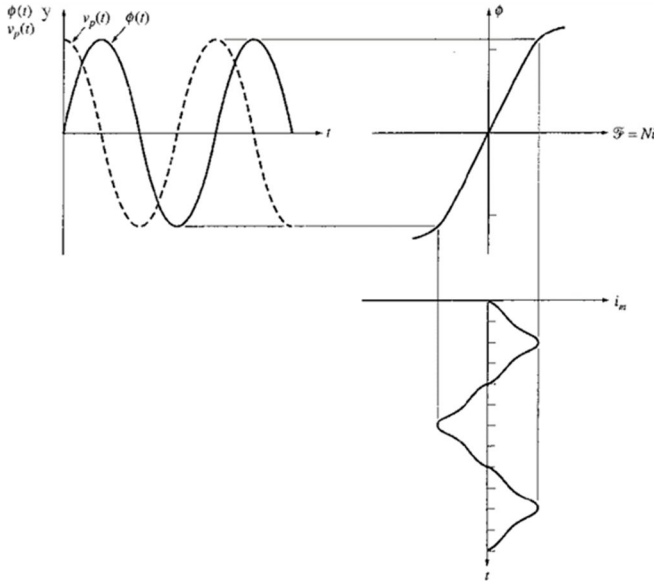
Se a tensão primária é dada por a expressão $v_p(t) = V_M \cos \omega t$ V, o fluxo resultante será:

$$\bar{\phi} = \frac{1}{N_1} \int V_M \cos \omega t dt = \frac{V_M}{\omega N_1} \sin \omega t \text{ Wb} \quad (10)$$

Se o valor da corrente requerida para produzir determinado fluxo é comparado com o fluxo no núcleo em diferentes tempos, é possível construir um gráfico para a corrente de magnetização do enrolamento no núcleo. Notam-se os seguintes aspectos sobre a corrente de magnetização mostrados na Figura 11:

1. A corrente de magnetização no transformador não é sinusoidal. As componentes de frequências mais altas da corrente de magnetização devem-se à saturação magnética do núcleo do transformador.
2. Uma vez que o fluxo ($\phi(t)$) atinge o pico de saturação no núcleo, um pequeno aumento no fluxo requer um incremento muito grande na corrente de magnetização.
3. A componente fundamental da corrente de magnetização atrasa a tensão aplicada ao núcleo em 90° .
4. As componentes de frequências mais altas da corrente de magnetização podem ser significativamente maiores em relação à frequência fundamental. Geralmente, quanto mais forte for o processo de saturação do núcleo, maiores serão as componentes harmônicas (CHAPMAN, 2000).

Figura 11 – Corrente de magnetização causada pelo fluxo no núcleo do transformador.



Fonte: (CHAPMAN, 2000).

Outra componente da corrente em vazio em um transformador é a corrente requerida para fornecer potência ao processo de histerese e às perdas por correntes parasitas no núcleo, ou seja, a corrente de perdas no núcleo. Supondo que o fluxo no núcleo é sinusoidal, como as correntes parasitas no núcleo são proporcionais a $d\phi/dt$, serão maiores quando o fluxo passa pelo zero Weber. Portanto a corrente de perdas no núcleo é máxima quando o fluxo passa pelo zero. A corrente total necessária para compensar as perdas no núcleo é mostrada na Figura 12 a).

Observam-se os seguintes aspectos relativos à corrente de perdas no núcleo:

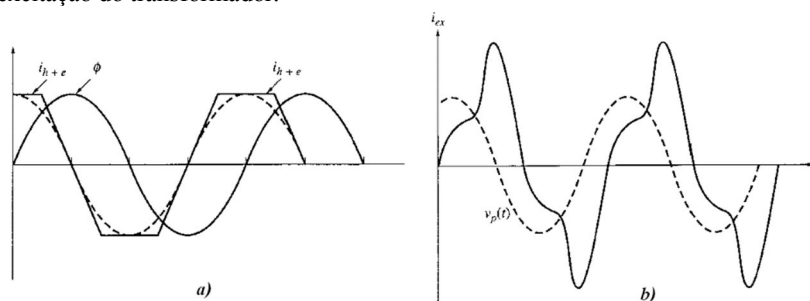
1. A corrente de perdas no núcleo é não linear devido aos efeitos não lineares da histerese produzidos pelo fluxo magnético.
2. A componente fundamental da corrente de perdas no núcleo está em fase com a tensão aplicada.

A corrente total em vazio no núcleo chama-se corrente de excitação do transformador e é precisamente a soma da corrente de magnetização e a corrente de perdas no núcleo:

$$i_{ex} = i_m + i_{h+e} \quad (11)$$

A corrente total de excitação no núcleo típico de um transformador pode ser visualizada na Figura 12 b) (CHAPMAN, 2000).

Figura 12 – a) Corrente de perdas do transformador. b) Corrente total de excitação do transformador.



Fonte: (CHAPMAN, 2000).

2.3.3.4 Corrente *Inrush*

Quando o transformador sem carregamento é energizado aparece uma corrente transitória chamada de “*corrente de inrush*”, cuja amplitude pode atingir valores altos arriscando a vida útil do transformador. Durante o processo de energização a corrente de *inrush* transitória pode ter as seguintes características (OLIVEIRA, BRETAS, *et al.*):

- Elevado valor inicial de pico (10 a 20 vezes o valor de pico da corrente nominal do transformador),
- Duração de vários ciclos,
- Ampla espectro de componentes harmônicas, com predominância do segundo harmônico.

A corrente de *inrush* flui somente em um dos enrolamentos do transformador, resultando em grandes correntes diferenciais que podem causar a operação do relé de proteção diferencial. No entanto, esses

casos não são condições de falta e os relés de proteção devem discriminar corretamente o fenômeno de energização de um evento de uma falta interna, para não prejudicar a qualidade e confiabilidade da energia fornecida ao consumidor, Outros efeitos da corrente de *inrush* (OLIVEIRA, BRETAS, *et al.*):

- Alto aquecimento nos enrolamentos causando danos no isolamento,
- Produção excessiva de tensões mecânicas devido às forças magnéticas induzidas,
- Quedas de tensão temporárias no Sistema Elétrico de Potência,
- Rádio interferência com as linhas de comunicação próximas,
- Sobretensões devido a fenômenos de ressonância harmônica em sistemas com filtros elétricos.

Além disso, a intensidade e duração da corrente de *inrush* dependem dos seguintes fatores:

- Valor instantâneo da tensão aplicada ao transformador no momento da energização,
- Magnitude e direção do fluxo residual no núcleo magnético,
- Resistência e indutância equivalente série do circuito alimentador,
- Resistência e indutância de fuga do enrolamento primário do transformador,
- Características magnéticas e geométricas do núcleo,
- Valor da resistência de pré-inserção do disjuntor,
- Impedância de carga ligada ao secundário,
- Velocidade de fechamento dos contatos do disjuntor,
- Existência de enrolamento terciário ligado em delta, em transformadores trifásicos.

O fluxo residual apresenta muita importância durante a energização do transformador. O valor que adota esse parâmetro quando o transformador é desenergizado determina a magnitude a ser alcançada pela corrente *inrush* na próxima energização (OLIVEIRA, BRETAS, *et al.*).

Desprezando efeitos de amortecimento dados pelas perdas no núcleo e a resistência dos enrolamentos, o fluxo magnético no primeiro

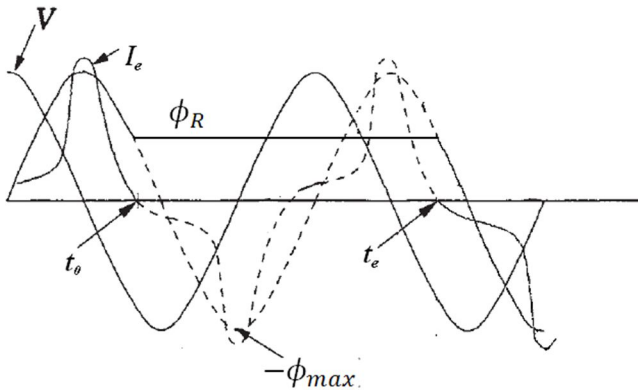
período de energização pode ser calculado analiticamente por meio da seguinte equação:

$$\phi_n(t) = \underbrace{-\phi_0 \cos(\omega_0 t)}_{\phi_P} + \underbrace{\phi_0 \cos(\omega_0 t_e) + \phi_R}_{\phi_T} \quad (12)$$

Se um transformador é energizado em um instante de tempo aleatório (t_e) pode ocorrer ou não, o aparecimento de correntes *inrush* transitórias. Isto é porque, como mostrado em (12), as correntes *inrush* de energização não dependem apenas do momento de energização (t_e), mas também do fluxo residual ϕ_R estabelecido no instante anterior à desenergização do transformador. O fluxo ϕ_T em (12) representa o fluxo transitório que ocorre depois do início da energização. No entanto, devido aos efeitos de amortecimento presentes no transformador, o fluxo decai para zero após alguns segundos e a corrente de magnetização de estado estável ϕ_P começa a fluir.

Como expresso em (12) o fluxo magnético no núcleo do transformador (ϕ_n) no instante da energização é composto de um fluxo contínuo (ϕ_P) e um fluxo transitório ϕ_T . A Figura 13 ilustra o tempo de desenergização e energização junto com o comportamento dos fluxos no interior do transformador. Nesta figura observa-se que, se o transformador fosse energizado no instante t_e , em que a forma da onda de tensão corresponde ao fluxo residual no interior do núcleo ϕ_R , haveria uma continuação uniforme na onda de corrente de energização I_e desde o ponto de desenergização t_0 , sem ocorrência de nenhum transitório eletromagnético (OLIVEIRA, BRETAS, *et al.*).

Figura 13 – Corrente de magnetização, I_e quando a energização ocorre em um tempo onde a onda de tensão corresponde ao fluxo residual no núcleo.

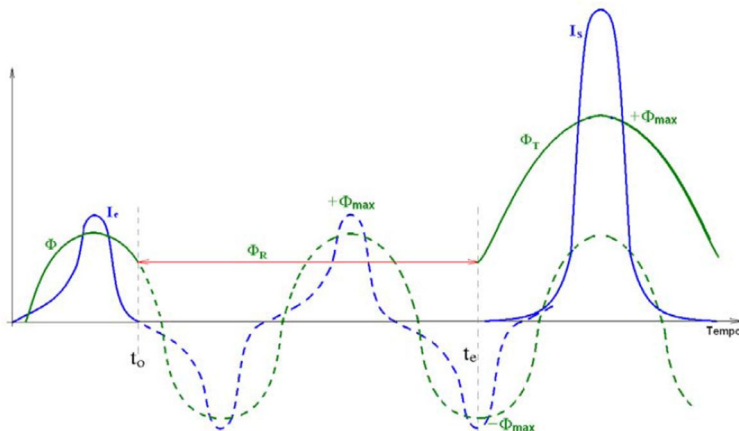


Fonte: (KULKARNI e KHAPARDE, 2004).

No entanto, na prática, é difícil controlar o instante de energização t_e , fato que faz com que ocorrência de um transitório eletromagnético seja inevitável. A Figura 14 mostra uma energização do transformador no instante em que o fluxo está no seu máximo valor negativo ($-\phi_{max}$) e o fluxo residual (ϕ_R) tem um valor positivo. Nesta situação o fluxo magnético começa no valor do fluxo residual, seguindo a curva ϕ_T . Pode ser visto a magnitude alcançada pela corrente de energização do transformador, chamada agora corrente de saturação I_s . Este excesso de fluxo magnético produz um valor muito grande de corrente de magnetização como mostrado na Figura 14.

O fluxo magnético em cada uma das três fases de um transformador trifásico tem um deslocamento de fase de 120° , ou seja, uma fase terá um fluxo ϕ_R positivo e as outras um fluxo negativo, ou vice-versa. Dessa maneira, o fluxo residual pode-se adicionar ou subtrair do fluxo total, aumentando ou reduzindo a corrente de magnetização (OLIVEIRA, BRETAS, *et al.*).

Figura 14 – Corrente de magnetização, I_e quando a energização ocorre em um tempo onde o fluxo encontra-se no seu valor mais alto.



Fonte: (OLIVEIRA, BRETAS, *et al.*).

2.4 MODELOS DO TRANSFORMADOR

2.4.1 Diretrizes de modelagem.

Uma representação precisa de um componente do sistema de potência é essencial para a sua simulação visando uma análise confiável dos transitórios. Dependendo dos objetivos da simulação pode ser necessário aplicar modelos dos equipamentos da rede válidos para uma faixa de frequências que varia de DC para muitos MHz. Uma representação com exatidão aceitável de cada componente ao longo de uma ampla faixa de frequências é muito difícil e para diversos componentes não é possível na prática. Em alguns casos, mesmo se a versão de banda larga está disponível, isto pode apresentar ineficiência computacional ou exigir dados muito complexos (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Modelagem de componentes de potência que levem em conta parâmetros com dependência da frequência podem ser atualmente conseguidos através de modelos matemáticos que são precisos o suficiente para uma faixa específica de frequências. Cada faixa de frequências geralmente corresponde para alguns fenômenos transitórios particulares.

Uma das classificações mais aceitas é a proposta pela Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC) e o Conselho Internacional de Grandes

Sistemas Elétricos (CIGRE), em que faixas de frequências são classificadas em quatro grupos (IEC-TR-60071-4, 2004), (CIGRE-WG-33.02, 1990): oscilações de baixa frequência a partir de 0,1 Hz a 3 kHz; surtos de frente lenta a partir da frequência fundamental de 50/60 Hz até 20 kHz; surtos de frente rápida a partir de 3 kHz a 3 MHz e surtos de frente muito rápida entre 100 kHz e 50 MHz. Pode-se notar que há sobreposição entre faixas de frequência.

Na Tabela 1 é mostrada uma pequena lista de fenômenos transitórios comuns e a faixa de frequência correspondente.

Tabela 1 – Origem e faixas de frequência de transitórios em sistemas de potência.

Origem	Faixa de frequência
Ferroressonância	0,1 Hz a 1 kHz
Rejeição de carga	0,1 Hz a 3 kHz
Eliminação da falha	50 Hz a 3 kHz
Chaveamento de linha	50 Hz a 20 kHz
Transitórios de tensão de recuperação	50 Hz a 100 kHz
Sobretensões por raios	10 kHz a 3 MHz
Comutação de disjuntores em Subestações Isoladas a Gás SF6 (GIS)	100 kHz a 50 MHz

Fonte: Martínez-Velazco (2010)

Depois de linhas de transmissão, transformadores são os componentes mais importantes dos sistemas de transmissão e distribuição. A modelagem de linhas de transmissão para estudos de transitórios eletromagnéticos é altamente sofisticada. Isto é assim, em parte, porque todos os dados geométricos estão disponíveis para os analistas do sistema. Para os transformadores, os dados geométricos estão disponíveis apenas para os fabricantes e é considerado do proprietário. Modelagem precisa é muito importante quando o transitório é dominado pelo comportamento do transformador. Exemplos incluem conexão e desconexão de transformadores, ressonância e ferroressonância. Raios ou surtos de manobra viajam nas linhas em direção a um transformador. Muitos destes transientes requerem modelagem adequada do comportamento não linear do núcleo de ferro do transformador, causado por magnetização e histerese. Outros exigem uma representação adequada dos parâmetros de magnetização e/ou dispersão dependentes da frequência. Transitórios de alta frequência exigem a representação precisa de todas as capacitâncias à

terra, entre enrolamentos, intersecção e até mesmo entre espiras (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Dado que nem todas as características do transformador desempenham um papel em todos os transitórios, é comum fazer uso das diretrizes de modelagem, recomendadas para transformadores e apresentadas na Tabela 2.

Existe fundamentação teórica suficiente para a modelagem satisfatória do transformador sujeito a todo tipo de transitórios. No entanto, frequentemente não é possível obter os dados necessários para calcular os parâmetros do modelo. Para estimar os parâmetros adequados de um modelo do transformador para o cálculo de alguns transitórios eletromagnéticos, é requerido o conhecimento de detalhes de construção interna. Alguns parâmetros não podem ser obtidos somente a partir de medições nos terminais. Os analistas de sistemas frequentemente não podem determinar os parâmetros para um modelo preciso e têm que continuar tentando estimar parâmetros ou selecionar modelos mais simples para os quais existem parâmetros. Este é, talvez, o maior desafio para o correto cálculo de transientes quando os transformadores estão envolvidos.

Tabela 2 – Guia de modelagem – Faixa de frequência

Faixa de frequência				
Parâmetro/Efeito	Oscilações de baixa frequência 0,1 Hz a 1 kHz	Surtos de frente lentos 50/60 Hz até 20 kHz	Surtos de frente rápidos 3 kHz a 3 MHz	Surtos de frente muito rápidos 100 kHz a 50 MHz
Modo geral	Os modelos devem incorporar efeitos de saturação, bem como as perdas do núcleo e do enrolamento. Modelos de núcleos monofásicos e trifásicos pode mostrar diferenças significativas.		Perdas no núcleo e saturação podem ser ignoradas. O acoplamento entre fases é principalmente capacitivo. A influência da impedância de curto-circuito pode ser significativa.	Perdas no núcleo e saturação podem ser ignoradas. O acoplamento entre fases é principalmente capacitivo. O modelo deve incorporar a impedância do surto do enrolamento.

Faixa de frequência				
Parâmetro/Efeito	Oscilações de baixa frequência 0,1 Hz a 1 kHz	Surtos de frente lentos 50/60 Hz até 20 kHz	Surtos de frente rápidos 3 kHz a 3 MHz	Surtos de frente muito rápidos 100 kHz a 50 MHz
Impedância de curto-circuito	Muito importante ¹	Muito importante	Importante	Desprezível
Saturação	Muito importante ²	Importante	Desprezível	Desprezível
Perdas no ferro	Importante ³	Desprezível	Desprezível	Desprezível
Correntes de Foucault	Muito importante	Importante	Desprezível	Desprezível
Acoplamento capacitivo	Desprezível ⁴	Importante	Muito importante	Muito importante

Fonte: Martínez-Velazco (2010)

Para os transitórios na baixa frequência há duas metodologias básicas para a determinação dos parâmetros do transformador:

1. Determinação experimental através de testes de laboratório como o de resposta em frequência chamado de modelo de “caixa-preta”, pois considera somente o comportamento transitório visto dos terminais do transformador (REIS, 2013).
2. Através de informação de projeto e dados topológicos, a partir de campos eletromagnéticos, por exemplo, o uso de elementos finitos.

Nos modelos apresentados a seguir, os parâmetros são calculados a partir de medições em ensaios. Os procedimentos apresentados assumem por padrão que os dados de placa de identificação usuais estão disponíveis. No entanto, pode haver algumas situações para as quais devem ser usados modelos mais detalhados e precisos e alguma informação adicional pode ser necessária.

¹ Pouco importante para ferrorressonância. No entanto, pode ter um efeito sobre a frequência da rede a montante, especialmente crítico inferior a 300 Hz (intervalo harmônicos).

² Pouco importante para a maioria dos casos de interação do controle, condições de harmônicos não causados por saturação e outros casos sem saturação.

³ Somente para fenômenos de ressonância.

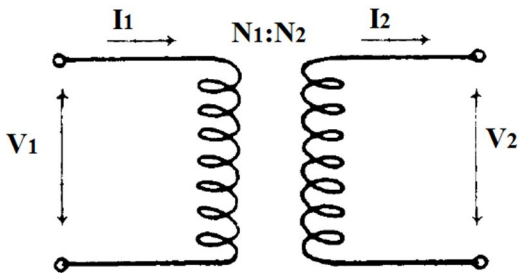
⁴ Capacitâncias podem ser muito importantes para alguns casos de ferrorressonância.

A maior parte dos transitórios de baixa frequência é dominada pelo comportamento do núcleo (saturação e histerese) e sua modelagem pode ser uma questão muito importante para aqueles fenômenos.

2.4.2 Modelo Ideal

O transformador ideal é um transformador sem perdas, e possui um enrolamento de entrada e um enrolamento de saída. Na Figura 15 mostra-se um transformador ideal.

Figura 15 – Transformador Ideal.



Fonte: (DOMMEL, Agosto 1986).

As relações entre a tensão de entrada e a tensão de saída, e entre a corrente de entrada e a corrente de saída, são dadas por duas simples equações. O transformador mostrado na Figura 15 tem N_1 espiras de fio no enrolamento primário e N_2 espiras de fio no secundário. A relação entre a tensão V_1 aplicada ao lado primário do transformador e a tensão V_2 produzida no lado secundário é (CHAPMAN, 2000):

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = c \quad (13)$$

Onde c está definida como a relação de transformação do transformador:

$$c = \frac{N_1}{N_2} \quad (14)$$

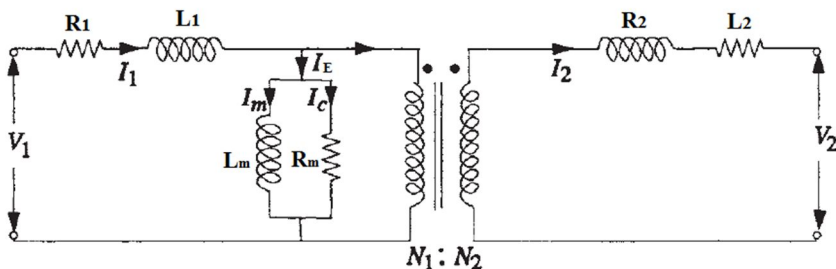
A relação entre a corrente I_1 que flui no lado primário do transformador e a corrente I_2 que sai do transformador pelo lado secundário é:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{c} \quad (15)$$

2.4.3 Modelo do transformador monofásico de dois enrolamentos tradicional

O modelo do transformador monofásico de dois enrolamentos mostrado na Figura 16 tem sido utilizado com sucesso durante muitos anos em estudos de estado estacionário e alguns transitórios de baixa frequência. Para determinar os parâmetros do transformador nos transitórios de baixa frequência há duas metodologias básicas: determinação experimental através de ensaios de laboratório e através de informação topológica e dados de projeto.

Figura 16 – Circuito equivalente do transformador monofásico tradicional.



Fonte: (KULKARNI e KHAPARDE, 2004).

As perdas que ocorrem nos transformadores reais devem ser consideradas em qualquer modelo aproximado do transformador. Os principais itens a ter em conta no modelo são os seguintes (CHAPMAN, 2000):

1. **Perdas no cobre (I^2R):** São perdas por aquecimento resistivo dos enrolamentos primário e secundário do transformador. São proporcionais ao quadrado da corrente nos enrolamentos.
2. **Perdas por correntes parasitas:** Perdas por aquecimento resistivo no núcleo do transformador. São

- proporcionais ao quadrado da tensão aplicada ao transformador.
3. **Perdas por histerese:** Estão relacionadas com os alinhamentos dos domínios magnéticos no núcleo.
 4. **Fluxo de dispersão:** O fluxo de dispersão ϕ_l que enlaça as espiras do núcleo através dos enrolamentos do transformador.

No modelo mostrado na Figura 16, R_1 e R_2 são as resistências série, que incluem as perdas por efeito Joule nos enrolamentos e as perdas por correntes de Foucault no núcleo (quando existem dados disponíveis). L_1 e L_2 representam a indutância de dispersão (ou indutância série) que foi dividida entre os dois enrolamentos. R_m e L_m , no ramo *shunt*, descrevem o comportamento do núcleo, incluindo as não linearidades (saturação e histerese) e o fenômeno das correntes parasitas. A indutância L_m é um parâmetro que representa de maneira suficientemente precisa, para a maioria dos estudos de energização do transformador quando o disjuntor é fechado (MARTINEZ-VELAZCO, 2010). Este parâmetro pode ser considerado constante no caso de ter uma bobina com núcleo de material não magnético, onde a corrente que aparece no núcleo quando é aplicada uma tensão é perfeitamente senoidal (SIERRA JARAMILLO e DIEZ SALDARRIAGA, 2008).

No sentido topológico, nota-se que, exceto para as resistências de enrolamento, os outros componentes do modelo não podem ser relacionados para especificar as regiões físicas do transformador.

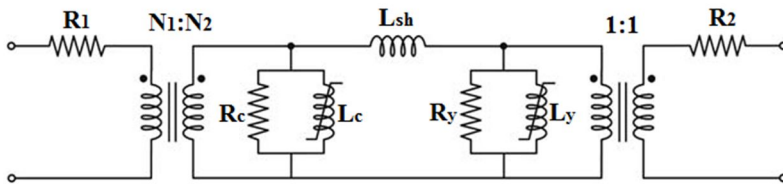
O modelo tradicional é relativamente fácil de implementar, mas sua principal desvantagem é a divisão quase arbitrária da indutância de dispersão. Essa indutância é que representa a queda de tensão de um par de bobinas mutuamente acopladas.

2.4.4 Modelo do transformador monofásico de dois enrolamentos derivado da dualidade

No modelo tradicional a divisão arbitrária da indutância de dispersão pode resultar numa localização errada do modelo de núcleo no circuito equivalente do transformador. Um modelo topologicamente correto pode ser derivado a partir de um modelo de circuito magnético utilizando o princípio da dualidade (MORK e MARTINEZ, April, 2005). Esta abordagem resulta em modelos que incluem os efeitos de saturação em cada coluna individual do núcleo, acoplamento magnético interfase e efeitos de dispersão. Na Figura 17, os elementos internos (aos

transformadores ideais) representam fisicamente o circuito magnético, onde é representado apenas uma indutância de dispersão no meio (L_{sh}) e dois ramos de magnetização, que podem ter valores diferentes. A indutância de dispersão L_{sh} é linear e depende da frequência, enquanto os ramos de magnetização (L_c e L_y) são não lineares e dependentes da frequência.

Figura 17 – Circuito equivalente do transformador monofásico derivado da dualidade.



Fonte: (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Os parâmetros deste modelo podem ser obtidos utilizando as mesmas informações do modelo tradicional, ou seja, ensaios de circuito aberto e curto-circuito. Quando não é conhecida a informação da parte interna para separar fisicamente os efeitos de magnetização em dois ramos para o modelo derivado da dualidade, pode-se simplesmente dobrar a medida dos parâmetros de magnetização para construir o modelo. As relações entre os parâmetros do modelo tradicional e o modelo derivado da dualidade, quando nenhuma informação interna é conhecida, são:

$$L_{sh} = L_1 + L_2$$

$$R_c = R_y = 2R_m \quad (16)$$

$$L_c = L_y = 2L_m$$

O modelo derivado da dualidade representa topologicamente as duas configurações do transformador monofásico: núcleo envolvido e núcleo envolvente.

2.4.5 Modelo do transformador trifásico de dois enrolamentos derivado da dualidade

Várias dificuldades surgem quando se deseja modelar e simular o comportamento de transformadores com núcleos trifásicos: Transformadores trifásicos têm acoplamento magnético entre as fases. O transformador tipo *core* de cinco colunas e o tipo *Shell* (ver Figura 4) tem baixa relutância para os fluxos de sequência zero, já que eles podem circular diretamente através o núcleo. O transformador de núcleo tipo *core* de três colunas tem um caminho de alta relutância para fluxos de sequência zero o que faz que estes fechem através do ar e do tanque do transformador.

Diferentes abordagens têm sido propostas para a representação destas configurações do núcleo. Existem algumas diferenças entre os modelos para representar a configuração do mesmo núcleo, ainda quando o mesmo princípio (por exemplo, a dualidade) é usado. Como consequência, diferentes procedimentos de estimação de parâmetros têm sido propostos para os modelos da mesma configuração do núcleo (WALLING, MORK, *et al.*, 2005).

Na Figura 18, R_1 e R_2 representam as resistências dos enrolamentos de alta e baixa tensão; as indutâncias lineares L_{sh} representam os fluxos de dispersão entre enrolamentos; trajetórias de fluxo de sequência zero são representadas pelas indutâncias lineares L_0 ; perdas por correntes de Foucault resultantes de fluxos de sequência zero são representadas por resistências R_0 ; a combinação em paralelo de resistências R_c e indutâncias saturáveis L_c representam os caminhos de fluxo pelas colunas; cada combinação em paralelo de resistências R_y e indutâncias L_y representam os caminhos de fluxo da seção da coluna horizontal (jugo) entre um par de fases (WALLING, MORK, *et al.*, 2005).

Capacitâncias entre os terminais e terra (núcleo e tanque), entre enrolamentos e entre as fases podem ser adicionadas ao circuito equivalente. Os elementos L_0 e R_0 representam fluxos de dispersão e perdas associadas que circulam fora dos pares de bobinas concêntricas em cada fase.

No caso de excitação desequilibrada que inclui sequência zero, os fluxos totais nos três conjuntos de bobinas de fase não somarão zero e o fluxo de sequência zero circulará através do óleo e do ar circundante e através de acessórios e paredes do tanque.

A parcela do circuito equivalente no interior dos transformadores é válida independentemente das conexões dos enrolamentos; conexões delta ou **Y** (ípsilon) são construídas no exterior. No entanto procedimentos para a determinação de parâmetros dependerá das conexões de transformadores, já que o mesmo ensaio de sequência zero não pode ser aplicado a todos os transformadores: para transformadores conectados em **Y-Y**, os dados podem ser derivados a partir de ensaios de excitação e curto-circuito, tanto sequência positiva e zero; para transformadores conectados em **Y-Δ** (ípsilon-delta), ensaios de sequência zero a partir do lado delta não podem ser executados e ensaios de excitação e curto-circuito na sequência zero fornecem os mesmos resultados; para transformadores conectados em **Δ-Δ**, os ensaios de sequência zero não tem sentido (WALLING, MORK, *et al.*, 2005).

Os parâmetros do modelo representado na Figura 18 podem ser divididos em dois grupos: parâmetros do enrolamento (R_1 , R_2 , L_{sh} , R_0 e L_0) e parâmetros do núcleo (R_c , L_c , R_y e L_y).

Parâmetros dos enrolamentos: as resistências dos enrolamentos podem ser obtidas por meio de ensaios padrão; se estes valores não estão disponíveis, os dados dos ensaios de curto-circuito devem ser usados. Os dados do ensaio de curto-circuito de sequência positiva são usados para obter R_1 , R_2 e L_{sh} , como segue (WALLING, MORK, *et al.*, 2005):

$$R_1 = k\alpha \frac{P_{sh}/3}{I_{sh}^2} \quad (17)$$

$$R_2 = k \frac{1 - \alpha P_{sh}/3}{c^2} \frac{P_{sh}/3}{I_{sh}^2} \quad (18)$$

$$X_{sh} = \frac{k}{c^2} \sqrt{\left(\frac{V_{sh}}{I_{sh}}\right)^2 - \left(\frac{(P_{sh}/3)}{I_{sh}^2}\right)^2} \quad (19)$$

Onde,

P_{sh} é a potência ativa trifásica de curto-circuito

c é a relação de espiras

k é um fator que depende da conexão do transformador no lado da fonte: para conexão em estrela $k = 1$, para conexão em delta $k = 3$.

Quanto a unidades monofásicas, α é a porcentagem da resistência a ser colocada no lado de alta tensão (geralmente 50% é usado).

Dados obtidos em ensaios de sequência zero podem ser usados para obter R_0 e L_0 de acordo a seguinte sequência de cálculos:

$$V_0 = V_h - (R_2 + jX_{sh})I_h \quad (20)$$

$$P_0 = \frac{P_h}{3} - R_2 I_h^2 - \frac{V_0^2}{R_1/c^2} \quad (21)$$

$$Q_0 = \sqrt{(V_h I_h)^2 - (P_h/3)^2} - X_{sh} I_h^2 \quad (22)$$

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} \quad (23)$$

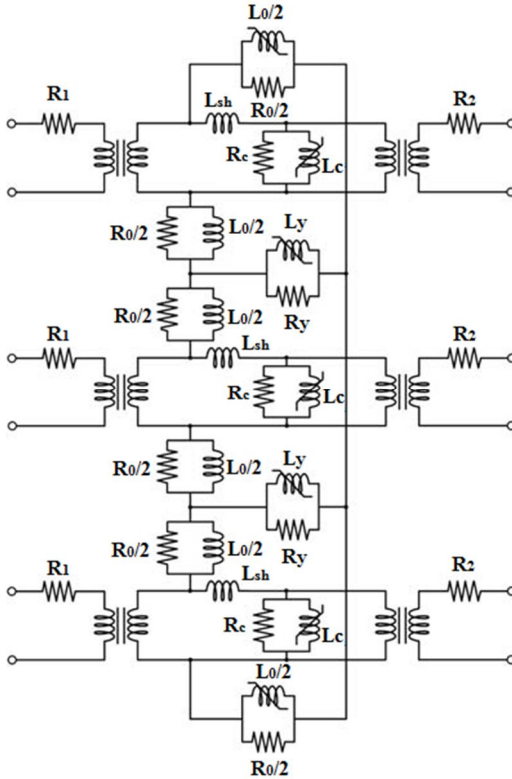
$$X_0 = \frac{V_0^2}{Q_0} \quad (24)$$

Onde,

V_h e I_h são os valores RMS de tensão e corrente, respectivamente.

P_h é a potência ativa trifásica, medida no ensaio de sequência zero.

Figura 18 – Circuito equivalente do transformador trifásico com núcleo tipo *core* de três colunas.



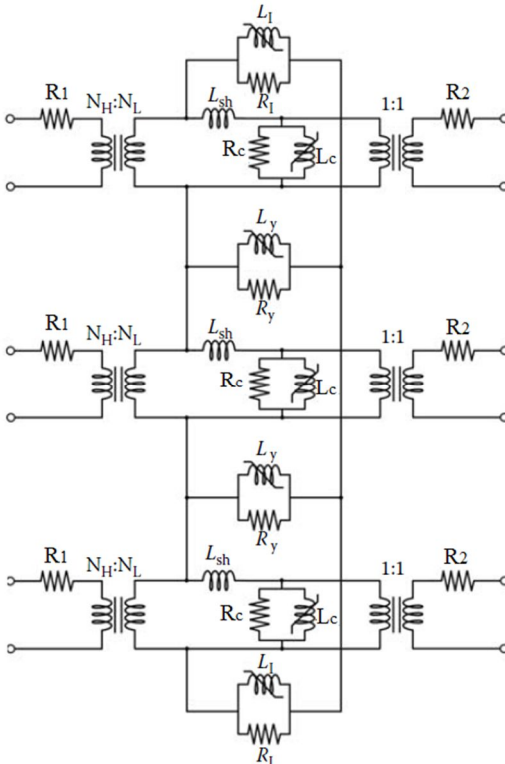
Fonte: (WALLING, MORK, *et al.*, 2005).

Parâmetros do núcleo: são realizados ensaios de curto-circuito, onde primeiramente é realizado um curto-circuito em um dos enrolamentos (colunas) externos e excitado o outro enrolamento com uma fonte de tensão, que vai ser usada para determinar a característica da coluna, isto é, R_c , L_c . É feito um segundo ensaio de curto-circuito na coluna central e excitando uma coluna exterior; depois de obter a característica combinada coluna e jugo é determinado R_y e L_y (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Os ensaios são também utilizados para se obter as perdas do núcleo e, por conseguinte a representação completa de colunas e jugs.

Transformadores de cinco colunas: O cálculo do circuito equivalente é semelhante ao utilizado com o transformador de três colunas. A Figura 19 mostra o circuito equivalente de um transformador trifásico de cinco colunas. Neste caso as colunas exteriores fornecem um caminho de ferro fechado para os fluxos de sequência zero; estas colunas e os seus jugos são representados como duas combinações paralelas de R_l e L_l . Portanto o circuito é obtido a partir de um transformador de três colunas depois de remover as indutâncias lineares L_0 representando os caminhos do fluxo de sequência zero e sua associada resistência R_0 , e adicionando as combinações paralelas R_l e L_l que representam as colunas externas (WALLING, MORK, *et al.*, 2005).

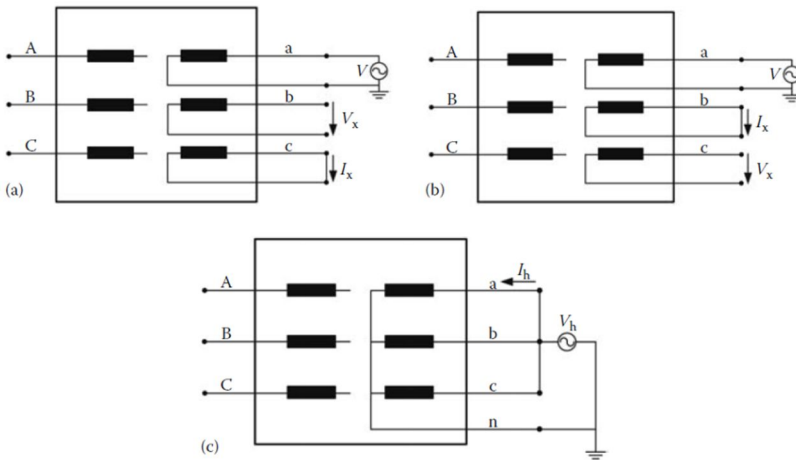
Figura 19 – Circuito equivalente do transformador trifásico com núcleo tipo *core* de cinco colunas



Fonte: (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

A estimação de parâmetros pode ser baseada em medições semelhantes às propostas para um transformador de três colunas. Os dados do ensaio de curto-circuito de sequência positiva são utilizados para obter R_1 , R_2 e L_{sh} . Parâmetros do núcleo podem ser estimados a partir de medições de ensaios especiais. A Figura 20 mostra o esquema de ensaios proposto para um transformador de núcleo de cinco colunas, onde R_c , L_c podem ser estimados a partir de medições obtidas com o ensaio de circuito aberto da coluna central; a característica combinada da coluna e jugo (R_c , L_c , R_y e L_y) podem ser obtidas a partir do ensaio de fase exterior; R_j , L_j podem ser derivados a partir de medidas obtidas com o ensaio de circuito aberto de sequência zero (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Figura 20 – Circuitos para a medição das características de um transformador de núcleo de cinco colunas. (a) ensaio de circuito aberto na coluna central. (b) ensaio de circuito aberto na coluna externa. (c) ensaio de circuito aberto de sequência zero.



Fonte: (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

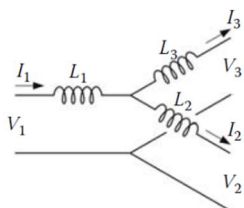
2.4.6 Modelo do transformador monofásico de três enrolamentos tradicional

O circuito tradicional para um transformador de três enrolamentos foi obtido por Boyajian (1924). O circuito muitas vezes contém uma indutância negativa. Entretanto, não apresentou problemas com estudos no domínio da frequência usando fasores. O equivalente

tem sido usado com sucesso por muitos anos para o estudo de fluxos de potência, curto-circuito, estabilidade transitória, etc. No entanto, quando se calcula transientes eletromagnéticos (modelagem no domínio do tempo), a indutância negativa tem sido identificada como uma fonte de oscilações espúrias que geram alguns problemas de instabilidade numérica (DOMMEL, Agosto 1986).

O modelo convencional para a indutância de dispersão de um transformador de três enrolamentos ligado em Y é mostrado na Figura 21. L_1 , L_2 e L_3 são comumente chamadas de indutâncias de dispersão dos enrolamentos. No entanto L_1 , L_2 e L_3 não correspondem com os caminhos de fluxo de dispersão conforme os componentes dos modelos derivados da dualidade.

Figura 21 – Circuito equivalente tradicional para a indutância de dispersão de transformadores de três enrolamentos.



Fonte: (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Os parâmetros do circuito podem ser obtidos fazendo corresponder a rede indutiva da Figura 21, com as indutâncias de dispersão medidas nos terminais. As medidas são efetuadas em dois enrolamentos por vez. Um enrolamento é energizado com um segundo em curto-circuito, mantendo o terceiro enrolamento aberto. Três indutâncias L_{s12} , L_{s23} e L_{s13} podem ser obtidas a partir das medições nos terminais como segue:

L_{s12} , é obtida quando o enrolamento número 1 é energizado, enquanto o enrolamento 2 está em curto-circuito e o enrolamento 3 está aberto.

L_{s23} , é obtida quando o enrolamento número 2 é energizado, enquanto o enrolamento 3 está em curto-circuito e o enrolamento 1 está aberto.

L_{s13} , é obtida quando o enrolamento número 1 é energizado, enquanto o enrolamento 3 está em curto-circuito e o enrolamento 2 está aberto.

No cálculo nenhuma consideração é dada para o sentido físico das indutâncias. Por inspeção do circuito da Figura 21 as seguintes relações são obtidas:

$$\begin{aligned} L_1 + L_2 &= L_{s12} \\ L_2 + L_3 &= L_{s23} \\ L_1 + L_3 &= L_{s13} \end{aligned} \tag{25}$$

L_1 , L_2 e L_3 são calculadas para coincidir com as medições de dispersão e, portanto não se deve atribuir um significado físico para elas. Resolvendo as equações obtemos:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{1}{2}(L_{s12} - L_{s23} + L_{s13}) \\ L_2 &= \frac{1}{2}(L_{s12} + L_{s23} - L_{s13}) \\ L_3 &= \frac{1}{2}(-L_{s12} + L_{s23} + L_{s13}) \end{aligned} \tag{26}$$

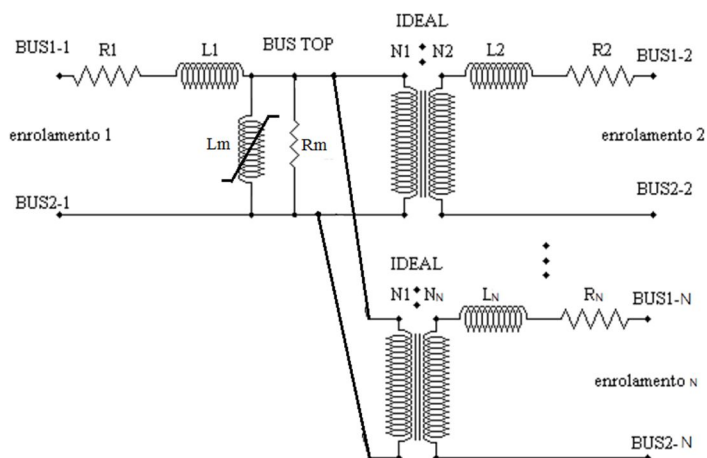
Para um projeto padrão de transformador $L_{s12} + L_{s23} < L_{s13}$ e, portanto L_2 se torna negativa, o que faz com que se tenham problemas numéricos.

A indutância negativa aparece no modelo tradicional porque não considera os acoplamentos mútuos que ocorrem na região no meio do enrolamento.

2.4.7 Modelo do transformador saturável multi-enrolamento

Um modelo de transformador monofásico multi-enrolamento pode basear-se numa representação em \mathbf{Y} , como é mostrado na Figura 22 (DOMMEL, Agosto 1986). Este modelo é de aplicação limitada, mesmo para unidades monofásicas. O ponto meio de \mathbf{Y} não é um ponto de conexão correto topologicamente. Isto é, o modelo tradicional para transformadores de três enrolamentos tem dois graves inconvenientes: (1) a existência da indutância negativa produz instabilidade numérica. (2) a localização arbitrária do ramo de magnetização que é arbitrariamente situado no meio (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Figura 22 – Representação de transformadores monofásicos de N-enrolamentos em Y.



Fonte: (DOMMEL, Agosto 1986).

2.4.8 Modelo do transformador monofásico de três enrolamentos derivado da dualidade

Para corrigir os problemas numéricos que tem o modelo tradicional por causa da indutância negativa, um circuito derivado do princípio da dualidade é usado. O modelo pode ser construído usando indutâncias mutuamente acopladas facilmente disponíveis em qualquer programa de simulação no domínio do tempo, tal como o ATP e semelhantes. Os parâmetros do circuito equivalente podem ser obtidos de duas maneiras: (1) a partir dos dados de projeto, e (2) a partir das medições de indutância de dispersão nos terminais de dois enrolamentos por vez.

Modelos derivados da dualidade, onde um equivalente elétrico é utilizado para descrever o comportamento do núcleo magnético, podem representar com muita exatidão qualquer tipo do projeto do núcleo em transitórios de baixa frequência (MORK, October 1999), (CHERRY, 1948). A aplicação do princípio da dualidade resulta em modelos que incluem os efeitos de saturação em cada coluna individual do núcleo, acoplamento magnético entre fases e os efeitos de dispersão. No circuito magnético equivalente, enrolamentos aparecem como fontes de FMM, os caminhos de dispersão aparecem como relutâncias lineares e núcleos

magnéticos aparecem como relutâncias saturáveis. Resistências dos enrolamentos, as perdas do núcleo e efeitos de acoplamento capacitivo não são obtidas diretamente da transformação, mas podem ser adicionados ao circuito equivalente (MORK e MARTINEZ, Abril, 2005).

Modelo Dual: Modelos duais são obtidos a partir da disposição geométrica dos enrolamentos da janela do transformador. Nenhuma atenção é dada às medidas de dispersão nos terminais e, portanto, geralmente há uma inconsistência entre os modelos e as medições de dispersão nos terminais. A maneira mais fácil de construir um modelo de dualidade é estabelecer os caminhos de fluxo na janela do transformador e designar uma indutância para cada janela. O processo é ilustrado na Figura 23.

O fluxo de magnetização é representado pelas indutâncias não lineares (L_{m1} , L_{m2} e L_{m3}) e o fluxo de dispersão pelas duas indutâncias lineares (L_{12} e L_{23}). Os valores destas duas indutâncias correspondem às indutâncias L_{s12} e L_{s23} medidas. No entanto, não existe correspondência para a indutância de dispersão L_{s13} . No modelo derivado da dualidade a seguinte relação se mantém (desprezando a magnetização): $L_{s13} = L_{s12} + L_{s23}$. É possível obter:

$$L_{s12} + L_{s23} = \frac{\mu_0 N^2 l}{l_s} \left[\frac{a_1}{3} + d_{12} + \frac{2a_2}{3} + d_{23} + \frac{a_3}{3} \right] \quad (27)$$

$$L_{s13} = \frac{\mu_0 N^2 l}{l_s} \left[\frac{a_1}{3} + d_{12} + a_2 + d_{23} + \frac{a_3}{3} \right]$$

Onde,

N é o número de espiras do enrolamento de referência.

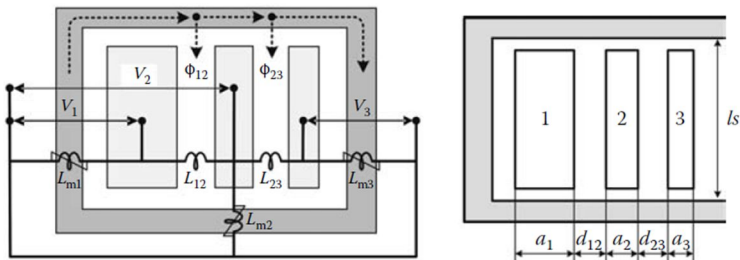
l é o comprimento médio da espira

Por conseguinte, o modelo dual representa erradamente a indutância de dispersão entre o enrolamento externo e interno. L_{s13} é aproximado por:

$$L_{s13} = \frac{\mu_0 N^2 l}{l_s} \left[\frac{a_2}{3} \right] \quad (28)$$

Para corrigir a inconsistência é adicionado um acoplamento mutuo M , entre L_{12} e L_{23} .

Figura 23 – Modelo derivado da dualidade para um transformador de três enrolamentos.

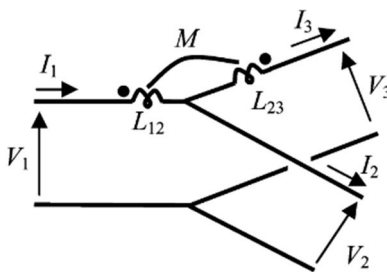


Fonte: (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Modelo da dualidade apropriado com medições de terminal:

O circuito de indutâncias de dispersão é derivado do modelo da dualidade pela adição de um acoplamento mútuo M , entre L_{12} e L_{23} como mostrado na Figura 24. Isto permite compensar o fator ausente na equação (28).

Figura 24 – Modelo derivado da dualidade para um transformador de três enrolamentos.



Fonte: (DE LEÓN e MARTINEZ, January 2009).

Aplicando os ensaios descritos no item 2.4.6 para o cálculo de L_{s12} , L_{s23} e L_{s13} temos:

$$L_{12} = L_{s12}$$

$$L_{23} = L_{s23}$$

(29)

$$L_{12} + L_{23} + 2M = L_{s13}$$

M pode ser determinado a partir da equação (29) de uma forma simples:

$$M = \frac{1}{2}(L_{s13} - L_{12} - L_{23}) \quad (30)$$

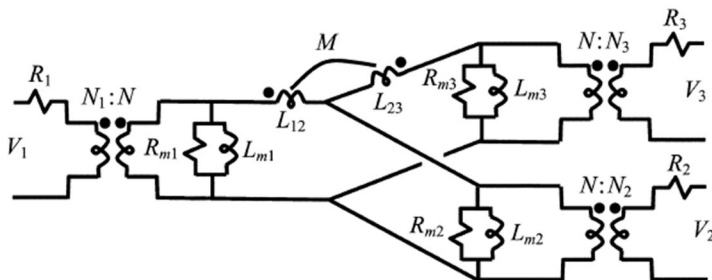
A equação (30) descreve o cálculo da indutância mútua de compensação diretamente dos ensaios de indutância de dispersão. M é positiva na maioria dos casos porque $L_{s13} > L_{s12} + L_{s23}$ para projetos padrão. Ao substituir a equação (27) na equação (30) obtém-se uma expressão para M em função dos parâmetros de projeto, conforme:

$$M = \frac{\mu_0 N^2 l}{l_s} \left[\frac{a_2}{6} \right] \quad (31)$$

Nota-se que $M = -L_2$.

O circuito dual equivalente completo, incluindo os ramos de magnetização e as resistências dos enrolamentos, é mostrado na Figura 25. Este circuito tem os elementos magnéticos e elétricos separados por três transformadores ideais. Três ramos de magnetização representam a coluna, o jugo e o fluxo de retorno (dualidade) ligado aos terminais dos transformadores ideais (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

Figura 25 – Modelo derivado da dualidade para um transformador de três enrolamentos incluindo os ramos de magnetização e as resistências dos enrolamentos.



Fonte: (DE LEÓN e MARTINEZ, January 2009)

Parâmetros de magnetização: As indutâncias representando o fluxo de dispersão são calculadas por ensaios, equações (29) e (30) ou a

partir dos parâmetros do projeto. Para calcular as indutâncias de magnetização L_{m1} , L_{m2} e L_{m3} deve-se conhecer a construção e as dimensões do núcleo. No entanto este é raramente disponível. O circuito equivalente da Figura 24 e da Figura 25 se aplicam tanto as construções: tipo *Shell* e tipo *core* (MARTINEZ-VELAZCO, 2010).

2.4.9 Modelo do autotransformador ideal de dois enrolamentos

Um autotransformador de dois terminais é mostrado na Figura 26. As duas bobinas (a marca *s* para série e *c* para comum) estão ligadas entre si de modo que suas tensões se combinam para produzir terminal de alta tensão V_1 , assim $V_1 = V_s + V_c$. O secundário ou terminal de baixa tensão é $V_2 = V_c$. Da mesma forma podemos ver na figura que $I_1 = I_s$ e $I_2 = I_c - I_s = I_c - I_1$. Usando as expressões para uma unidade de dois enrolamentos, que são verdadeiras independentemente das interconexões envolvidas, temos:

$$\frac{V_s}{N_s} = \frac{V_c}{N_c}, \quad I_s N_s + I_c N_c = 0 \quad (32)$$

Encontramos então:

$$V_1 = V_c \left(1 + \frac{N_s}{N_c} \right) = V_c \left(\frac{N_c + N_s}{N_c} \right) \quad (33)$$

$$I_s N_s + I_c N_c = I_1 N_s + (I_1 + I_2) N_c = I_1 (N_c + N_s) + I_2 N_c$$

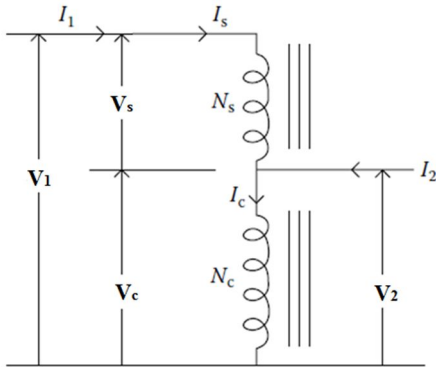
Portanto,

$$\frac{V_1}{V_2} = \left(\frac{N_c + N_s}{N_c} \right), \quad \frac{I_1}{I_2} = \left(\frac{N_c}{N_c + N_s} \right) \quad (34)$$

De modo que a relação de espiras efetiva visto pelos terminais é $c = N_c + N_s/N_c$.

Qualquer impedância do terminal de baixa tensão pode ser transferida para o circuito de alta tensão pelo quadrado da relação de espiras.

Figura 26 – Autotransformador ideal de dois enrolamentos.



Fonte: (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

A co-relação é definida assim:

$$r = \frac{V_1 - V_2}{V_1} = 1 - \frac{V_2}{V_1} = 1 - \frac{1}{c} = \frac{c - 1}{c} \quad (35)$$

Onde $r \leq 1$. O índice de potência no terminal de um autotransformador é $V_1 I_1 (= V_2 I_2)$, mas o índice de potência de cada enrolamento é $V_s I_s (= V_c I_c)$. A razão entre esses índices de potência é:

$$\frac{V_s I_s}{V_1 I_1} = \frac{V_1 - V_2}{V_1} = r \quad (36)$$

Assim, desde que $r \leq 1$, o índice do terminal é sempre maior ou igual do que o índice de uma única bobina. Uma vez que o índice de uma única bobina seja a mesma que o índice do terminal, tem-se um transformador de dois enrolamentos tradicional (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

2.4.10 Modelo do autotransformador de dois enrolamentos

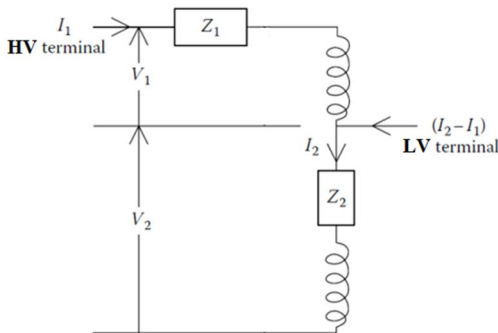
O modelo de circuito para um autotransformador de dois enrolamentos pode ser construído a partir de enrolamentos separados, como mostrado na Figura 27. A partir do ensaio de curto-circuito podemos obter a impedância de dispersão no terminal HV com o terminal LV em curto-circuito. No entanto, isso vai produzir a mesma impedância de dispersão do que um transformador de dois enrolamentos

comum, isto é, a impedância de dispersão terminal de um autotransformador de dois enrolamentos é a mesma que a de um transformador com os mesmos enrolamentos, mas não ligados entre si, assim:

$$Z_{12} = Z_1 + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 Z_2 \quad (37)$$

Numa base por unidade (*p.u.*), no entanto, a impedância de dispersão terminal é diferente de um transformador de dois enrolamentos regular. Tendo assim que a impedância de dispersão de um autotransformador é $1/r^2$ vezes a impedância de dispersão de um transformador normal (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

Figura 27 – Autotransformador de dois enrolamentos.



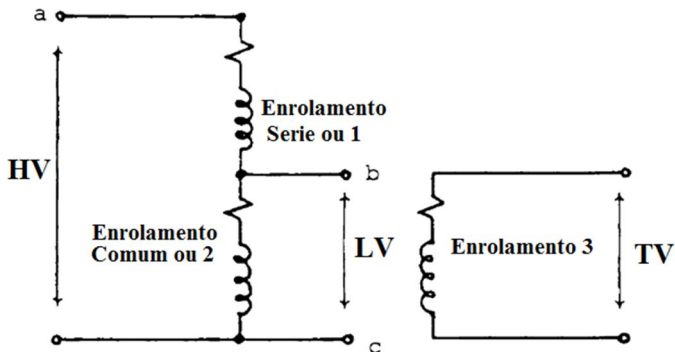
Fonte: (DEL VECCHIO, POULIN, *et al.*, 2010).

2.4.11 Modelo do autotransformador de três enrolamentos

Se um autotransformador é tratado da mesma forma que um transformador regular, isto é, se os detalhes das conexões internas são ignorados, os modelos discutidos até aqui, provavelmente produzem resultados razoavelmente precisos. Para uma representação mais precisa, o enrolamento serie e o enrolamento comum devem ser usados como blocos de construção no lado de alta tensão HV e baixa tensão LV. Isso requer uma redefinição dos dados de curto-circuito em termos dos enrolamentos serie e comum. Como a maioria dos autotransformadores tem um enrolamento terciário, este enrolamento TV, deve ser incluído

na redefinição. Na Figura 28 é mostrado o circuito do autotransformador.

Figura 28 – Autotransformador de três enrolamentos.



Fonte: (DOMMEL, Agosto 1986).

Em primeiro lugar, os índices de tensão são:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{HV} - V_{LV} \\ V_2 &= V_{LV} \\ V_3 &= V_{TV} \end{aligned} \quad (38)$$

O ensaio entre os terminais HV e LV fornece os dados necessários para o ensaio entre os terminais serie e comum diretamente. O terminal comum em curto e a tensão aplicada em HV (realmente é aplicada no terminal serie. O ponto b e c estão ao mesmo potencial através da conexão em curto-circuito). Somente os valores de tensão são diferentes e a conversão de HV a enrolamento serie é simplesmente:

$$Z_{12} = Z_{HV-LV} \left(\frac{V_{HV}}{V_{HV} - V_{LV}} \right)^2 \text{ p.u.} \quad (39)$$

Para o ensaio entre o terminal comum e o terciário não são necessárias modificações

$$Z_{23} = Z_{LV-TV} \text{ p.u.} \quad (40)$$

Para o ensaio entre HV e TV, a modificação pode ser mais bem explicada em termos do equivalente de curto-circuito mostrado na Figura 21 com as impedâncias Z_1, Z_2 e Z_3 nas tensões base V_1, V_2 e V_3 neste caso. Com o terminal TV em curto-circuito, a corrente de $I, 0$ (*p.u.*). (com base $V_3 = V_{TV}$) flui através de Z_3 . Esta corrente também irá fluir através dos enrolamentos serie e comum, como $I, 0$ em *p.u.* numa base V_{HV} ou convertido em bases V_1, V_2 , $I_1 = (V_{HV} - V_{LV})/V_{HV}$ e $I_2 = V_{LV}/V_{HV}$. Com estas correntes em *p.u.*, as tensões tornam-se:

$$V_1 = Z_1 \frac{V_{HV} - V_{LV}}{V_{HV}} + Z_3 \text{ p.u.} \quad (41)$$

$$V_2 = Z_2 \frac{V_{LV}}{V_{HV}} + Z_3 \text{ p.u.} \quad (42)$$

Convertendo V_1 e V_2 para unidades físicas, multiplicando a equação (41) com $(V_{HV} - V_{LV})$ e a equação (42) com V_{LV} , adicionando-os e convertendo a soma de novo a valores em *p.u.* numa base V_{HV} , produz o valor medido em *p.u.*:

$$Z_{HV-TV} = Z_1 \left(\frac{V_{HV} - V_{LV}}{V_{HV}} \right)^2 + Z_2 \left(\frac{V_{LV}}{V_{HV}} \right)^2 + Z_3 \text{ p.u.} \quad (43)$$

As equações (39), (40) e (43) pode ser resolvido por Z_1, Z_2 e Z_3 já que $Z_{12} = Z_1 + Z_2$ e $Z_{23} = Z_2 + Z_3$,

$$Z_{13} = Z_{HV-LV} \frac{V_{HV} V_{LV}}{(V_{HV} - V_{LV})^2} + Z_{HV-TV} \frac{V_{HV}}{V_{HV} - V_{LV}} - Z_{LV-TV} \frac{V_{LV}}{V_{HV} - V_{LV}} \text{ p.u.} \quad (44)$$

O autotransformador da Figura 28 pode ser tratado como um transformador com três enrolamentos, 1, 2, 3, simplesmente redefinindo as impedâncias de curto-circuito para os ensaios de sequência zero (DOMMEL, Agosto 1986).

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo apresentou a fundamentação teórica para entendimento dos fenômenos de baixa frequência internos no transformador e sua modelagem na operação normal dos sistemas de

potência. A seção 2.2 expôs de maneira resumida a construção dos tipos de núcleo do transformador e seu isolamento, este último tão importante na vida do transformador já que é quase dependente dele. A seção 2.3 apresentou o comportamento magnético do transformador que é a base fundamental na operação, proteção e desenvolvimento de modelos que possibilitam à análise em softwares de simulação. A seção 2.4 detalhou cada um dos modelos do transformador e suas configurações usadas nos softwares de simulação em fenômenos de baixa frequência, onde os modelos derivados da dualidade são mais destacados, pois consideram mais aspectos construtivos. Esses modelos têm sido estudados recentemente e apresentam resultados promissores.

Para o estudo e a simulação de curtos-circuitos entre espiras em transformadores foi necessário alterar os modelos estudados neste capítulo. As alterações foram realizadas nos valores dos parâmetros dos modelos e foi necessário criar arranjos para possibilitar a simulação das faltas entre espiras. Assim, o capítulo 3 apresenta a metodologia para o desenvolvimento desses modelos.

3 MODELAGEM DE FALTAS ENTRE ESPIRAS

Neste capítulo descrevem-se, de forma geral diferentes abordagens para a modelagem de faltas internas em transformadores. Em seguida é apresentada em detalhe a metodologia usada para o trabalho, onde são considerados três modelos disponíveis no *software* do EMTP/ATP: 1) HYBRID (baseado em 2.4.5 e item 2.4.8), 2) BCTRAN (baseado em 2.4.6) e 3) SATURA (baseado em 2.4.7). Esses modelos são modificados para ter um arranjo que possibilite fazer faltas entre espiras e por isso usam-se duas fontes diferentes de informação: 1) relatórios de ensaio de curto-circuito e ensaio em vazio e 2) dimensões internas do transformador.

3.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Um trabalho destacado nesta área é do Bastard *et al.* (1994), o qual é focado na construção interna de modelos para EMTP/ATP com base em regras da consistência, fator de fuga e proporcionalidade aplicada às seções de enrolamento em falta. É proposta uma modificação da rotina BCTRAN do ATP. Para um transformador trifásico com dois enrolamentos, esta rotina computa matrizes $[R]$, $[L]$ 6×6 e o transformador é então tratado como ramos RL mutuamente acoplados. O princípio da proposta dos autores para modelar faltas entre espiras ou entre uma espira e a terra envolve dividir o enrolamento sob falta e o transformador passa a ser modelado por duas matrizes 8×8 ou 7×7 . Por fim os autores comparam os resultados dos modelos com algumas medidas reais e os erros obtidos ficam abaixo de 10% no módulo da corrente e 10° para fase.

Em Segatto, *et al.*, (2001), a modelagem das faltas internas no transformador é feita a partir da divisão dos enrolamentos e as impedâncias que os representam, de acordo com as porções onde as faltas seriam aplicadas. Faltas em 10% e 90% do enrolamento foram aplicadas para o caso de estudo. Os resultados das simulações das faltas são usados para o treinamento de uma rede neural artificial que distingue entre faltas internas e correntes de *inrush*, que surgem durante a energização do transformador.

Em (NGAOPITAKKUL e NGAMROO, 2005) é apresentada uma técnica de separação entre faltas internas e curtos-circuitos externos em um transformador trifásico de dois enrolamentos. Usa-se uma combinação entre o modelo proposto por Bastard *et al.* (1994) e o modelo de alta frequência, incluindo as capacitâncias do transformador

recomendado pelo grupo de trabalho 15.08.09 da IEEE (1998) para simulação de faltas entre espiras em diferentes condições de operação com o uso do ATP. Os sinais de falta obtidos no ATP são utilizados como entrada em um algoritmo de detecção de faltas, com base na transformada discreta de Wavelet, e dessa forma são distinguidos os tipos de faltas.

Além de muitos trabalhos que usam a metodologia desenvolvida por Bastard *et al.* (1994), outros autores têm modelado de forma mais detalhada faltas entre espiras com elementos finitos, mas os modelos têm o inconveniente de precisar de informações detalhadas de projeto que, na maior parte dos casos não está facilmente disponível. Vahedi e Behjat (2010) modelaram uma falta entre espiras em um transformador de potência por meio de elementos finitos e obtiveram uma visão abrangente do comportamento magnético e elétrico do transformador em condições de operação normal e em perturbação. Com base nisso, o trabalho aponta que os componentes de sequência negativa das correntes de linha do transformador podem ser vistos como a função critério e utilizados para detectar faltas entre espiras.

Margin *et al* (2010), da *Schweitzer Engineering Laboratories*, descrevem os resultados obtidos com o uso do RTDS (*Real Time Digital Simulator*) para simulação de faltas internas (faltas entre espiras e faltas à terra próximas ao neutro) em transformadores e o uso destas simulações para testar um elemento diferencial de sequência negativa em relé de sua fabricação. O RTDS possui modelos monofásicos que permitem acesso a um ou dois pontos internos ao enrolamento.

Avendaño (2011), fazendo uso do modelo HYBRID do ATP, propõe aprimorar a modelagem tanto para simulação de faltas internas em transformadores quanto para representá-los adequadamente em uma faixa mais ampla de frequências. Os modelos propostos para simulação de faltas internas levam em conta quais informações estarão disponíveis para determinação dos parâmetros: dados de placa, relatórios de ensaios em fábrica ou informações detalhadas de projeto.

Em (EGOROVA, 2011) foi empregado à modelagem proposta em (AVENDAÑO CECEÑA, 2011) para simular faltas entre espiras e entre espiras para terra. Os resultados destas simulações são utilizados para avaliar a sensibilidade da proteção diferencial restrita a terra e de sequência negativa para detectar estas faltas.

3.2 MODELAGEM EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Modelos de faltas internas no EMTP/ATP foram desenvolvidos pela modificação dos modelos de transformadores pré-existentes que são baseados nas matrizes de indutância mútua e autoindutância. Em geral, a abordagem é fundamentada na aplicação das regras de consistência, dispersão e proporcionalidade (BASTARD, BERTRAND e MEUNIER, 1994).

Faltas internas são simuladas para um transformador de potência trifásico de dois enrolamentos, imerso em óleo com núcleo tipo *core* de três colunas e enrolamentos primário e secundário concêntricos no núcleo.

A abordagem utilizada para os modelos HYBRID e BCTRAN é baseada em parâmetros de dispersão diretamente através da formulação de admitância, uma vez que em condições de carga, a distribuição de tensão e corrente nos enrolamentos é determinada pelo fluxo de dispersão.

No modelo HYBRID, as características de excitação são adicionadas externamente através de um modelo do núcleo topologicamente correto, derivado da dualidade que inclui a indutância de sequência zero, tornando o modelo do transformador completo e adequado para simulações de transitórios no EMTP/ATP (AVENDAÑO, MORK e HØIDALEN, 2011).

No modelo BCTRAN o comportamento de excitação pode ser considerado pela adição de um elemento não linear no terminal do transformador, onde o enrolamento encontra-se mais próximo do núcleo. O modelo não considera todos os detalhes na topologia do núcleo ou do enrolamento.

Para o modelo SATURA o enrolamento primário é tratado como um ramo R - L em série com um ramo de magnetização em paralelo que contém a característica de excitação do transformador. Os demais enrolamentos (secundário, terciário) são derivados da conexão em cascata de um transformador ideal com um ramo R - L.

3.2.1 Impedância de dispersão

A impedância de dispersão de um transformador é uma das especificações mais importantes que tem impacto significativo sobre seu projeto como um todo. A impedância de dispersão consiste de uma componente resistiva e uma componente reativa. Esse item trata da componente indutiva da impedância. A perda em carga (e

consequentemente a resistência AC efetiva) e a impedância de dispersão são derivadas dos resultados de ensaios de curto-circuito. A reatância de dispersão é, então, calculada a partir da impedância e da resistência. Visto que a resistência é muito pequena quando comparada com a sua reatância, esta última é quase igual à impedância de dispersão.

O custo do material do transformador varia com a variação do valor da impedância especificada. Geralmente, um valor particular de impedância resulta em um custo de transformador mínimo. Se a impedância é muito baixa, as correntes de curto-circuito e as forças são bastante elevadas, o que exige o uso de densidade de corrente baixa, aumentando assim a quantidade de material. Por outro lado, se a impedância requerida é muito elevada, isso aumenta as perdas por correntes induzidas nos enrolamentos e as perdas suplementares na parte estrutural resultando em perda em carga muito maior e no aumento de temperatura do óleo e do enrolamento; o que novamente força o projetista aumentar a quantidade de material e/ou usar um arranjo extra de resfriamento.

A impedância percentual, que é especificada pelos compradores de transformadores, pode ser tão baixa quanto 2% para transformadores de distribuição pequenos e tão elevada quanto 20 % para transformadores de grande potência. Valores de impedância fora desse intervalo são geralmente especificados para aplicações especiais.

Cálculo da indutância de dispersão: a indutância de dispersão pode ser calculada de quatro maneiras: a partir de dados de placa, ensaios experimentais, por meio de equações analíticas e por meio de cálculos numéricos.

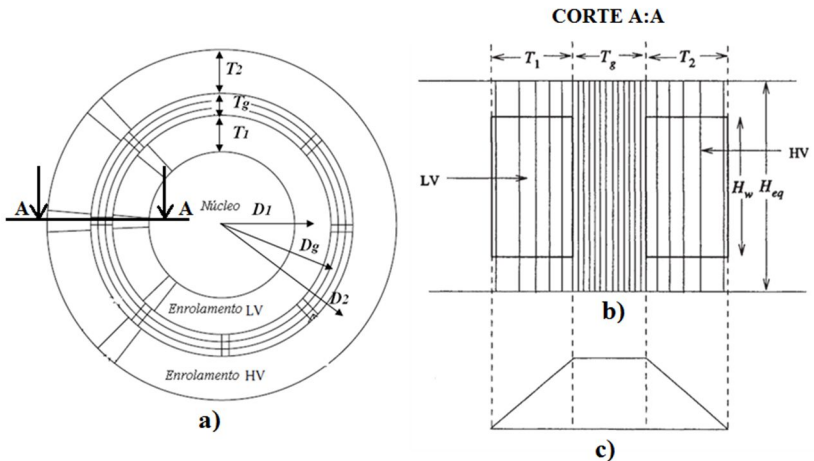
3.2.1.1 Ensaios experimentais e dados de placa

Dado que a informação típica disponível em um relatório de ensaios ou numa placa de identificação do transformador é a impedância de curto-circuito padrão, Z_{sh} (referida ao lado alta tensão), entre os enrolamentos de alta tensão (HV) e baixa tensão (LV), a reatância de dispersão entre enrolamentos será calculada usando apenas esse parâmetro.

3.2.1.2 Equações analíticas e método numérico

Para ampères-espiras (forças magnetomotrizes) espiras distribuídas uniformemente ao longo do enrolamento de HV e LV (tendo alturas iguais), o fluxo de dispersão é predominantemente axial, exceto nas extremidades dos enrolamentos, onde há um espriamento do fluxo magnético (visto que o fluxo disperso encontra um caminho mais curto para retornar via jugo ou via coluna do transformador). O caminho de fluxo de dispersão típico em um transformador pode ser substituído por linhas de fluxo paralelas como mostrado na Figura 29 (b). A altura equivalente H_{eq} é obtida dividindo a altura do enrolamento H_w pelo fator de Rogowsky ($K_R < 1$).

Figura 29 – a) Vista superior do núcleo e dos enrolamentos (LV e HV) por fase; b) Fluxo de dispersão com altura equivalente; e c) Força magnetomotriz ou diagrama de densidade de fluxo magnético.



Fonte: (KULKARNI e KHAPARDE, 2004).

A reatância de dispersão pode ser calculada por três abordagens:

1. A primeira abordagem para o cálculo da reatância de dispersão baseia-se na definição fundamental da indutância na qual a indutância é definida como a relação entre o fluxo concatenado ($N\phi$) e a corrente (I), isto é,

$$L = \frac{N\phi}{I} \quad (45)$$

2. A segunda abordagem usa a definição da indutância do ponto de vista da energia magnética

$$L = \frac{2W_m}{I^2} \quad (46)$$

Onde W_m é a energia do campo magnético produzido pela corrente I fluindo em um caminho fechado.

Tanto a primeira quanto a segunda abordagem aplicadas a Figura 29 conduz a mesma equação da indutância. Assim, a reatância de dispersão ($X = 2\pi fL$) é dada por:

$$X = 2\pi f \frac{\mu_0 \pi N^2}{H_{eq}} \sum_{k=1}^n ATD \quad (47)$$

$$\text{onde } \sum ATD = \frac{1}{3}T_1D_1 + T_gD_g + \frac{1}{3}T_2D_2 \quad (48)$$

$$H_{eq} = H_w/K_R \quad (49)$$

$$K_R = 1 - \frac{1 - e^{\frac{-\pi H_w}{T_1 + T_g + T_2}}}{\frac{\pi H_w}{T_1 + T_g + T_2}} \quad (50)$$

onde ATD corresponde à área do diagrama ampere-espira, K_R é o fator de Rogowsky ($K_R < 1$), μ_0 é a permeabilidade magnética do ar ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$), H_w é a altura do enrolamento, N é o número de espiras, D_1 , D_g e D_2 são os diâmetros médios e T_1 , T_g e T_2 (ver Figura 29) são as larguras do LV, do espaço entre LV e HV, e do HV, respectivamente.

3. A terceira abordagem para o cálculo da reatância de dispersão é obtida com cálculo numérico como, por exemplo, o método de elementos finitos.

A reatância de dispersão é dada por:

$$X = \frac{2\pi f}{I^2} \int_{vol} \vec{A} \cdot \vec{J} dv \quad (51)$$

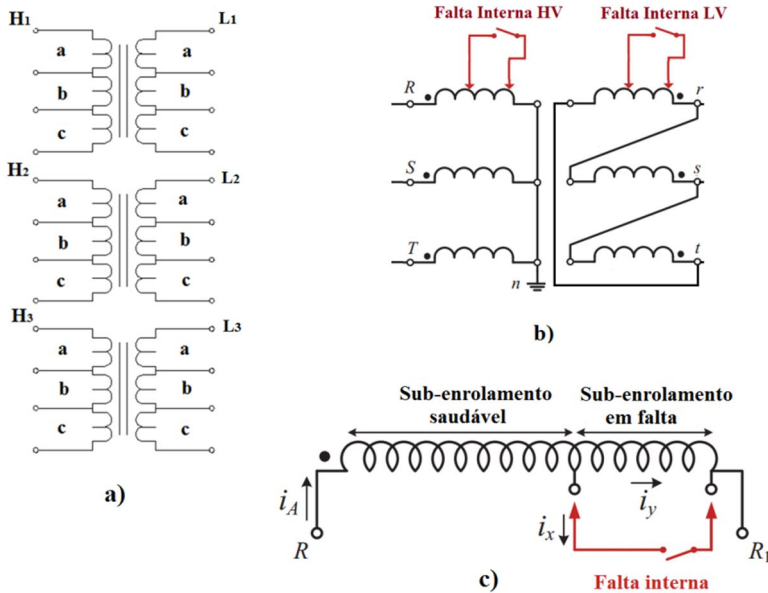
Onde \vec{A} é o potencial vetor magnético, f é a frequência, \vec{J} é a densidade superficial de corrente, I é a corrente elétrica e dv é um diferencial de volume.

Outros métodos analíticos que podem ser usados para calcular a reatância de dispersão são: o método das imagens; o método de Roth; e o método de Robin (KULKARNI e KHAPARDE, 2004).

3.2.2 Divisão dos enrolamentos

No desenvolvimento das faltas internas, adequadas para a simulação no EMTP/ATP, cada fase dos enrolamentos do transformador, no lado de alta e baixa tensão, é dividida em três seções ou sub-enrolamentos de modo a possibilitar faltas espira-espira e espira-terra. O modelo permite acesso aos novos terminais que correspondem à posição do enrolamento onde ocorre a falta e as conexões desejadas podem ser feitas a terra ou entre sub-enrolamentos como é mostrado na Figura 30.

Figura 30 – Arranjo de particionamento dos enrolamentos para simulação de falta interna.



3.2.3 Cálculo da reatância de dispersão entre seções em falta

A formulação por fase baseia-se na divisão dos enrolamentos HV e LV em N seções denominadas enrolamentos a, b, c, \dots, n . Considere o transformador original com uma impedância de curto-circuito Z_{sh} (referida ao lado HV) entre os enrolamentos HV e LV. Este item apresenta o procedimento de divisão do enrolamento de HV, mas o enrolamento de LV é dividido da mesma maneira. Uma impedância individual em *p.u.* é atribuída a cada um dos enrolamentos assumindo que a impedância equivalente é dividida em partes iguais entre ambos. Em ohms, tem-se:

$$Z_1 = Z_{sh}/2 = R_1 + jX_1 \tag{52}$$

$$Z_2 = Z_1/c^2 = R_2 + jX_2 \tag{53}$$

Onde c é a relação de espiras $N_1/N_2 \approx V_1/V_2$ (por fase).

Uma vez que o enrolamento de HV é dividido em N seções, Z_1 é dividido proporcionalmente de acordo com:

$$n_a = N_a / N_1 \quad (54)$$

$$n_b = N_b / N_1 \quad (55)$$

$$n_N = N_N / N_1 \quad (56)$$

Onde N_a, N_b, \dots, N_N são os números de espiras de cada nova seção e representam uma fração do numero total de espiras, N_1 .

$$N_a + N_b + \dots + N_N = N_1 \quad (57)$$

$$n_a + n_b + \dots + n_N = 1 \quad (58)$$

Calculando a impedância individual de cada seção tem-se:

$$Z_a = n_a Z_1 \quad (59)$$

$$Z_b = n_b Z_1 \quad (60)$$

$$Z_N = n_N Z_1 \quad (61)$$

A tensão para cada seção pode também ser definida como sendo:

$$V_a = n_a V_1 \quad (62)$$

$$V_b = n_b V_1 \quad (63)$$

$$V_N = n_N V_1 \quad (64)$$

A reatância binária equivalente entre quaisquer duas seções i e j é calculada com (65) a partir das partes imaginárias das respectivas impedâncias Z_a, Z_b, \dots, Z_N . As partes reais de (59)-(61) equivale às resistências dos novos enrolamentos.

$$X_{i-j} = X_i + \left(\frac{V_i}{V_j} \right)^2 X_j \quad (65)$$

As reatâncias binárias são convertidas em *p.u.* usando uma potência base comum e a correspondente tensão de base da seção a ser referida (AVENDAÑO CECEÑA, 2011).

3.2.4 Representação matricial da indutância de dispersão

A metodologia de cálculo da reatância de dispersão entre os novos enrolamentos ou sub-enrolamentos para os modelos HYBRID, BCTRAN e SATURA do transformador é descrita a seguir.

1. Para o modelo BCTRAN, depois que as reatâncias de dispersão são calculadas, o modelo de falta será representado por uma matriz de resistência de enrolamento $[R]$ e uma matriz de indutância inversa $[A]$. As matrizes serão criadas seguindo o procedimento descrito por Brandwajn *et.al* (1982) para a representação monofásica, de transformadores de N -enrolamentos por meio de uma formulação de admitância. Essa representação é bem conhecida de transformadores para curto-circuito e estudos de fluxo de potência, e é escrita como sendo:

$$[I] = [Y][V] \quad (66)$$

Conforme recomendado para estudos transitórios, as partes resistiva e indutiva foram separadas para construir $[Y]$ a partir da parte reativa dos dados de curto-circuito.

$$[A] = [L]^{-1} = j\omega[Y] \quad (67)$$

As resistências dos enrolamentos formam uma matriz diagonal $[R]$.

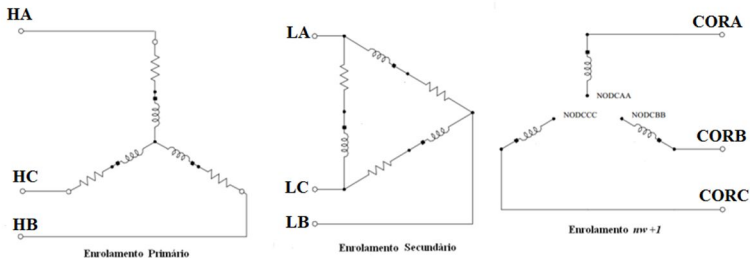
2. No modelo HYBRID a indutância de dispersão é modelada de forma similar ao modelo BCTRAN, mas a matriz de indutância inversa $[A]$ tem uma dimensão $(nw + 1) * np$ onde nw é o número físico de enrolamentos, o núcleo é ligado ao $(nw + 1)$ enrolamento, e np é o número de fases. Os termos de $[A]$ representam o acoplamento magnético entre os enrolamentos, isto é, entre as bobinas na mesma coluna do núcleo e pode incluir os efeitos das componentes de sequência, tanto positiva e zero. A seguir é apresentada uma estrutura para a matriz $[A]$ de um transformador

trifásico de dois enrolamentos (MORK, GONZALEZ, *et al.*, Jan. 2007):

$$A = \begin{bmatrix} A & B & C \\ A_w & 0 & 0 \\ 0 & A_w & 0 \\ 0 & 0 & A_w \end{bmatrix} \text{ onde } A_w = \begin{bmatrix} P & S & C \\ a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}$$

Onde A, B e C são as três fases e P, S e C significam primário, secundário, e enrolamento do núcleo (fictício) $nw + 1$. Na Figura 31 mostra-se um exemplo de conexão dos enrolamentos.

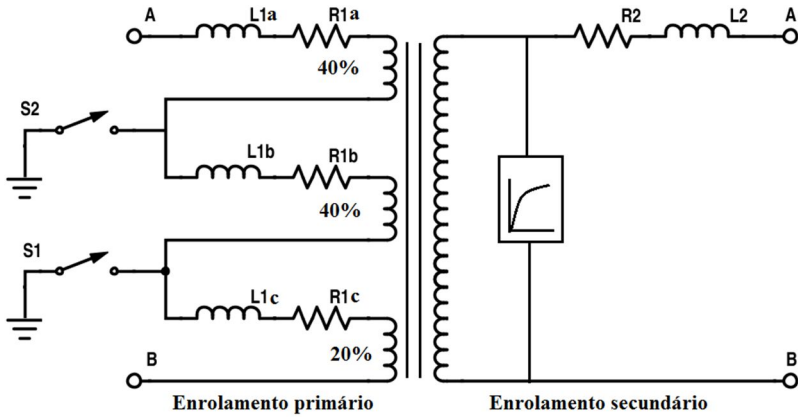
Figura 31 – Conexão enrolamentos mais enrolamento do núcleo $nw+1$.



Fonte: (MORK, GONZALEZ e ISHCENKO, 2005).

3. Para o modelo SATURA usa-se a metodologia utilizada no trabalho de Segatto, *et al.* (2001) onde os dados de indutância de dispersão e resistência dos enrolamentos que foram divididos e que são representados como ilustrado na Figura 32.

Figura 32 – Representação dos enrolamentos do transformador por fase.

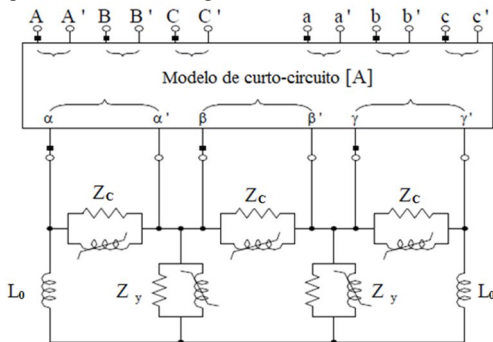


Fonte: (SEGATTO, TAVARES, *et al.*, 2001).

3.2.5 Representação do núcleo

1. A representação do núcleo utilizada no modelo HYBRID é obtida através do uso do princípio da dualidade. Isto cria uma representação não linear topologicamente correta do núcleo onde cada coluna Z_c e jugo Z_Y são representados por uma resistência de perdas no núcleo em paralelo com uma indutância não linear (saturável). O modelo é ligado às terminais $\alpha - \beta - \gamma$ do enrolamento $nw + 1$ da matriz $[A]$, como mostrado na Figura 33 para um transformador tipo *core* de três colunas.

Figura 33 – Núcleo ligado ao $nw + 1$ enrolamento.



Fonte: (MORK, GONZALEZ, *et al.*, Jan. 2007).

Os caminhos de fluxo de seqüência zero através do tanque são representados por um indutor linear L_0 . Para núcleos tipo *core* de cinco colunas o indutor L_0 é substituído por indutâncias saturáveis.

A reatância entre o núcleo e os enrolamentos primário e secundário é estimada como feito por MORK, *et al.* (2007). Para o caso de um transformador de dois enrolamentos concêntricos, tem-se:

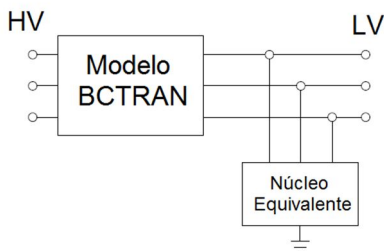
$$X_{2c} \approx 0,5X_{21} \quad (68)$$

$$X_{1c} \approx 2X_{21} \quad (69)$$

Uma vez que os enrolamentos primário e secundário são divididos em sub-enrolamentos, para simular faltas internas, o processo dos itens 3.2.2 e 3.2.3 devem ser aplicados em (68) e (69) para calcular a reatância entre seções e o enrolamento do núcleo ($nw + 1$).

2. No modelo BCTRAN o comportamento do núcleo é considerado pela adição de elementos não lineares (resistência e indutância) ligados ao terminal apropriado do transformador (ou seja, os enrolamentos que se encontram mais próximos do núcleo, normalmente o de baixa tensão), como mostrado na Figura 34.

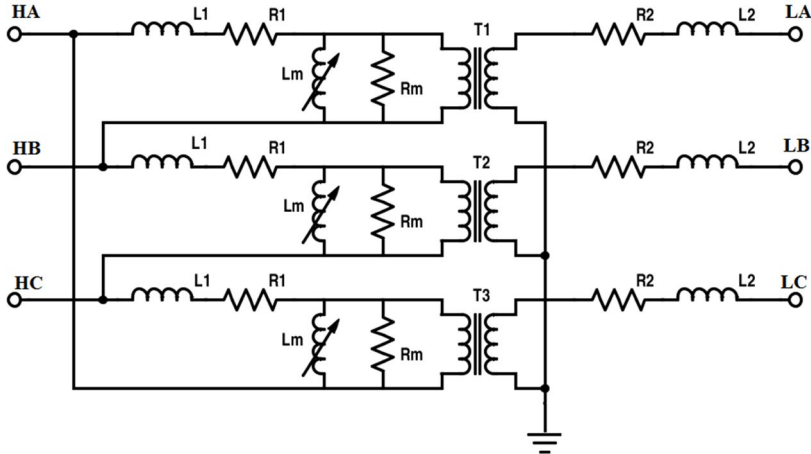
Figura 34 – a) Modelo BCTRAN com núcleo ligado externamente.



Fonte: (AVENDAÑO CECEÑA, 2011).

3. No modelo SATURA, a representação mostrada no item 2.4.7, pode ser estendida para representar transformadores trifásicos pela modelagem de três unidades monofásicas idênticas, onde o núcleo está limitado a um reator não linear (saturável) no circuito do enrolamento de HV, como mostrado na Figura 35.

Figura 35 – Modelo SATURA com núcleo ligado externamente.



Fonte: (EMTP/ATP, Jul. 1987).

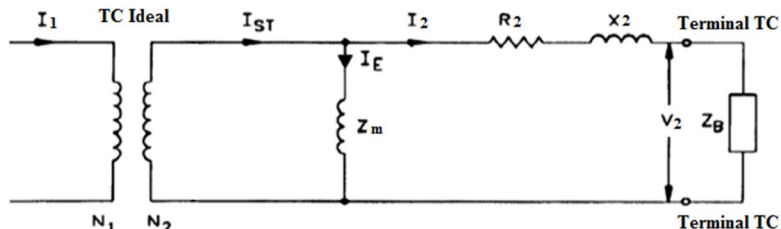
3.3 MODELAGEM DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE

Um transformador de corrente (TC) é um equipamento fundamental na medição e proteção dos sistemas elétricos de potência. Seu objetivo é reproduzir proporcionalmente em seu circuito secundário a corrente de seu circuito primário, quando o sistema estiver em condições normais de operação e durante perturbações. No mesmo transformador pode ser instalado mais de um núcleo, sendo alguns destinados a uso de medição e outros para uso em esquemas de proteção. Tipicamente, um núcleo usado para medição pode sofrer saturação para correntes acima de cinco vezes a nominal, de forma a proteger os equipamentos de medição. Já um núcleo usado em esquemas de proteção opera nas regiões de correntes elevadas acima de cinco vezes a nominal (MIGUEL, 2011).

Na Figura 36 é apresentado o esquema equivalente do transformador de corrente. A corrente primária, I_1 , é transformada pela relação de espiras entre o primário e secundário, N_1/N_2 respectivamente, resultando a corrente I_{ST} . Os parâmetros R_2 e X_2 são a resistência e indutância de dispersão do enrolamento secundário, por onde flui a corrente de carga I_2 . A impedância de dispersão do enrolamento primário e a parte reativa do enrolamento secundário são desprezadas por não afetar substancialmente os cálculos. A impedância

da carga (ou *burden*) será formada pela impedância do cabo mais a impedância dos medidores ou relés conectados (IEEE-C37-110, 2008).

Figura 36 – Circuito equivalente do transformador de corrente.



Fonte: (IEEE-C37-110, 2008).

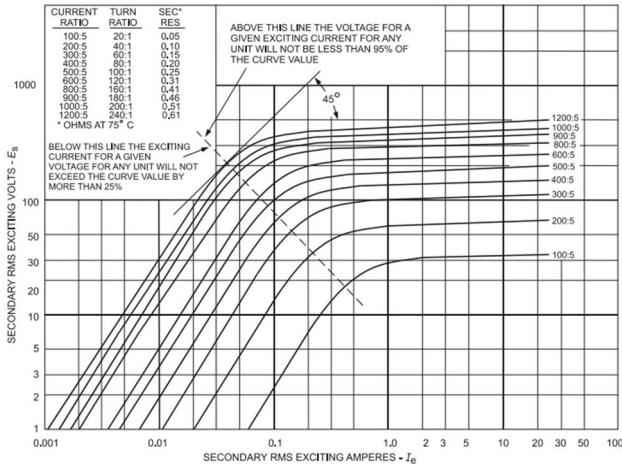
Pode-se observar, no modelo da Figura 36, que a corrente que o enrolamento secundário entrega ao medidor ou relé será a corrente I_{ST} menos a corrente de magnetização I_E , que representa a magnetização do núcleo. A corrente de magnetização depende das características do material usado para a construção do núcleo.

Quando a tensão, V_2 , através da carga do TC é baixa, a corrente de excitação é baixa. A forma de onda da corrente secundária não terá nenhuma distorção apreciável. Na medida em que a tensão através do enrolamento secundário do TC aumenta, seja porque a corrente de carga aumenta, o fluxo no núcleo do TC também irá aumentar.

Eventualmente, o TC vai operar onde se tem um aumento de corrente desproporcional. Quando o núcleo do TC está entrando na região de saturação magnética, a operação a partir deste ponto irá resultar em um aumento do erro de relação e uma onda de corrente secundária distorcida (IEEE-C37-110, 2008).

A Figura 37 mostra um conjunto típico de curvas de excitação para núcleos de medição e proteção.

Figura 37 – Curva de saturação típica.



Fonte: (IEEE-C57-13, 2008).

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo apresentou-se o estado de arte da modelagem de faltas entre espiras, onde se ressalta que o modelo mais usado é o proposto no trabalho de Bastard *et al.* (1994). Também discorreu-se de forma geral sobre a modelagem do transformador de corrente e parâmetros mínimos a considerar, sendo este um equipamento essencial para adaptar correntes que circulam no primário do transformador a níveis adequados aos relés

O fundamento principal para modelar faltas entre espiras em transformadores é o cálculo da reatância de dispersão. Neste capítulo foram apresentadas três metodologias de cálculo da reatância de dispersão: 1) ensaios experimentais de curto-circuito e em vazio, e dados de placa; 2) equações analíticas; e 3) método de elementos finitos.

Os modelos HYBRID, BCTRAN e SATURA a serem usados para modelar as faltas entre espiras, abordam diferentes metodologias na representação dos elementos do núcleo e de curto-circuito, mas na divisão dos enrolamentos, usa-se o mesmo conceito da proporcionalidade.

No próximo capítulo é descrita a metodologia da implementação computacional no ATP dos modelos para simular faltas internas e energização do transformador e o cálculo da indutância de dispersão por

elementos finitos no FEMM (*Finite Element Method Magnetics*) aplicado a um transformador real.

4 IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL

O objetivo deste capítulo é apresentar a metodologia de implementação computacional dos modelos para faltas internas no EMTP/ATP, além do uso de outras ferramentas necessárias para o seu desenvolvimento. Com a construção desses modelos é possível realizar simulações computacionais de casos que na realidade não estão disponíveis no software.

Apresentam-se algumas considerações gerais e de algumas outras rotinas e/ou interfaces para introdução de dados no EMTP/ATP.

4.1 ASPECTOS GERAIS DO EMTP/ATP

O EMTP é um programa computacional utilizado para simular transitórios eletromagnéticos, desenvolvido para o domínio público no BPA (*Bonneville Power Administration*) de Portland, Oregon, antes da iniciativa comercial do EPRI (*Electric Power Research Institute*). Foi desenvolvido por Herman W. Dommel na década de 60, com base no trabalho de Frey e Althammer (*Brown Boveri, Switzerland*), em Munique, Alemanha. O programa é utilizado para simular transitórios eletromagnéticos, eletromecânicos e sistemas de controle em uma rede multifásica de um sistema elétrico de potência qualquer.

Por outro lado o ATP é um programa que se baseia em uma versão do EMTP adaptada e completamente livre, distribuído em diferentes partes do mundo pelo grupo de usuários do EMTP. Desde o ano 1984 o programa ATP tem sido continuamente desenvolvido por meio de contribuições internacionais de vários especialistas e, atualmente, é considerado um dos programas universais mais utilizados para simulação digital de fenômenos transitórios de natureza eletromagnética e eletromecânica (AVENDAÑO CECEÑA, 2011).

O ATPDraw (Pré-processador Gráfico de ATP) é um pré-processador gráfico desenvolvido pelo Dr. Hans Kristian Hoidalen da Universidade de Noruega de Ciência e Tecnologia (NTNU), em Trondheim, Noruega. O ATPDraw gera o arquivo de entrada no ATP para a simulação. Com este programa, o usuário pode interativamente construir modelos digitais utilizando componentes de um pacote de objetos pré-definidos. Pode-se também criar novos objetos usando programação em MODELS.

4.2 MODELOS PARA MODELAGEM DE FALTAS

Os modelos de faltas internas desenvolvidos em ATPDraw para o transformador em estudo, utilizam o procedimento explicado no capítulo 3. Como os fenômenos de estudo (curto-circuito e energização) são de baixa frequência, de acordo com a Tabela 2, considera-se na modelagem os parâmetros de dispersão na representação de curto-circuito e os parâmetros de saturação na representação do núcleo.

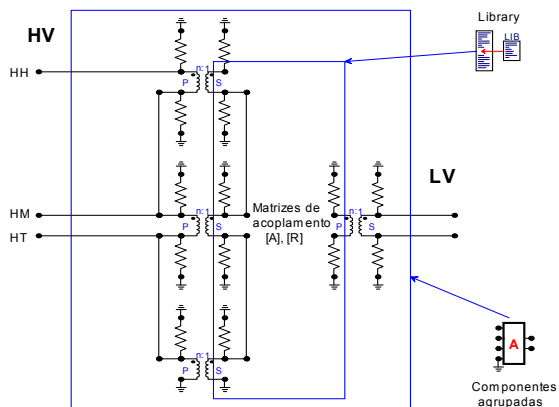
Para permitir a simulação de faltas espira-espira e espira-terra, os enrolamentos HV e LV são divididos em três seções, seguindo o procedimento dos itens 3.2.2 e 3.2.3.

4.2.1 Modelo HYBRID

4.2.1.1 Representação de curto-circuito

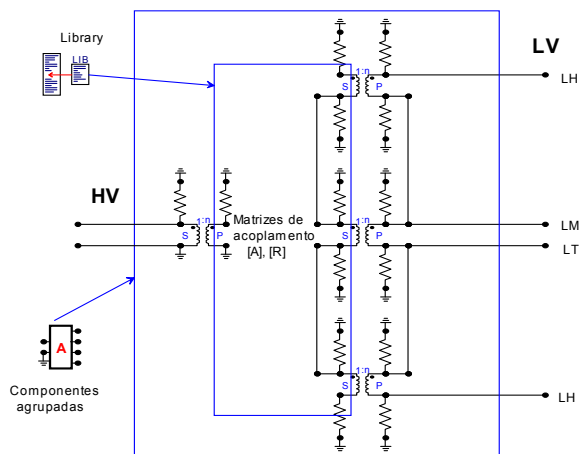
Para o cálculo das reatâncias de dispersão entre seções, e entre seções e o núcleo para o modelo HYBRID é usada uma rotina desenvolvida no *software* MATLAB, e assim são obtidas as matrizes [A] e [R] que serão os dados de entrada para o componente *library*, mostrado na Figura 38. As conexões entre os pontos HH, HM e HT serão as que levarão a realizar as faltas. Os transformadores ideais tem uma razão de transformação unitária e são utilizados para ter disponíveis os terminais superior e inferior de cada sub-enrolamento incluído na matriz [A]. As resistências mostradas na figura têm valores grandes ($1E8 \Omega$) e são conectadas para evitar problemas de singularidade no processo de solução numérica do ATP causado pelos transformadores ideais (DOMMEL, Agosto 1986).

Figura 38 – Arranjo interno em ATPDraw dos sub-enrolamentos na fase A no primário.



De forma similar é realizado o arranjo para realizar faltas no lado LV, como pode ser visto na Figura 39. As conexões entre os pontos LH, LM e LT serão as que levarão a realizar as faltas dos casos desejados. Os componentes do quadro exterior são agrupados para ter facilidade de manipulação no sistema onde será conectado o transformador.

Figura 39 – Arranjo interno em ATPDraw dos sub-enrolamentos na fase A no secundário.



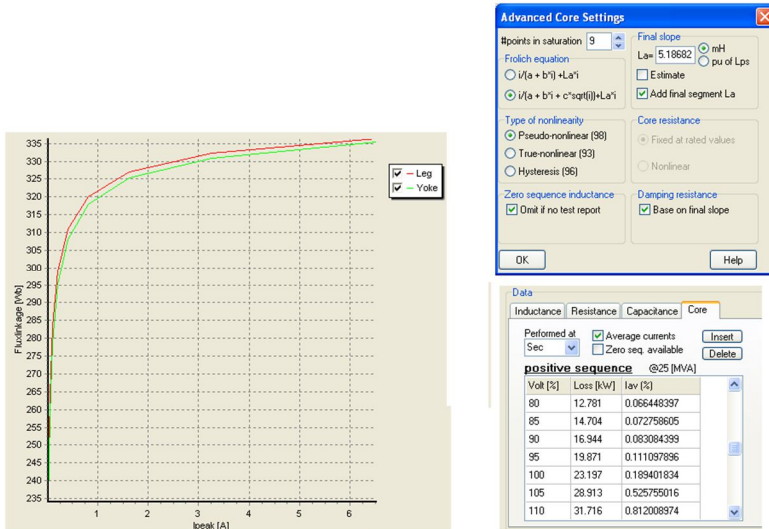
4.2.1.2 Representação do núcleo

A representação do núcleo elaborado para o modelo HYBRID é implementado no ATPDraw em duas etapas. Primeiramente são usados dados de ensaios em vazio do transformador com diferentes níveis de excitação como entrada no XFMR (Modelo HYBRID não modificado) para o cálculo da curva de saturação.

Internamente no XFMR existe um módulo ou rotina de cálculo da característica não linear da coluna e o jugo, onde seu princípio é o uso da equação de Frolich (HØIDALEN e PRIKLER, 2009).

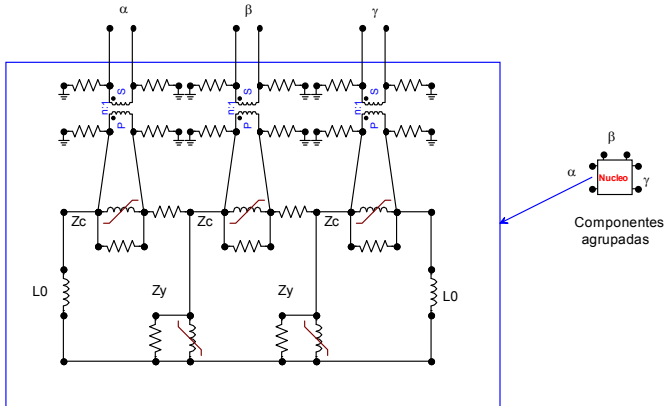
Observa-se na Figura 40 a curva de saturação do núcleo do transformador de 25 MVA usado neste trabalho, os dados de ensaios em vazio e o módulo de configurações para o núcleo.

Figura 40 – Característica de saturação e parâmetros de entrada no XFMR.



Depois de calculada a curva de saturação, a segunda etapa consiste em extrair os valores de resistência, indutância linear e indutância não linear do arquivo .lis do XFMR gerado pelo ATPDraw. Com esses valores é implementada de forma prática a representação a ser conectada ao modelo de curto-circuito, anteriormente detalhado. Na Figura 41 é mostrada a implementação, onde Z_c e Z_y representam as não linearidades das colunas e dos jugos do núcleo respectivamente, e L_0 representa o caminho de sequência zero através do tanque.

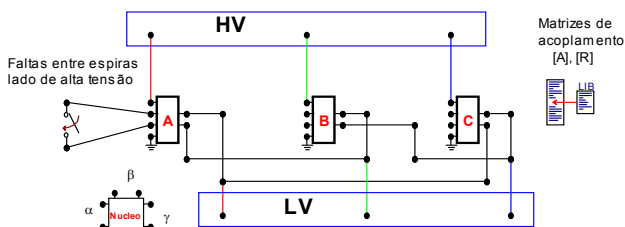
Figura 41 – Implementação do Núcleo ligado ao $(nw+1)$ enrolamento

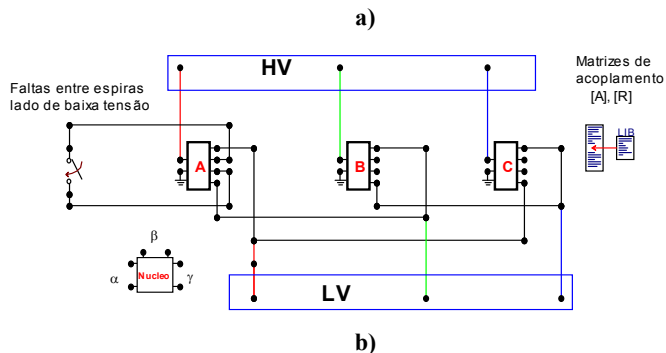


A conexão do núcleo com o modelo de curto-circuito é realizada através de transformadores ideais com razão de transformação unitária, onde os terminais α, β, γ são ligados no enrolamento $(nw+1)$ do núcleo. Sua ligação é feita utilizando os nomes dos nós terminais dos transformadores ideais e da reatância entre o núcleo e os enrolamentos primários e secundários calculada com as equações (68) e (69).

O modelo completo implementado em ATPDraw para a realização das faltas internas entre espiras sendo simuladas na fase A do enrolamento HV e LV, mas com possibilidades de realizar-se na fase B e C, é mostrado na Figura 42. Além disso, o modelo do transformador é construído de forma monofásica e as conexões são feitas externamente. A conexão para o transformador usado neste trabalho e mostrado na figura é YD1, mas tem-se a possibilidade de mudar as conexões dependendo da necessidade em particular.

Figura 42 – Modelo HYBRID de faltas internas implementado no ATPDraw. a) Faltas HV. b) Faltas LV





4.2.2 Modelo BCTRAN

4.2.2.1 Representação de curto-circuito

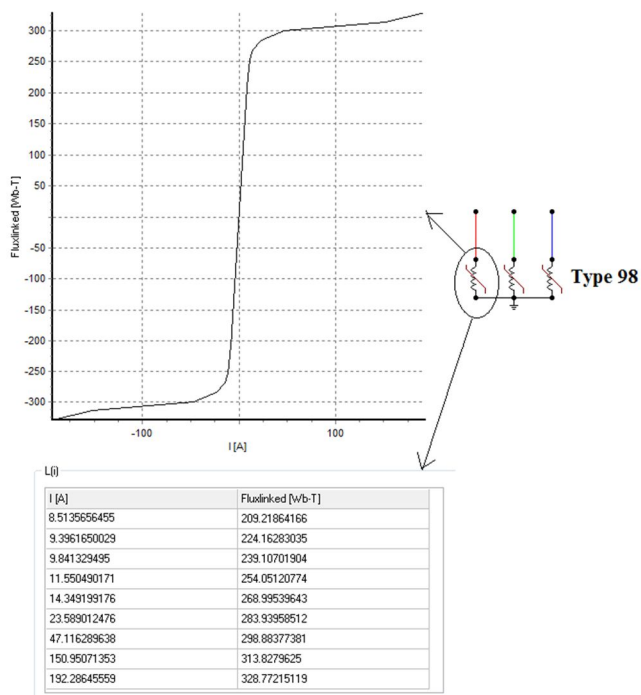
Com relação ao modelo BCTRAN, a implementação da representação de curto-circuito é igual à vista no modelo HYBRID, mas o cálculo das matrizes $[A]$ e $[R]$ muda conforme explicado no item 3.2.4. Depois do cálculo das matrizes com a rotina no MATLAB, ingressam-se na componente *library* do ATPDraw.

4.2.2.2 Representação do núcleo

No modelo BCTRAN o núcleo é conectado externamente no terminal de alta tensão. Para a implementação no ATPDraw, inicialmente se utiliza a rotina LOSSY SATURATION no ATP para produzir a característica fluxo-corrente (valores de pico) com entrada de tensões e correntes (valores em RMS). Esta rotina calcula e gera um arquivo de saída .lis com os dados dos três indutores a serem conectados em cada fase. Dessa forma é obtida a representação da saturação do transformador.

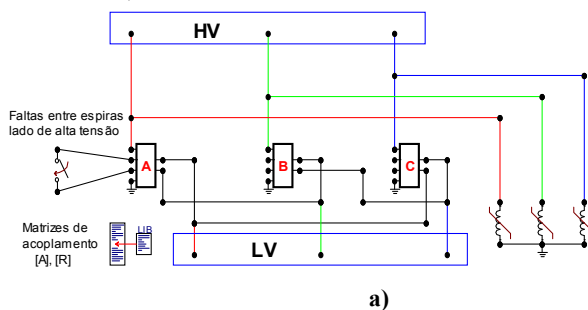
Através dos ensaios em vazio do transformador e seguindo o procedimento indicado por Hevia (2001) é realizado o modelo de saturação do transformador, como mostrado na Figura 43, onde o componente no ATPDraw é conhecido como *type 98*.

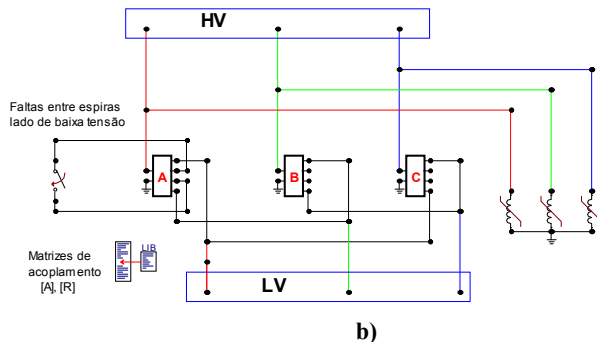
Figura 43 – Implementação do Núcleo para modelo BCTRAN



Dessa forma o modelo completo BCTRAN implementado em ATPDraw para realizar faltas internas entre espiras é apresentado na Figura 44.

Figura 44 – Modelo BCTRAN de faltas internas implementado no ATPDraw. a) Faltas HV. b) Faltas LV





4.2.3 Modelo SATURA

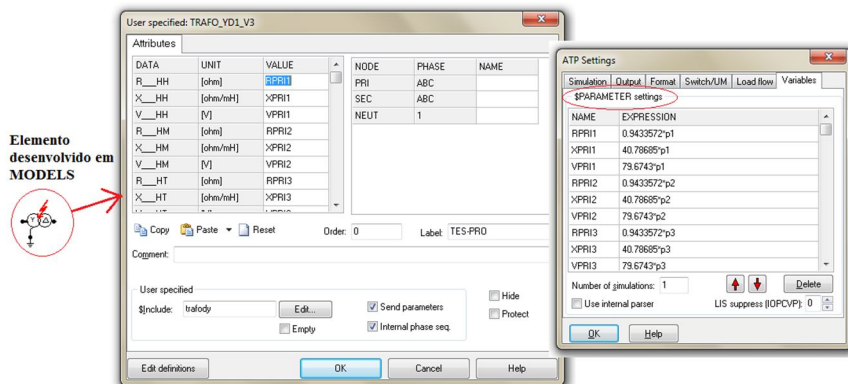
Para implementar o modelo SATURA visando a simulação de faltas internas é criado um novo componente utilizando-se o procedimento DBM (*Data Base Module*) explicado no *Rule Book* (1987) e a linguagem de simulação MODELS, que permite escrever um modelo, ficando o ATPDraw responsável da inserção das variáveis de entrada e saída no programa ATP (MIGUEL, 2011).

4.2.3.1 Representação de curto-circuito

No modelo SATURA a representação de curto-circuito é feita calculando a indutância e a resistência do primário e do secundário, respectivamente. Esses dados são usados como entrada no modelo de transformador desenvolvido na MODELS. Apresenta-se na Figura 45 o novo componente para realizar faltas internas entre espiras no lado HV e LV. Internamente o modelo do transformador também possui disjuntores para realização das faltas entre espiras.

Os valores de indutâncias e resistências dos sub-enrolamentos segundo a porcentagem de falta desejada, são calculados internamente no ATP usando variáveis suportadas pela característica \$PARAMETER.

Figura 45 – Modelo SATURA de faltas internas implementado no ATPDraw.



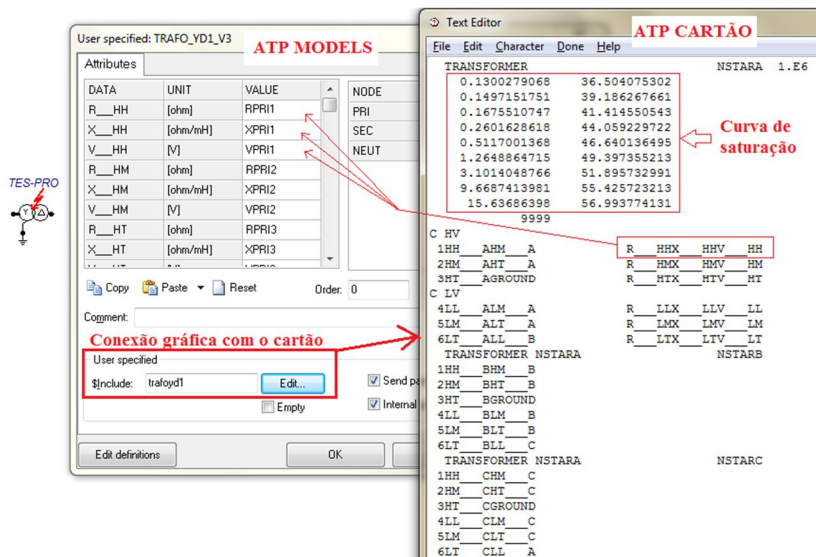
4.2.3.2 Representação do núcleo

A representação do núcleo no modelo SATURA é similar ao modelo BCTRAN, onde a curva de saturação é conectada no terminal onde foi realizado o ensaio em vazio (neste caso no secundário). A principal diferença para este modelo é que a curva de saturação é calculada com a rotina interna SATURA do ATP e conectada como um indutor não linear *type 98* internamente.

Como este modelo foi criado na linguagem MODELS, todas suas componentes encontram-se no mesmo arquivo cartão (*Branch card*) que faz a conexão com o objeto gráfico. Na Figura 46 são apresentados os dados da representação do núcleo na interface gráfica que conecta com o cartão.

Pode-se ver, por exemplo, que as variáveis R__HH, X__HH e V__HH são a resistência, a reatância e a tensão do sub-enrolamento HH. Os subscritos HH, HM e HT são a nomenclatura dada a cada uma das partes em que foi dividido o enrolamento primário.

Figura 46 – Implementação do Núcleo para modelo SATURA.



Portanto, a representação completa do modelo SATURA (curto-circuito e núcleo) foi implementada de maneira conjunta em apenas um componente.

4.3 MODELO DO TRANSFORMADOR DE CORRENTE

O transformador de corrente será modelado no ATPDraw fundamentalmente com uma indutância não linear tipo 98 (representação do núcleo do transformador) conectada a um dos terminais de um transformador ideal com relação de 1:n, ou seja, os terminais S_1 e S_2 do modelo do transformador ideal serão conectados ao circuito de alta tensão e os terminais P_1 e P_2 serão conectados ao circuito secundário do TC. A impedância da carga (ou *burden*) será formada pela impedância do cabo mais a impedância dos medidores ou relés conectados e será conectada em paralelo com a indutância não linear.

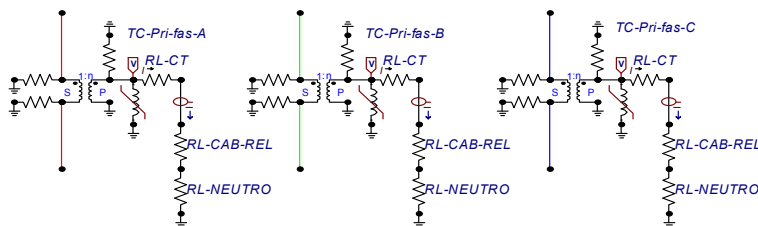
Neste modelo são calculadas as correntes máximas nominais no primário e no secundário do transformador de potência e com esses valores selecionam-se as curvas típicas na norma IEEE-C57-13, (2008) para a representação da indutância não linear.

A característica não linear da indutância não linear da representação do núcleo do TC é dada em Tensão-Corrente (V-I). Faz se

necessário converter os dados V-I em Fluxo-Corrente (Wb-I). Usa-se a rotina LOSSY SATURATION do ATP para realizar o cálculo da curva de saturação em Wb-I.

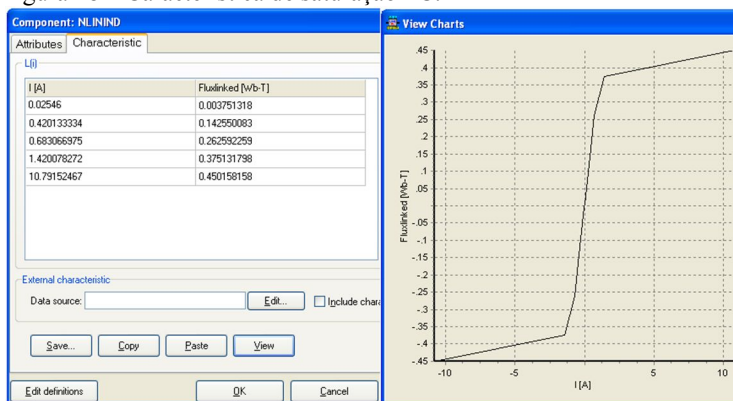
Na Figura 47 é mostrado o modelo do TC implementado no ATPDraw para medição das correntes de cada uma das fases no lado primário. Similarmente conectam-se no lado secundário. A curva de saturação do TC e a relação de transformação dos transformadores ideais são calculadas de acordo com o transformador de potência em análise. Foi usada uma relação de TC de 150:5 e 1500:5 para o primário e secundário, respectivamente. Considerou-se um cabo de 12 mm² desde o TC ao painel de 150 m de comprimento.

Figura 47 – Modelo do transformador de corrente.



A Figura 48 apresenta a característica não linear implementada no ATPDraw com o componente *type 98*.

Figura 48 – Característica de saturação TC.



4.4 MODELO DE CÁLCULO DE REATÂNCIA DE DISPERSÃO

4.4.1 Método de elementos finitos

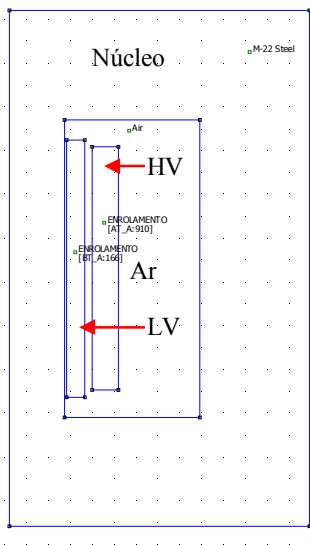
Fenômenos eletromagnéticos são descritos pelas equações de Maxwell, mas sua solução analítica em equipamentos com geometrias complexas é inexequível. Uma alternativa para este problema é a utilização do método dos elementos finitos para uma solução com suficiente precisão.

Para a utilização do método dos elementos finitos o objeto de estudo deve ter sua geometria dividida em várias partes, que são os elementos finitos. Essa subdivisão é chamada malha, sendo geralmente constituída, no caso bidimensional, de triângulos ou quadriláteros (ROSENTINO JUNIOR, 2010).

Neste trabalho selecionou-se o pacote computacional FEMM para o cálculo da indutância de dispersão. O método de elementos finitos é usado neste estudo para averiguar se os valores de geometria do núcleo e dos enrolamentos recebidos do fabricante eram realmente os valores usados na construção do transformador ensaiado. Assim, o valor da reatância obtido via FEMM é comparado com o valor obtido analiticamente e com o valor medido.

Embora o transformador seja trifásico, para o cálculo da indutância de dispersão por fase é apenas modelada uma única fase como mostrado na Figura 49. O enrolamento LV encontra-se internamente rodeado pelo enrolamento HV.

Figura 49 – Domínio de cálculo representando uma fase do transformador usado no software FEMM.



O problema do diagrama do transformador, descrito na Figura 49, é resolvido em um sistema cartesiano. O cálculo é realizado considerando um metro de profundidade na direção z (direção perpendicular à página); aproximação válida para enrolamento com diâmetro grande. Por exemplo, a energia calculada na área do enrolamento é multiplicada pelo seu comprimento médio para obter a energia total armazenada nele. Para enrolamentos de diâmetro menor, modelos axi-simétricos devem ser usados para obter resultados mais precisos (KULKARNI e KHAPARDE, 2004).

No FEMM são definidos os materiais para cada uma das regiões: aço para o núcleo; cobre para os enrolamentos HV e LV; e ar para a janela do núcleo. Para os enrolamentos HV e LV estabelecem-se as correntes nominais e o número de espiras.

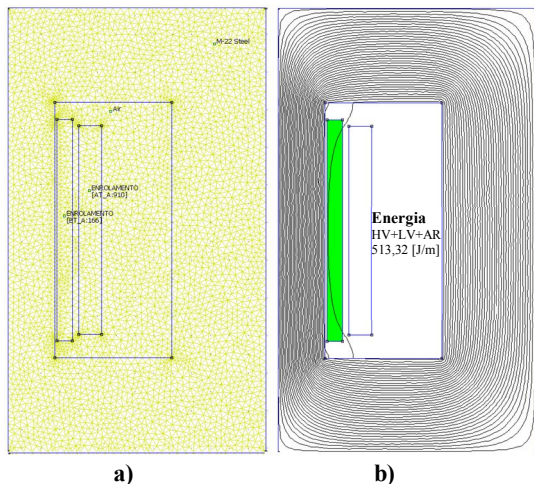
No cálculo da reatância, considera-se que o aço do núcleo tem permeabilidade magnética infinita e aplica-se condição de contorno de Dirichlet (potencial vetor magnético nulo) em todo o contorno (fronteira) do domínio de cálculo. Essa condição implica que o fluxo magnético fica confinado dentro do domínio de cálculo, como pode ser observado na Figura 50 b).

Depois de realizado o desenho e definido os materiais, gera-se a malha de elementos finitos, como mostrado na Figura 50 a). Quanto

menor for o tamanho dos elementos da malha de discretização mais precisa será a solução.

Após a discretização, executa-se a simulação. A Figura 50 b) apresenta o núcleo com as linhas de fluxo magnético e o valor da energia do campo magnético da janela do núcleo.

Figura 50 – Modelo em FEMM: a) Malha de elementos finitos; b) Densidade de fluxo magnético.



Após realizada a simulação, calcula-se a reatância de dispersão como segue:

Calcula-se a energia por metro de profundidade do enrolamento LV, HV e do ar na janela do núcleo. A energia do núcleo é desprezada. Em seguida, multiplica-se a energia por metro de profundidade pelos valores dos comprimentos médios das espiras (π * diâmetros médios) correspondentes, como mostrado na Tabela 3.

Tabela 3 – Energia em Joule por metro de profundidade

Parte	Energia por metro de profundidade [J/m]	Diâmetro médio [m]	Energia em Joule: π *(diâmetro médio)* Energia por metro de profundidade
Ar	267,63	0,721	606,28
LV	205,74	0,605	391,04
HV	39,92	0,875	109,73
Energia total [W_m]			1107,06

Com a energia total obtida, calcula-se a indutância de dispersão com a equação (46):

$$L = \frac{2W_m}{I^2}$$

Onde,

$$I = \frac{25 \text{ MVA}}{\sqrt{3} * 138 \text{ kV}} = 104,59 \text{ A}$$

$$L = \frac{2 * 1107,06}{104,59^2} = 0,202 \text{ H}$$

Finalmente, é calculada a reatância de dispersão com $X = 2\pi fL$,

$$X = 2\pi * 60 * 0,202 = 76,30 \text{ } \Omega$$

4.4.2 Dimensões internas e Ensaio de curto-circuito

O cálculo da indutância de dispersão através de dimensões internas e ensaios de curto-circuito são realizados mediante uma rotina desenvolvida no *software* MATLAB. Para isso, considerou-se a metodologia dos itens 3.2.1.1 e 3.2.1.2.

Na Tabela 4 é mostrada a comparação das reatâncias referidas ao lado HV, onde os resultados obtidos analiticamente e numericamente (FEMM) são comparados com o resultado do ensaio (valor de referência). Esses resultados são usados como dados de entrada nas diferentes abordagens usadas nos modelos.

Tabela 4 – Comparação reatâncias de curto-circuito

Abordagem	Ensaio	Analítico	FEMM
Reatância [Ω]	81,57	77,47	76,30
Erro [%]	0,0	4,69	6,46

Analisando o resultado do FEMM, verifica-se que as geometrias do núcleo e dos enrolamentos fornecidas pelo fabricante condizem com os valores das geometrias usadas na fabricação do transformador ensaiado.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Apresentaram-se neste capítulo os aspectos referentes à implementação computacional no ATPDraw dos modelos a serem utilizados para realização de faltas entre espiras e a modelagem dos TCs para as medições das correntes necessárias para os testes no relé digital. Explicam-se também as metodologias de cálculo da indutância de dispersão, grandeza muito relevante na análise de curto-circuito.

Além disso, é implementado o comportamento não linear do núcleo do transformador para analisar correntes de *inrush* com cada um dos modelos apresentados.

Após ter feita a implementação computacional serão realizados casos de simulação de eventos que poderiam acontecer no sistema na operação normal.

As correntes medidas nos TCs tornam-se a base fundamental para a realização de testes na proteção diferencial do transformador e avaliação do seu desempenho. Por conseguinte, faz-se necessário o estudo e a análise das técnicas de proteção do transformador, como será apresentado no capítulo 5 a seguir.

5 PROTEÇÃO DE TRANSFORMADORES

5.1 INTRODUÇÃO

O transformador de potência é um dos elementos mais importantes do sistema de transmissão e distribuição. A escolha de uma proteção adequada pode estar condicionada por considerações econômicas ou pelo tamanho do transformador.

Não existe uma maneira padronizada para proteger todos os transformadores. A maioria das instalações requer da análise individual para determinar o melhor esquema de proteção, mais efetivo e menos caro. Normalmente, é tecnicamente viável mais de um esquema e as alternativas podem oferecer diferentes graus de sensibilidade, velocidade e seletividade. O esquema selecionado será o que permita um bom equilíbrio e boa combinação destes três elementos, assim como um custo razoável e atender os requisitos mínimos das normas e concessionárias.

Na proteção de transformadores deve-se considerar uma proteção de retaguarda, uma vez que a falha de um relé ou disjuntor associado com o transformador durante um curto-circuito pode causar um dano de magnitude tal, que não seja possível uma reparação economicamente rentável.

Os transformadores e autotransformadores, em geral, estão sujeitos a curtos-circuitos internos que são protegidos com relés diferenciais percentuais ou de alta impedância e relés de acúmulo de pressão. Os transformadores também estão sujeitos a sobrecorrentes por faltas externas, contra as quais são protegidos com relés de sobrecorrente. Além disso, os transformadores podem sofrer sobreaquecimentos e sobrecarga que podem ser detectadas com resistências, sensores de temperatura e relés de sobrecarga, respectivamente.

Proteção de sobrecorrente com fusíveis ou relés foi o primeiro tipo de proteção contra faltas em transformadores e continua sendo utilizado em transformadores de pequena capacidade. O princípio diferencial para proteção do transformador foi introduzido pela conexão de relés de sobrecorrente de tempo inverso em paralelo com os secundários dos transformadores de corrente (ver Figura 51). O princípio diferencial percentual foi imediatamente aplicado à proteção do transformador proporcionando excelentes resultados na melhoria da segurança da proteção diferencial para faltas externas com saturação do TC (HARLOW, 2007).

Os relés digitais multifuncionais possuem funções de proteção como sobrecorrente temporizada de fase e neutro, diferencial porcentual, subtensão, sobretensão, sobre-excitação, funções relacionadas à presença de gases (válvula de segurança, relé buchholz), etc. Além das funções citadas os relés têm facilidades adicionais como possibilidade de uso de múltiplos grupos de ajustes, flexibilidade de implementação de lógicas específicas, entre outras.

Relés diferenciais são propensos à falha de operação na presença de correntes de energização do transformador, que resultam dos transientes no fluxo magnético do núcleo do transformador. Rapidamente reconheceu-se que o conteúdo harmônico da corrente diferencial, fornecia informação que ajudou diferenciar correntes de faltas de correntes *inrush*. Muitos relés diferenciais de transformadores modernos usam restrição por harmônicas ou bloqueio (HARLOW, 2007). No entanto, deve-se ressaltar que sua eficácia é dependente do ajuste adequado das funções de proteção.

Os ajustes das funções de proteção delimitam situações consideradas normais, quando a atuação do relé seria considerada um erro, das situações de falta, quando a não atuação do relé poderia causar danos severos ao equipamento sendo protegido, a equipamentos vizinhos e as pessoas que eventualmente estejam próximas. Para definir alguns ajustes das funções de proteção, simulações de situações de operação normal e de faltas são essenciais. Em relação às faltas, o ideal é que as simulações possibilitem a análise tanto do período transitório quanto do regime permanente. Para as simulações torna-se necessário modelar não somente o equipamento sendo protegido, mas também o sistema onde ele está inserido.

Para proteção de alguns elementos do sistema, em particular as linhas de transmissão de alta tensão, a alta velocidade de atuação é muitas vezes crítica para preservar a integridade do sistema, limitar os danos ao equipamento torna-se por vezes um benefício secundário. Com transformadores, no entanto o alto custo de reparação ou substituição e a possibilidade de uma falta violenta ou incêndio envolvendo equipamento adjacente, faz-se limitar os danos um objetivo importante. Sensíveis sistemas de proteção de alta velocidade podem reduzir os danos e, conseqüentemente, reduzir os custos de reparo (IEEE-C37-91, 2008).

Os enrolamentos elétricos e o núcleo magnético de um transformador estão sujeitos a um número de diferentes forças durante a operação, tais como: expansão e contração devido a ciclos térmicos, vibração, aquecimento local devido ao fluxo magnético, forças devido

ao fluxo de correntes de falta, aquecimento excessivo devido à sobrecarga ou refrigeração inadequada. Essas forças podem causar degradação e faltas do isolamento elétrico dos enrolamentos do transformador. Para este equipamento tão importante no sistema de potência são necessários dispositivos de monitoramento e proteção mecânica e elétrica (IEEE-C37-91, 2008). Na Tabela 5 são apresentados os dispositivos de proteção que normalmente são usados para os transformadores.

Tabela 5 – Identificação numérica dos dispositivos de proteção

Número do dispositivo	Descrição
24	Relé contra sobre-excitação ou Volts por Hertz (V/Hz)
26	Dispositivo térmico de proteção do equipamento
46	Relé de inversão de fases ou desequilíbrio das correntes de fase
49	Relé térmico de máquina ou transformador
50	Relé de sobrecorrente instantâneo
50N	Relé de sobrecorrentes instantâneo de Neutro
51	Relé de sobrecorrente temporizado em CA (corrente alternada)
51G	Relé de sobrecorrente temporizado de Terra
51N	Relé de sobrecorrente temporizado de Neutro
51NB	Relé Backup de sobrecorrente temporizado de Neutro
51NT	Relé de sobrecorrente temporizado com controle de Torque
52	Disjuntor de corrente alternada
59	Relé de sobretensão
60	Relé de balanceamento de tensão
63	Relé de pressão, ou de nível, ou de fluxo de líquido ou gás
64	Relé de proteção de terra
67	Relé de sobrecorrente direcional em CA
67G	Relé de sobrecorrente direcional de terra (instantâneo ou temporizado)
86	Relé de bloqueio de religamento
87	Relé de proteção diferencial
87G	Relé de proteção diferencial de terra

Fonte: IEEE-C37-91 (2008)

Contudo, esse capítulo descreve uma abordagem para o relé de proteção diferencial de sequência positiva (87) do transformador usando somente entradas de corrente e o desenvolvimento de uma função lógica com sinais digitais de controle (*Relay Word Bits*) das correntes de sequência negativa disponíveis no relé. A abordagem combinada garante a segurança para faltas externas e *inrush*, além da melhora na sensibilidade para faltas internas entre espiras sob condições de carga pesada.

5.2 PROTEÇÃO DIFERENCIAL DO TRANSFORMADOR

5.2.1 Proteção Diferencial Básica

A proteção diferencial, o melhor princípio de proteção, baseia-se na lei de Kirchhoff para as correntes, ou seja, a soma algébrica das correntes que entram em um nó é igual a zero (ideal). O relé efetua a medição da corrente proveniente de dois ou mais circuitos e os compara de forma a garantir que a lei seja atendida.

As correntes são medidas com TCs conectados em todos os enrolamentos do transformador. É possível utilizar os TCs instalados nas buchas do transformador ou usualmente pode-se aumentar a zona de proteção tomando-se a corrente medida nos TCs localizados nos equipamentos de manobra na subestação (MIGUEL, 2011). Desta forma as correntes medidas serão semelhantes às das correntes do transformador a proteger, numa escala da relação de transformação dos TCs. Estes sinais de corrente são vistos pelo relé, cuja função é analisá-las e, na situação de falta, o relé dá ordem de disparo (*trip*) ao elemento de chaveamento (disjuntor) caso seja detectada uma corrente diferencial maior que um limiar (*pickup*) estabelecido.

5.2.2 Proteção Diferencial Percentual

O diagrama típico de conexão de um Relé de Proteção Diferencial Percentual é mostrado na Figura 51. O elemento diferencial compara uma corrente de operação, I_{OP} com uma corrente de restrição, I_{RT} . A corrente de operação, I_{OP} , também chamada de corrente diferencial pode ser obtida como o fasor soma das correntes entrando no elemento de proteção, como segue:

$$I_{OP} = |\vec{I}_{W1} + \vec{I}_{W2}| \quad (70)$$

Onde,

\vec{I}_{W1} e \vec{I}_{W2} são as correntes entrando em cada terminal do transformador.

A corrente de operação, I_{OP} , é proporcional à corrente de falta interna e de forma ideal é aproximadamente zero.

Figura 51 – Diagrama típico de conexão do relé diferencial.



Existem diferentes alternativas para obter a corrente de restrição, I_{RT} . As mais comuns são mostradas como segue:

$$I_{RT} = k |\vec{I}_{W1} - \vec{I}_{W2}| \quad (71)$$

$$I_{RT} = k (|\vec{I}_{W1}| + |\vec{I}_{W2}|) \quad (72)$$

$$I_{RT} = \max(|\vec{I}_{W1}|, |\vec{I}_{W2}|) \quad (73)$$

Onde k é um fator de compensação, usualmente é tomado um valor de 1 ou 0,5.

As equações (72) e (73) oferecem a vantagem de ser aplicáveis com mais de dois elementos de restrição e podem ser modificadas para adicionar correntes de outros enrolamentos.

Claro que num transformador as correntes primária e secundária já são diferentes e isto deve ser levado em conta no cálculo de I_{OP} e I_{RT} ou ajustado externamente (TCs com relação de transformação apropriados).

O elemento diferencial gera um sinal de *trip* se a corrente de operação, I_{OP} , é maior do que o mínimo *pickup* de corrente I_{PU} e também é maior do que uma porcentagem da corrente de restrição, I_{RT} .

$$I_{OP} > I_{PU} \quad (74)$$

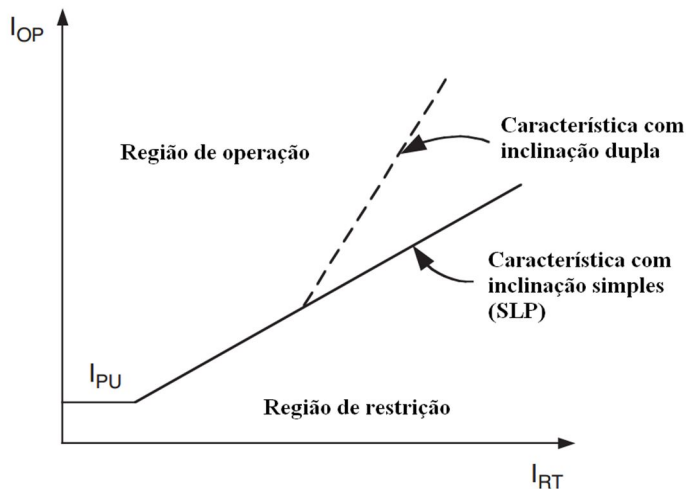
$$I_{OP} > SLP * I_{RT} \quad (75)$$

Na Figura 52 é apresentada a característica típica de operação do relé diferencial. Esta característica consiste em uma linha reta com uma inclinação (SLP) e uma linha horizontal que define o mínimo *pickup* de corrente, I_{PU} . A inclinação da curva (ou inclinações) ou ajuste percentual de atuação do relé é usada para determinar o nível de corrente em que o relé irá atuar. As inclinações (SLP) são estabelecidas por fatores tais como erros dos TCs, mudanças nos taps do transformador, regiões de saturação de TCs e relações de transformação.

Assim, a região de operação do relé está localizada acima da característica de inclinação (equação (75)) e a região de restrição está abaixo da característica de inclinação.

Idealmente, a corrente de operação, I_{OP} , deveria somente exceder I_{PU} e $SLP * I_{RT}$ para faltas dentro da zona do elemento de proteção diferencial, a qual foi definida pela localização dos TCs. O elemento diferencial não deveria operar para faltas externas ou para condições normais de operação. Enquanto os TCs reproduzam as correntes primárias corretamente, o elemento diferencial não operará para faltas externas. No entanto, se algum ou mais dos TCs tem alta saturação, o resultado da corrente diferencial poderá produzir uma operação indesejável do elemento diferencial.

Figura 52 – Característica do relé diferencial com inclinação simples e dupla.



Fonte: (HARLOW, 2007) (adaptado).

A característica de inclinação do elemento de diferencial percentual providencia segurança para faltas externas que causam saturação de TCs. Também para os erros de TCs já que normalmente são usados TCs que admitem até $\pm 10\%$ de erro.

A característica de inclinação dupla aumenta ainda mais a segurança para elevada saturação de TCs.

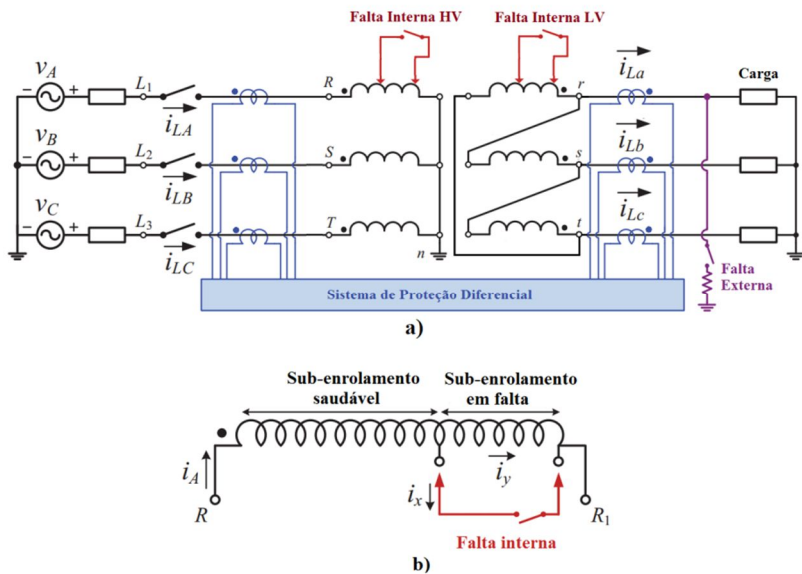
Saturação de TCs é apenas uma das causas de operação indevida dos relés diferenciais. No caso de transformadores de potência têm-se outras possíveis causas de disparos errôneos tais como: disparidade entre as relações dos TCs e relação do transformador de potência, relação variável do transformador causada pelo comutador, defasagem angular em transformadores Δ -Y, correntes de energização *inrush*, tensões de recuperação após eliminar uma falta externa ou energização de um transformador em paralelo e correntes de excitação altas causadas pela sobre-excitação do transformador.

5.3 DETEÇÃO DE FALTAS ENTRE ESPIRAS

5.3.1 Revisão Bibliográfica

Dois problemas atualmente inquietantes da proteção diferencial tradicional são as faltas entre espiras que envolvem somente algumas espiras e faltas fase-terra próximas ao neutro do transformador. Apesar de apresentar correntes muito altas na parte do enrolamento onde ocorre o curto-circuito, a corrente no restante do enrolamento é relativamente baixa e não conduz a uma corrente diferencial que cause disparo do relé. Na Figura 53 é mostrado de forma geral a falta interna no enrolamento do transformador e a falta externa ao transformador.

Figura 53 – a) Diagrama de teste no sistema. b) Circuito equivalente para uma falta no enrolamento.



Fonte: (OLIVEIRA e CARDOSO, 2015) (adaptado).

Vários autores têm utilizado diferentes metodologias para o aprimoramento da proteção diferencial e aumentar a sua sensibilidade contra faltas entre espiras. Segatto, *et al.* (2001) apresentam um algoritmo de redes neurais artificiais que identifica quando há uma falta entre espiras. O algoritmo diferencial proposto consiste no treinamento das redes neurais a partir de 810 casos simulados no ATP, onde é usado o modelo SATURA na realização das faltas entre espiras. Nos casos de faltas internas associou-se um valor próximo de 1,0 na saída da rede neural para distinguir das correntes externas e de energização que foram associadas com valores próximos de 0,0. As redes neurais conseguiram distinguir com exatidão as situações onde o relé deveria ou não operar.

Ngaopitakkul e Ngamroo (2005) apresentam uma técnica de separação entre faltas internas e curtos-circuitos externos em transformador usando a transformada Wavelet discreta. O algoritmo de detecção de faltas baseia-se no coeficiente de comparação para decomposição de sinais. São obtidas ondas de corrente de faltas entre espiras de 10% até 90% de enrolamento envolvido com o programa EMTP/ATP e usadas como entrada no algoritmo desenvolvido em

MATLAB. As correntes diferenciais e correntes de sequência zero são calculadas e extraídas ondas de corrente em diversas escalas com a transformada. A proposta desenvolvida pode indicar os curtos-circuitos externos e internos com precisão satisfatória.

Em (WISZNIEWSKI, REBIZANT e SCHIEL, 2009) são apresentados vários algoritmos sensíveis para detecção de faltas entre espiras em transformadores de potência. Os algoritmos são desenvolvidos baseados no fato de que durante o curto-circuito interno, a corrente que flui nas espiras em curto gera o fluxo magnético que muda as tensões nos terminais. Os algoritmos são fundamentados na equação diferencial do circuito equivalente do transformador onde se incluem tensões e correntes de sequência zero. Os algoritmos propostos foram testados com faltas entre espiras geradas no ATP. As técnicas permitem detectar faltas com um número pequeno de espiras em qualquer parte do enrolamento.

Vahedi e Behjat (2010) apresentam um método de detecção on-line para faltas entre espiras em transformadores de potência, através da proporção dos componentes de sequência negativa das correntes de linha primárias e secundárias. A proporção é igual à relação entre espiras (N_1/N_2) do transformador durante faltas externas e condições normais de operação, enquanto essa proporção difere quando ocorrem faltas entre espiras. A principal característica do método proposto é a sua capacidade para detectar faltas entre espiras de baixo nível que envolvem até duas espiras e que normalmente não podem ser detectados pelos dispositivos tradicionais de operação. O desempenho da técnica foi estudada para uma variedade de condições de operação usando dados gerados por simulações em um modelo de elementos finitos.

Margin *et al* (2010) descrevem uma metodologia de detecção de faltas entre espiras usando um elemento diferencial de sequência negativa que melhora a sensibilidade em comparação à proteção diferencial tradicional. Um algoritmo calcula as correntes de operação e restrição, onde a corrente de operação equivale à magnitude da soma da grandeza fasorial de todas as correntes de sequência negativa da zona diferencial e a corrente de restrição equivale à magnitude da corrente de sequência negativa máxima da zona diferencial. Faltas externas e internas foram aplicadas ao modelo gerado no RTDS, apresentando-se alta sensibilidade para faltas entre espiras sob condições de carga pesada, além da atuação segura.

Bahmanifirouzi *et al* (2011) apresenta uma abordagem para diagnóstico de ocorrência de curtos-circuitos entre espiras em enrolamentos de transformadores trifásicos. Assim uma nova proposta

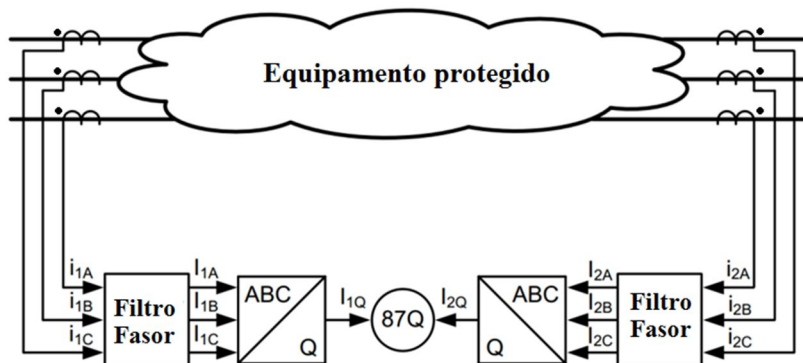
usando diferencial de potência é desenvolvida para discriminar faltas entre espiras, através da soma de potência ativa que flui em cada terminal do transformador. Em estado normal de operação as perdas nos transformadores de potência são muito pequenas. Quando um transformador tem uma falta interna grande quantidade de energia é consumida, proporcional ao grau de falta. Através do monitoramento dessa energia, que está diretamente relacionada com os danos internos do transformador, faltas internas podem ser discriminadas. Usou-se o EMTP/ATP para realizar faltas entre espiras e testar o sistema proposto.

Podem ser observados que tem-se estudado várias abordagens para resolver o problema ou aprimorar a proteção diferencial tradicional. Na atualidade percebe-se que as componentes de sequência negativa calculadas com as correntes medidas nos terminais do transformador, estão sendo amplamente usadas para detectar faltas entre espiras. Rizvi e Reeser (2013) usam técnicas de componentes simétricas para aprimoramento da proteção diferencial tradicional sem sacrificar velocidade e sensibilidade da proteção. Medir com exatidão as magnitudes e ângulos relativos às correntes de sequência negativa saindo e entrando na zona do relé diferencial, pode fornecer uma indicação muito confiável se a falta é dentro ou fora da zona de proteção. Além de complementar a proteção diferencial tradicional, faltas espira-espira nos pontos neutros que são difíceis de detectar, podem ser percebidas.

Kasztenny *et al* (2015) e Oliveira e Cardoso (2015) utilizam abordagens baseadas na apresentada pela SEL (*Schweitzer Engineering Laboratories, Inc.*) em (GUZMÁN, FISCHER e LABUSCHANGNE, 2011), onde um elemento diferencial de sequência negativa é introduzido na proteção para faltas entre espiras em condições de carga pesada. O elemento diferencial combina segurança e confiabilidade de restrição por harmônicas com a velocidade de bloqueio de harmônicas para otimizar o desempenho do relé.

Assim, a abordagem utiliza o princípio convencional da proteção diferencial percentual mas é aplicado às correntes de sequência negativa, como mostrado na Figura 54. Para cada terminal da zona n , as correntes de fase (i_{nA}, i_{nB}, i_{nC}) são filtradas para obter os fasores de frequência fundamental (I_{nA}, I_{nB}, I_{nC}), a partir dos quais as componentes de sequência negativa (I_{nQ}) são calculadas.

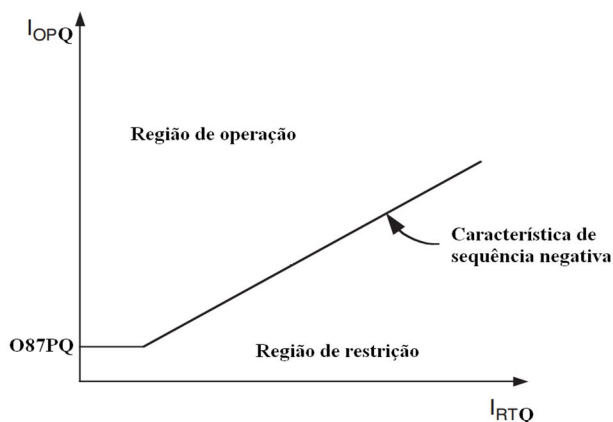
Figura 54 – Princípio da proteção diferencial de sequência negativa.



Fonte: (KASZTENNY, FISCHER e ALTUVE, 2015) (adaptado).

Após calculadas as componentes de sequência negativa é utilizada a característica de operação mostrada na Figura 55. Este método cria um elemento de restrição, $I_{RTQ} = |\vec{I}_{1Q}| + |\vec{I}_{2Q}|$, e de operação, $I_{OPQ} = |\vec{I}_{1Q} + \vec{I}_{2Q}|$, usando a corrente de sequência negativa de todos os terminais de entrada na zona diferencial. Se a corrente de operação de sequência negativa é maior do que a corrente de restrição de sequência negativa multiplicada pela inclinação ($I_{OPQ} > SLP * I_{RTQ}$) e se a corrente de operação é superior ao limiar mínimo de O87PQ é declarada a falta dentro da zona de proteção do transformador.

Figura 55 – Característica do relé diferencial de sequência negativa.



Fonte: (HARLOW, 2007) (adaptado).

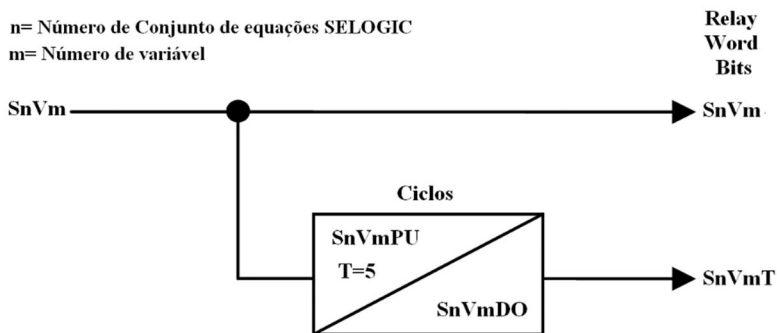
5.3.2 Desenvolvimento de equação lógica no relé

Neste trabalho avalia-se o desempenho da função de proteção diferencial percentual tradicional do relé comercial SEL-387E e uma função adicional desenvolvida com sinais de sequência negativa.

O relé SEL-387E dispõe de vários grupos de equações de controle, SELOGIC, onde é possível construir funções adicionais de controle e proteção com sinais digitais de lógica disponíveis no relé, chamados de *Relay Word Bits* (RWB), variáveis de temporização e variáveis de intertravamento chamados *Latch bits* (LB).

Na Figura 56 é mostrada a lógica das variáveis temporizadas. Uma equação de controle SELOGIC, define a variável SnVm. Quando a equação é verdadeira, o RWB SnVm é ativado. Se SnVm permanece ativado pelo tempo ajustado em SnVmPU, em ciclos, o RWB SnVmT da saída do temporizador será ativado (temporização da variável cumprida). Se o RWB SnVm é desativada, o RWB SnVmT será desativada SnVmDO ciclos mais tarde.

Figura 56 – Variável temporizada, nos grupos de equações de controle SELOGIC.



Fonte: (SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, 2000-2015) (adaptado).

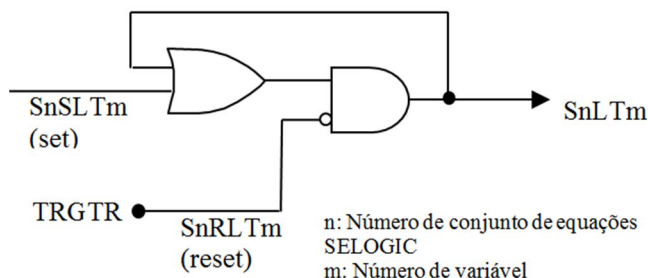
As características das equações de controle SELOGIC dos LB permitem a substituição dos relés de intertravamento. Os relés de intertravamento tradicionais mantêm o estado de seus contatos de saída. Os LB do relé comercial SEL-387E fornecem funções tipo “relé de intertravamento” (ver Figura 57).

Na Figura 57, a saída da lógica de um LB é um RWB SnLTm. O bit é levado ao estado de “set” através do RWB SnSLTm e é levado ao

estado “reset” pelo RWB SnRLTm. Os valores set/reset são obtidos a partir do estado lógico das equações de controle SELOGIC armazenados nesses dois ajustes.

Se o RWB SnSLTm (set) toma o valor lógico de 1, o RWB SnLTm toma o valor lógico de 1 e é selado (retém seu valor) através das portas OR e AND. Se o RWB SnRLTm (reset) toma o valor lógico de 1, o selo é removido e o RWB SnLTm toma o valor lógico de 0. Se ambos os ajustes do RWB SnSLTm e do RWB SnRLTm tem o valor lógico de 1, o ajuste do RWB SnRLTm (reset) tem prioridade e o RWB SnLTm toma valor lógico de 0.

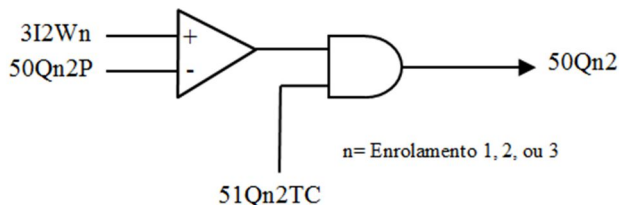
Figura 57 – Latch bits, nos grupos de equações de controle SELOGIC.



Fonte: (SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, 2000-2015) (adaptado).

Outro elemento usado para a proposta é o RWB do elemento de sequência negativa, 50Qn2, que possui o relé comercial SEL-387E. Na Figura 58 é mostrado como o elemento 50Qn2 compara a magnitude da corrente de sequência negativa, 3I2Wn, com o ajuste *pickup* 50Qn2P. Se a corrente de sequência negativa excede o valor *pickup* um valor lógico de 1 ativa uma das entradas da porta AND. A equação de controle de torque 51QnTC determina a outra entrada da porta AND e é assumido o valor padrão de 1. Portanto 50Qn2 é ativado quando 3I2Wn é maior que o ajuste *pickup* 50Qn2P.

Figura 58 – Lógica de elemento de seqüência negativa.



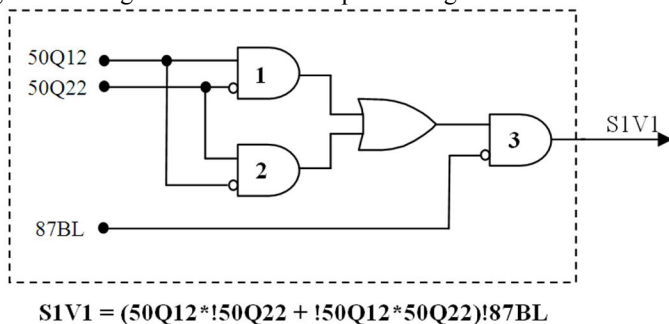
Fonte: (SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, 2000-2015) (adaptado).

Em virtude dos fatos mencionados e considerando que faltas entre espiras menores a 5% do enrolamento ou também chamadas de baixo nível não ocasionam grandes diferenças nas correntes de seqüência positiva nos terminais e não são percebidas, pela proteção diferencial tradicional, desenvolveu-se uma equação lógica utilizando os RWB dos elementos de seqüência negativa utilizando o princípio diferencial.

Na Figura 59 é mostrada a lógica diferencial proposta. Se ocorrer uma falta entre espiras o RWB 50Q12 toma o valor lógico de 1, o RWB 50Q22 um valor lógico de 0 e a saída da porta AND-1 e OR gera um valor lógico de 1. A porta AND-3 tem o RWB 87BL negada para bloqueio de harmônicas nos casos de energização do transformador. Assim a porta AND-3 gera uma saída lógica 1 como entrada no RWB S1V1 do temporizador (ver na Figura 60).

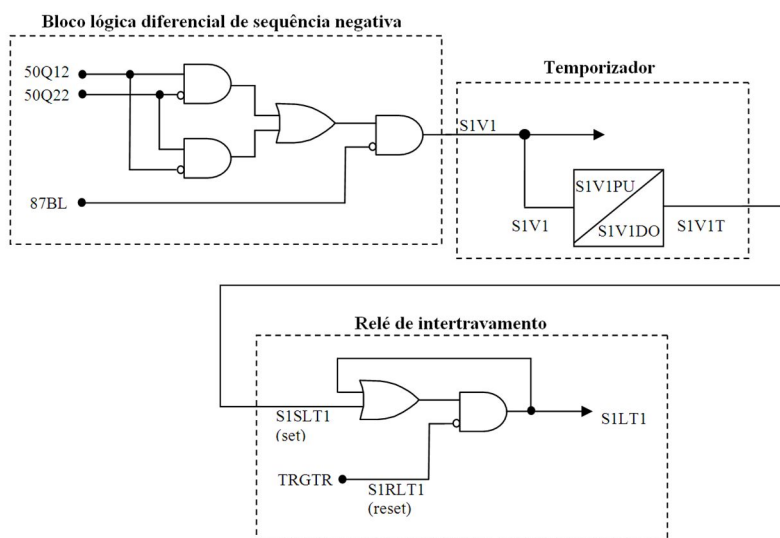
Tem-se também a possibilidade de entrar no relé a lógica em formato de equação, como visto na figura.

Figura 59 – Lógica diferencial de seqüência negativa.



Dessa forma se tem o bloco da lógica fundamental que conecta com um temporizador e com o relé de intertravamento, como apresentado na Figura 60. Na temporização são considerados alguns ciclos devido ao fato do relé considerar tempo de pré-falta, além disso é dada prioridade ao elemento diferencial tradicional. O relé de intertravamento é usado para reter o sinal de disparo enviado no disjuntor até o relé ser restabelecido. O RWB TRGTR é o elemento para restabelecimento do relé também chamado de TARGET RESET e pode ser ativado via painel frontal ou por comando através de porta serial.

Figura 60 – Elemento diferencial de sequência negativa proposto.



5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O estudo referente à proteção diferencial do transformador realizado neste trabalho possui como objetivo o desenvolvimento de uma lógica de proteção adicional que combine com a proteção diferencial tradicional e de forma híbrida aprimore o desempenho do relé. Em particular para o relé SEL-387E e outros da mesma geração ou outras marcas que possuam cálculos de componentes de sequência negativa, tem a possibilidade de dar maior segurança e sensibilidade na proteção do transformador contra faltas entre espiras.

Apresentou-se neste capítulo uma breve descrição da teoria da proteção diferencial tradicional usada no transformador, assim como diferentes metodologias abordadas na proteção contra curtos-circuitos entre espiras.

Além do que foi apresentado no capítulo e apesar de não serem expostas as metodologias de discriminação de correntes *inrush* nos relés para evitar falsos disparos, são considerados ajustes na avaliação do desempenho do relé. Assim, no capítulo 6 apresentam-se resultados de testes realizados no relé digital SEL-387E e seu desempenho.

6 METODOLOGIA DE TESTES EM UM RELÉ DIGITAL E RESULTADOS

6.1 INTRODUÇÃO

O relé de proteção diferencial para um transformador de potência é avaliado através de testes em baixo nível de tensão. Para avaliar o desempenho da proteção com relação às faltas entre espiras e outras situações, inicialmente tem-se que preparar (simular) casos correspondentes que podem acontecer na operação normal do sistema de potência.

No trabalho foi utilizado o *software* ATP para simulação de faltas e situações normais de operação, logo são usados os arquivos de saída das grandezas de interesse, e convertidos em um formato apropriado para a realização dos testes.

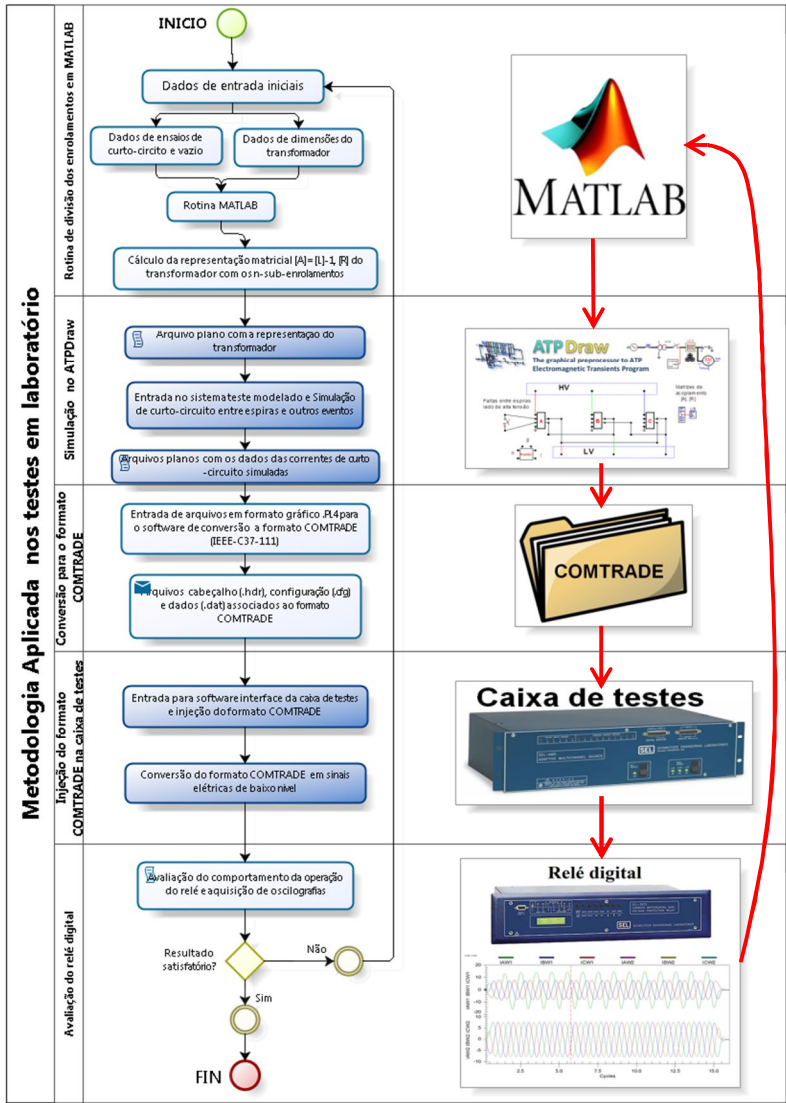
A descrição da metodologia aplicada para o esquema prático montado no laboratório, mostrando todas as etapas implicadas, pode ser visto no fluxograma da Figura 61.

Como primeiro passo foi desenvolvido uma rotina no software MATLAB para preparar um arquivo plano com a representação matricial do modelo do transformador, que servirá para a simulação das faltas entre espiras. Como segundo passo foram executadas as simulações dos casos de estudo do ATPDraw, considerando um tempo de simulação de 15 ciclos e uma frequência de amostragem máxima de 4000 Hz. Depois as simulações realizadas, o terceiro passo consiste na conversão dos dados de saída em formato PL4 do ATPDraw para o formato COMTRADE. Este padrão é compatível com diferentes programas de análise de oscilografias e caixas de testes o que possibilita o intercâmbio entre vários tipos de sistemas. No quarto passo é feita a transferência da informação do arquivo COMTRADE à caixa de testes. A caixa de testes tem um *software* como interface para realizar os testes, através de dados inseridos pelo usuário ou arquivos COMTRADE, e dessa forma fornecer os sinais de corrente ao relé para validar às lógicas de proteção propostas. Por último, o quinto passo é a avaliação do comportamento da operação do relé de proteção frente as situações apresentadas. Em seguida são obtidas as oscilografias dos eventos registrados no relé, avalia-se seu desempenho e volta-se ao primeiro passo da seqüência para ajuste dos parâmetros, caso seja necessário.

Nesse capítulo também apresenta-se a descrição do sistema onde foram conectados os modelos HYBRID, BCTRAN e SATURA com diferentes porcentagens do enrolamento em falta. É feita uma

comparação entre os diferentes modelos, fazendo uma análise dos resultados e testes em laboratório.

Figura 61 – Metodologia aplicada nos testes em laboratório

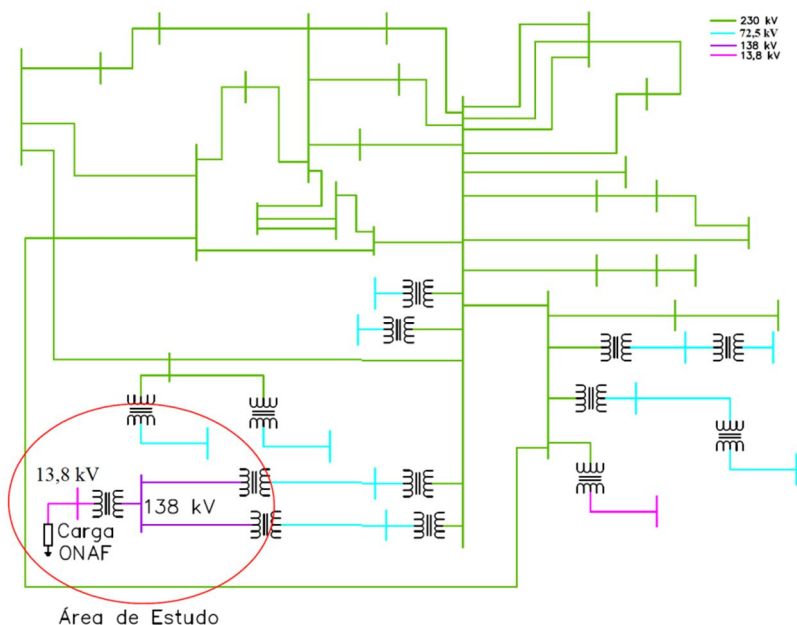


6.2 SISTEMA TESTE

Os modelos do transformador com a possibilidade de simular faltas entre espiras, como foi descrito no capítulo 4, são conectados a um modelo equivalente de rede, de um sistema real realizado por Costa de Verney (2012). Na Figura 62 mostra-se a área de estudo, marcada com um elipse de cor vermelha, onde será conectado o transformador em estudo nas diferentes versões de modelagem, HYBRID, BCTRAN e SATURA, respectivamente. O transformador a ser analisado tem os seguintes dados característicos:

- 25 MVA, 138 /13,8 kV, Yd1, 60 Hz

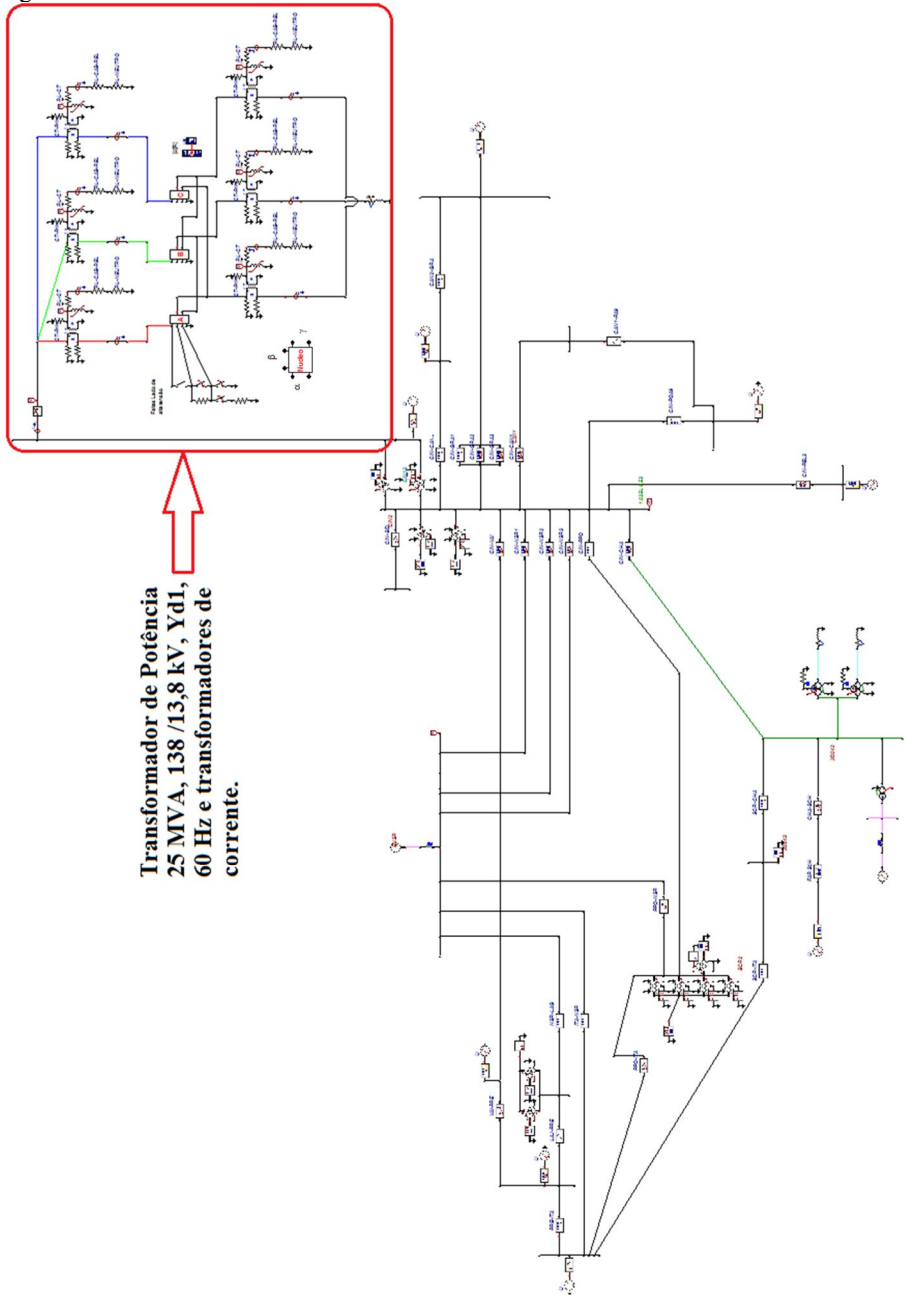
Figura 62 – Sistema teste real.



Fonte: (COSTA DE VERNEY, 2012).

O modelo do transformador de potência em estudo, junto com o sistema teste real modelado em ATPDraw, é apresentado na Figura 63. No quadro vermelho é mostrado o modelo do transformador HYBRID ou BCTRAN, na sua representação monofásica.

Figura 63 – Sistema teste real modelado no ATPDraw.



Na Figura 64 e Figura 65 pode-se ver em detalhe os transformadores modelados nos quais serão realizados os curtos-circuitos entre espiras. Também são mostrados os TCs utilizados para as medições de correntes (relação de transformação sendo no primário 150:5 A e no secundário de 1500:5 A) que serão usadas para fazer os testes no relé.

Ressalta-se que as ligações entre os TCs e o transformador de potência foram realizadas para não haver compensação do defasamento que ocorre devido à conexão estrela-delta do transformador de potência. Essa defasagem é compensada na parametrização do relé.

Figura 64 – Modelo HYBRID ou BCTRAN com arranjo para simulação de faltas entre espiras no ATPDraw.

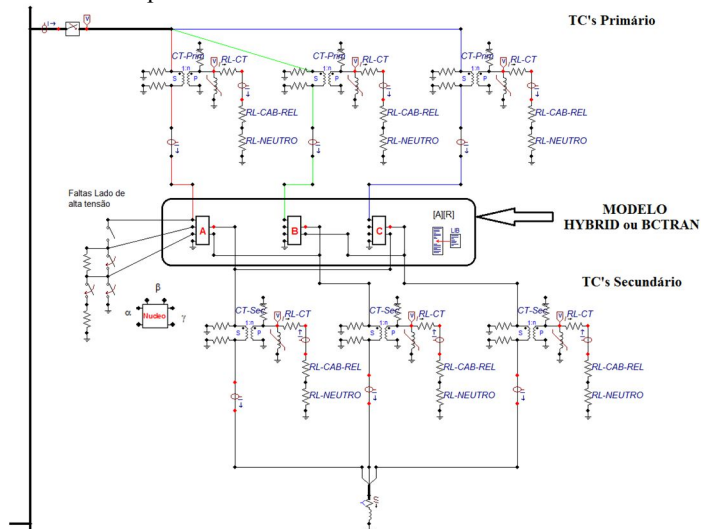
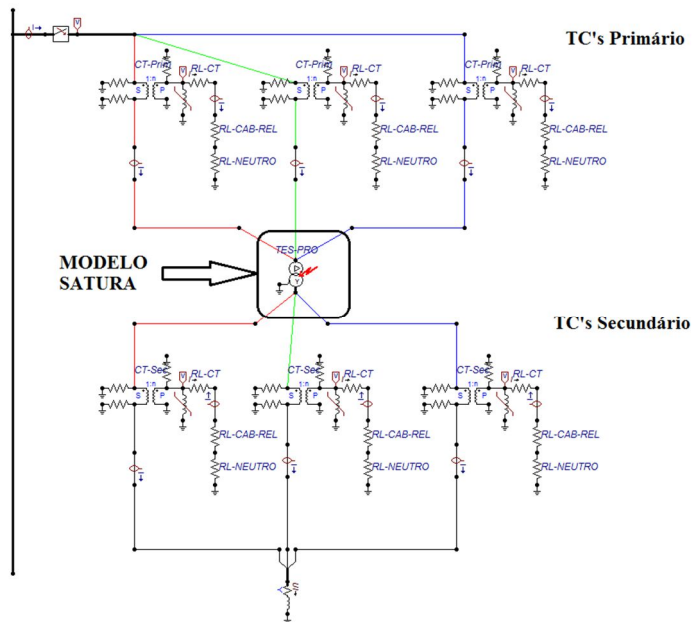


Figura 65 – Modelo SATURA com arranjo para simulação de faltas entre espiras no ATPDraw.



Os transformadores são classificados de acordo com o sistema de resfriamento utilizado, que é calculado e projetado para a dissipação das perdas internas do transformador. Para transformadores imersos em óleo isolante, esta designação é realizada por um código de quatro letras, ONAN (*Oil Natural Air Natural*), ONAF (*Oil Natural Air Force*), OFAF (*Oil Force Air Force*), OFWF (*Oil Force Water Force*) e outros. Conecta-se uma carga no secundário do transformador tal que, usa-se o sistema de resfriamento ONAF regime II, que garante um acréscimo de potência até 67% da potência nominal do transformador (25,00 MVA ONAN; 33,33 MVA ONAF I; 41,67 MVA ONAF II) segundo o manual de características.

É considerado um carregamento ONAF do transformador para uma análise dos casos mais pessimista. Quando se têm faltas entre espiras de pequena magnitude, com um transformador sobrecarregado, as correntes de falta não são perceptíveis para o relé diferencial de sequência positiva.

Para a carga conectada no secundário é considerado um fator de potência indutivo de 0,95.

No cálculo da impedância da carga, utilizou-se a seguinte relação:

$$Z = \frac{V^2}{S} \quad (76)$$

Desta forma, obtemos:

$$Z_Y = \frac{(13,8 \text{ kV})^2}{41,67 \text{ MVA}} = 4,57 \Omega$$

A partir do fator de potência é possível obter os valores de resistência e indutância para a carga. Temos que:

$$R = |Z|. \cos(\theta) \quad \text{e} \quad X = |Z|. \sin(\theta) \quad (77)$$

Sendo $\theta = \arccos(0,95) = 18,19^\circ$ com $X = \omega L$

Portanto, os valores de entrada no modelo de carga por fase são:

$$R_Y = 4,34 \Omega \quad \text{e} \quad X_Y = 1,43 \Omega \quad \text{ou} \quad L_Y = 3,79 \text{ mH}$$

Os dados da curva de saturação do transformador de potência e transformadores de corrente foram descritos em detalhe no capítulo 4.

Para as faltas espira à terra foi considerado um valor de resistência de aterramento de 1Ω .

6.3 SIMULAÇÕES COM ATPDraw

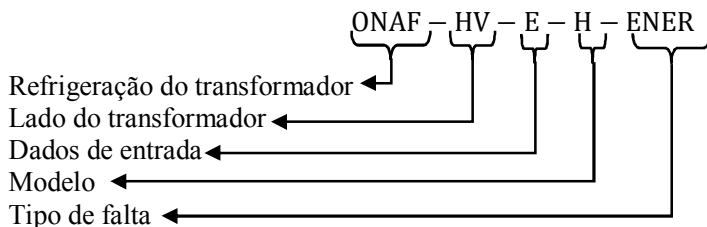
Inicialmente um conjunto de casos são selecionados para realizar a simulação no ambiente computacional ATPDraw e obter os arquivos de saída em formato gráfico PL4. Depois esses arquivos serão convertidos em formato COMTRADE para realizar testes em um relé digital.

Foi simulado um considerável número de casos de situações que podem acontecer na operação normal do sistema. Para ilustração são destacadas algumas situações:

- Falta espira-terra na fase A. Simulada nos enrolamentos HV e LV.

- Falta espira-espira na fase A. Simulada nos enrolamentos HV e LV.
- Falta trifásica, bifásica e monofásica externa. Simulada nos enrolamentos HV e LV.
- Falta trifásica, bifásica e monofásica interna próxima aos transformadores de correntes. Simulada nos enrolamentos HV e LV
- Energização do transformador.

Para um melhor entendimento será criada uma codificação para cada caso de estudo, a seguir explica-se com um exemplo o significado de cada fração do código:



Na Tabela 6 mostra-se a nomenclatura para distinguir cada um dos casos.

Tabela 6 – Nomenclatura dos casos estudados

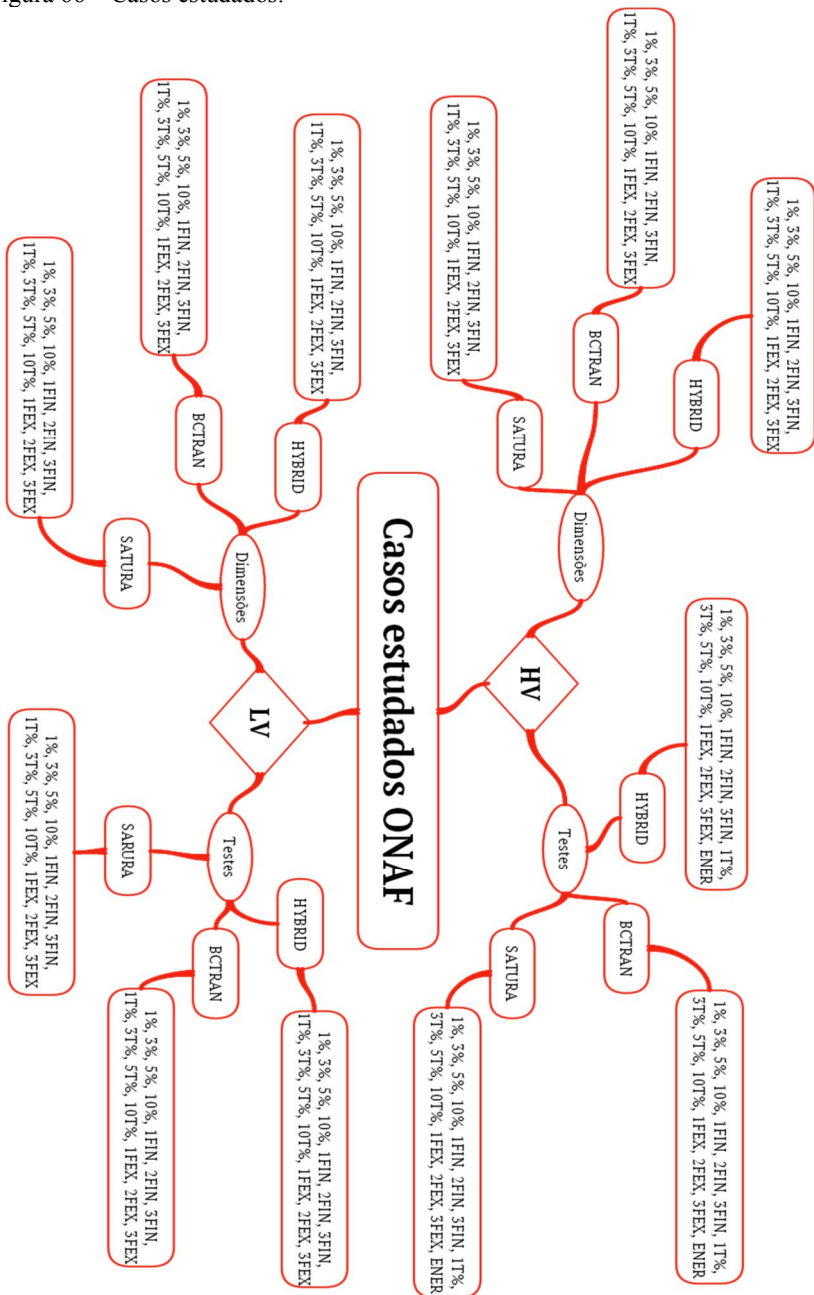
Fração do código		Significado
Carregamento do transformador	ONAF	Sistema de resfriamento usado
Lado do transformador	HV	Lado de alta tensão
	LV	Lado de baixa tensão
Dados de entrada	D	Parâmetros do transformador calculados com dimensões
	E	Parâmetros do transformador calculados com ensaios de curto circuito e em vazio
Modelo	H	Modelo HYBRID
	B	Modelo BCTRAN
	S	Modelo SATURA
Tipo de falta	1%	Falta espira-espira considerando 1% do enrolamento
	3%	Falta espira-espira considerando 3% do enrolamento
	5%	Falta espira-espira considerando 5% do enrolamento
	10%	Falta espira-espira considerando 10% do enrolamento

Fração do código	Significado
1T% ¹	Falta espira-terra considerando 1% do enrolamento
3T%	Falta espira-terra considerando 3% do enrolamento
5T%	Falta espira-terra considerando 5% do enrolamento
10T%	Falta espira-terra considerando 10% do enrolamento
1FIN	Falta interna monofásica a terra próxima aos transformadores de corrente
2FIN	Falta interna bifásica a terra próxima aos transformadores de corrente
3FIN	Falta interna trifásica a terra próxima aos transformadores de corrente
1FEX	Falta externa monofásica a terra próxima aos transformadores de corrente
2FEX	Falta externa bifásica a terra próxima aos transformadores de corrente
3FEX	Falta externa trifásica a terra próxima aos transformadores de corrente
ENER	Energização do transformador

Na Figura 66 é apresentado um “mapa mental” com todos os casos simulados ATPDraw, sendo um total de 171.

¹ T: Falta a terra.

Figura 66 – Casos estudados.



Considera-se um tempo máximo de simulação para todos os casos de 0,25 seg. (15 ciclos) para não exceder o tempo de registro do oscilógrafo do relé digital utilizado, limitado neste trabalho para 15 ciclos.

Na configuração do controle de saída no ATPDraw é ajustado um tempo de amostragem de 4000 Hz para os casos de energização do transformador e 2500 Hz para os demais casos. É considerada uma máxima frequência de amostragem de 4000 Hz, devido ao limiar permitido na caixa de testes utilizada.

Nas configurações do ATPDraw é calculado o parâmetro $Plot_Freq$ para um passo de simulação de 2×10^{-6} como é mostrado na Figura 67, com finalidade de obter a frequência de amostragem desejada (2500 Hz ou 4000 Hz) assim:

$$Plot_{Freq} = \frac{1}{\Delta t * F_{am}} \quad (78)$$

Onde,

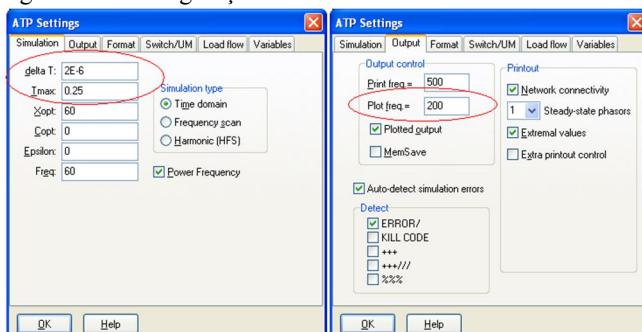
$Plot_{Freq}$: Frequência de armazenamento do dado da simulação para o arquivo .PL4 de saída.

F_{am} : Frequência de amostragem.

Δt : Passo da simulação.

$$Plot_{Freq} = \frac{1}{\Delta t * F_{am}} = \frac{1}{(2 \times 10^{-6}) * 2500} = 200$$

Figura 67 – Configuração de saída do ATPDraw.



Na Tabela 7 descrevem-se seis casos simulados selecionados e sua descrição. Apresenta-se a seguir graficamente, os resultados mais relevantes dos modelos implementados.

Na sequência são apresentados em tabelas os resultados da corrente de pico dos curtos-circuitos entre espiras dos casos analisados.

Tabela 7 – Casos de simulação mostrados

Caso		Descrição
1	ONAF – HV – E – H – 3%	Falta espira-espira considerando 3% de enrolamento, modelo HYBRID
2	ONAF – HV – E – B – 3%	Falta espira-espira considerando 3% de enrolamento, modelo BCTAN
3	ONAF – HV – E – S – 3%	Falta espira-espira considerando 3% de enrolamento, modelo SATURA
4	ONAF – HV – E – H – ENER	Energização do transformador, modelo HYBRID
5	ONAF – HV – E – B – ENER	Energização do transformador, modelo BCTAN
6	ONAF – HV – E – S – ENER	Energização do transformador, modelo SATURA

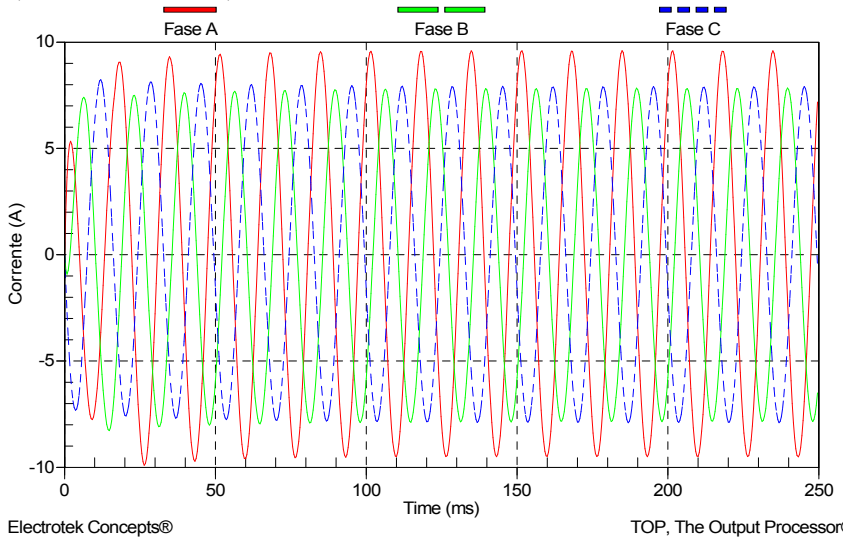
Durante a realização de todos os casos simulados –falta espira-espira, espira-terra, interna, externa e energização- foi considerado um tempo de fechamento de disjuntor, para início da simulação, nos primeiros 16,67 *ms* da janela de 250 *ms* de simulação.

Conforme mostrado na Figura 68 a), Figura 69 a) e Figura 70 a) são observados os resultados de uma falta espira-espira realizada na fase A do transformador, considerando 3% do enrolamento de alta tensão. Nota-se uma sutil diferença da corrente com relação às fases B e C. Entretanto a Figura 68 b), Figura 69 b) e Figura 70 b) as correntes das três fases ficaram sem alterações.

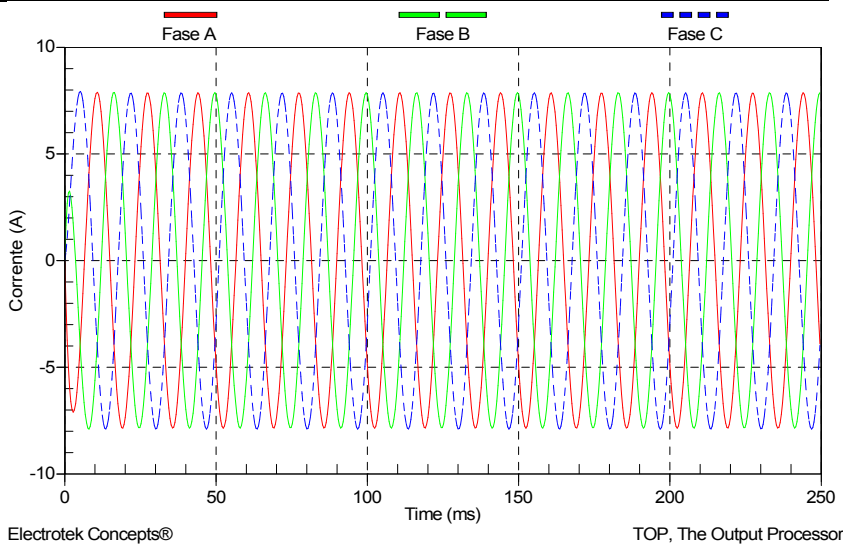
Todos os casos de faltas espiras e espira-espira e espira-terra foram realizadas simulações na fase A.

Figura 68 – Correntes secundárias dos TCs – Caso ONAF-HV-E-H-3%.

a) enrolamento HV. b) enrolamento LV.



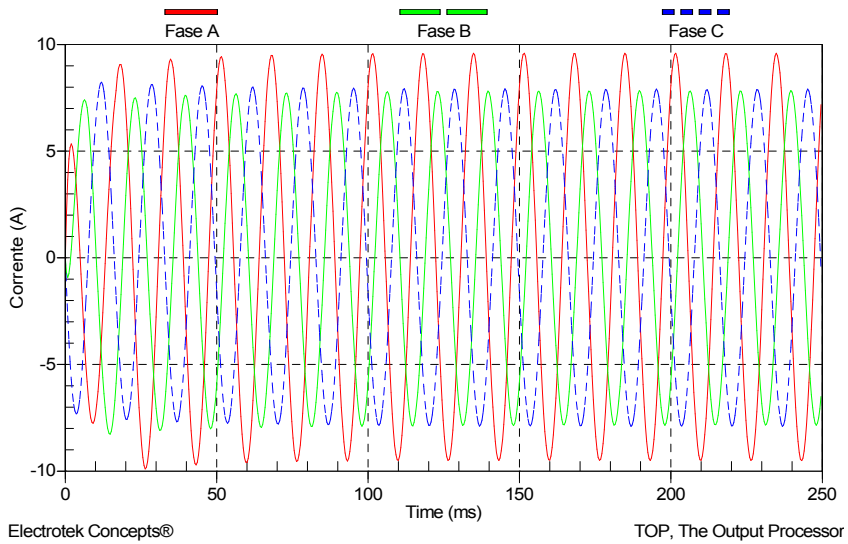
a)



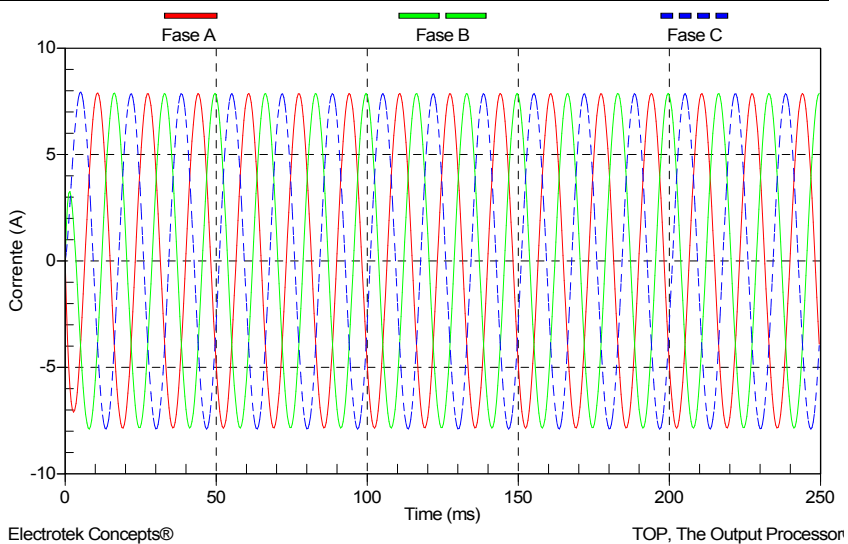
b)

Figura 69 – Correntes secundárias dos TCs – Caso ONAF-HV-E-B-3%.

a) enrolamento HV. b) enrolamento LV.



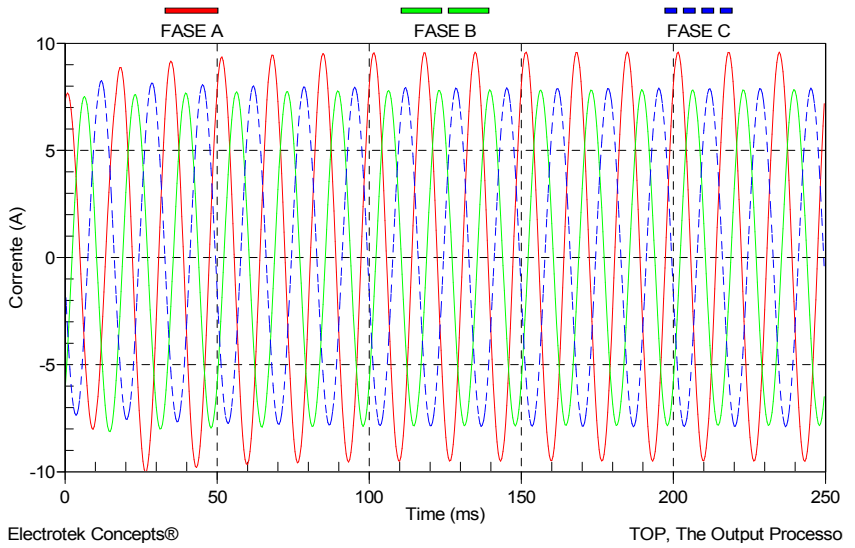
a)



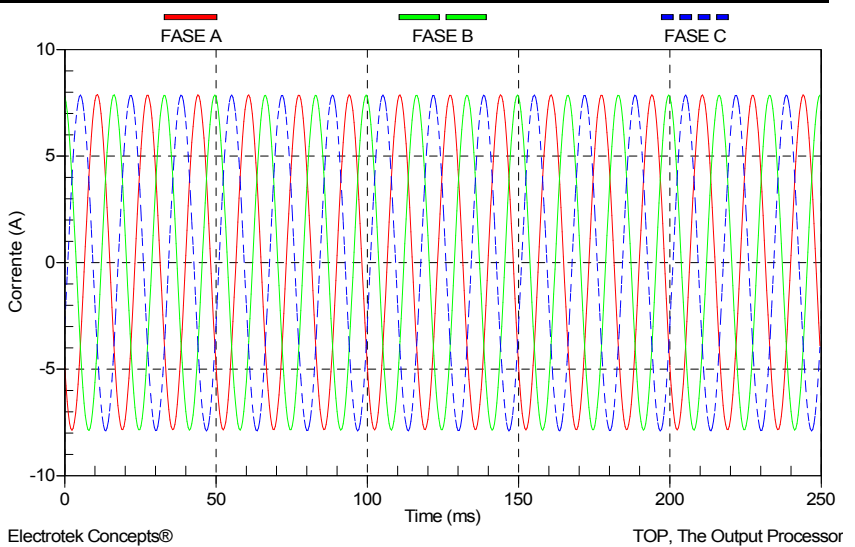
b)

Figura 70 – Correntes secundárias dos TCs – Caso ONAF-HV-E-S-3%.

a) enrolamento HV. b) enrolamento LV.



a)



b)

Na Figura 71, Figura 72 e Figura 73 são vistos casos de energização do transformador usando cada um dos modelos e são percebidas diferenças consideráveis nas correntes dos modelos BCTRAN e SATURA comparado com o modelo HYBRYD. Observam-se magnitude de correntes pico máximas com conteúdo de harmônicas em torno de 40A, 23A e 25A respectivamente. Não obstante as correntes no lado secundário dos TCs são medidas com valor zero ampère devido ao transformador se encontrar em vazio.

Figura 71 – Correntes secundárias dos TCs – caso ONAF-HV-E-H-ENER.

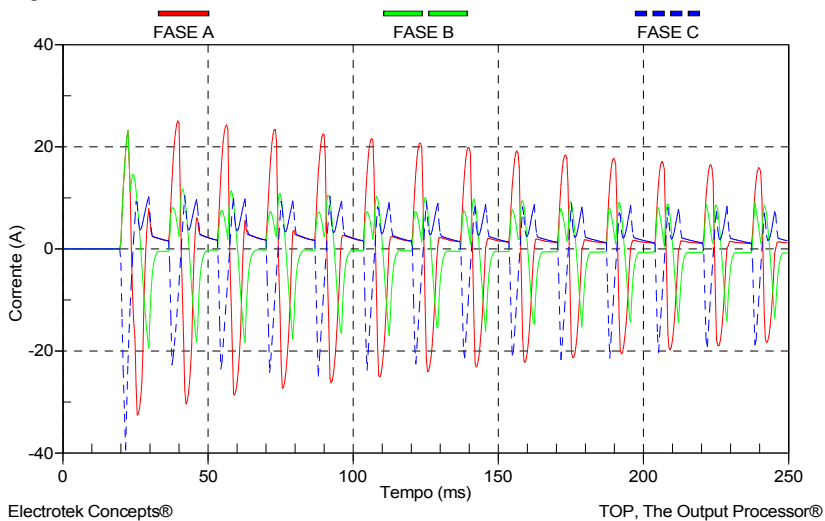


Figura 72 – Correntes secundárias dos TCs – caso ONAF-HV-E-B-ENER.

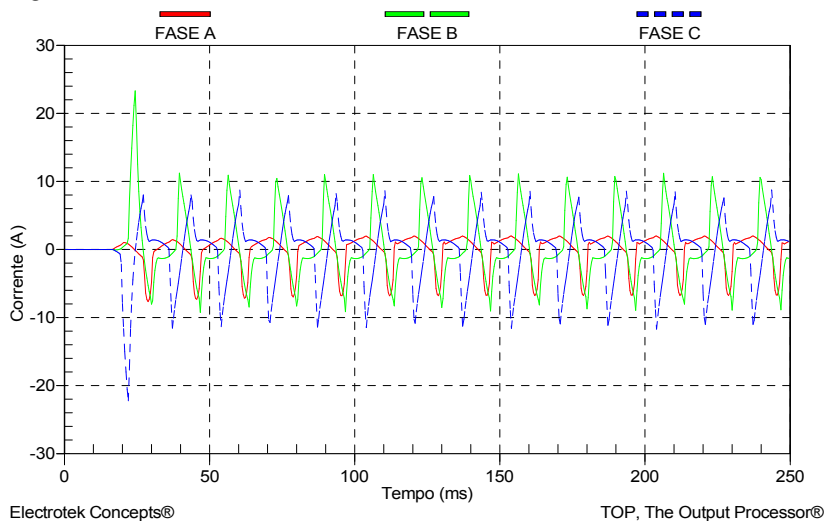
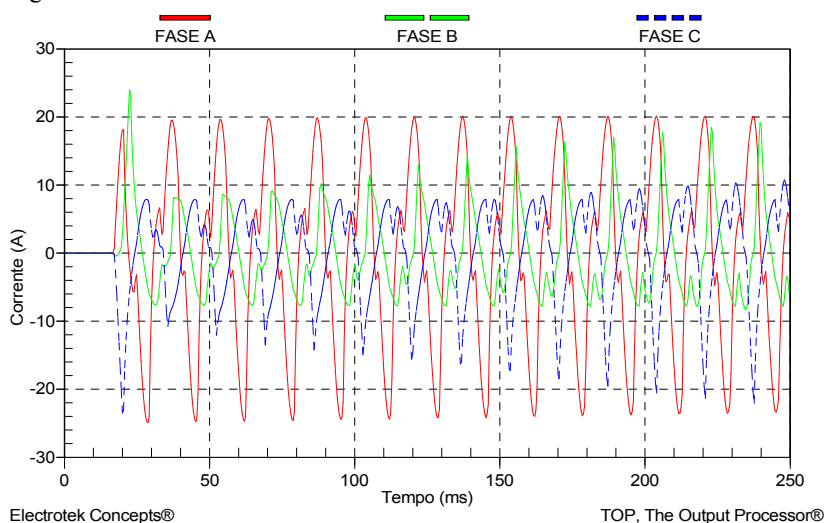


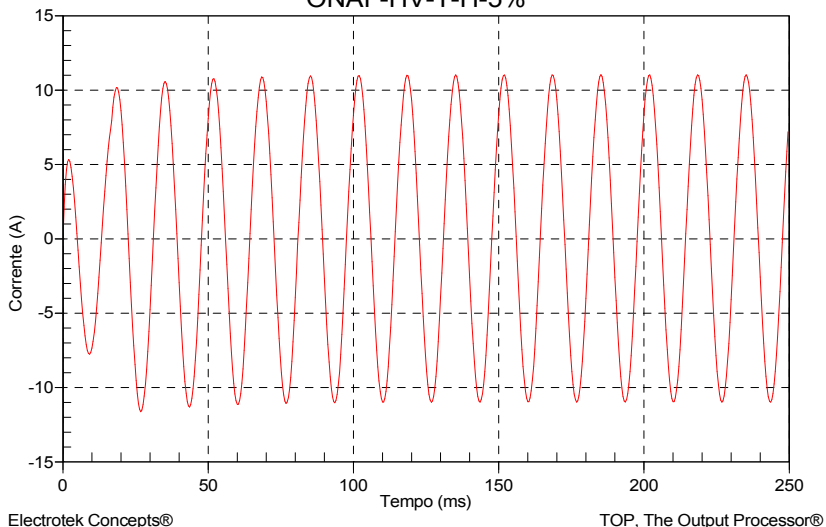
Figura 73 – Correntes secundárias dos TCs – caso ONAF-HV-E-S-ENER.



Na Figura 74 é mostrada a corrente pico da fase A, no secundário do TC do enrolamento HV e detalha-se que a corrente é levemente afetada por uma componente contínua (DC), que aparece no instante da

falta, mas são aproximadamente iguais aos valores de pico durante todo o tempo restante da simulação. Por exemplo, pode-se ver que o valor absoluto máximo de pico de 11,62 A ocorre aos 27 ms, mas depois dos 70 ms o valor absoluto máximo pico permanece em 11 ms (milissegundos) até os 250 ms de simulação.

Figura 74 – Corrente na fase A no secundário do TC –caso ONAF-HV-E-H-5%.
ONAF-HV-T-H-5%



São apresentadas nas Tabela 8, Tabela 9, Tabela 10 e Tabela 11 as correntes pico máximas obtidas para as faltas entre espira-espira e espira-terra no enrolamento HV e o enrolamento LV, com dados de ensaios e dimensões do transformador como entrada nos modelos.

Faz se dois tipos de análises comparativas dos casos estudados:

1. Entre os modelos, tomando como referência o modelo HYBRID (Modelo mais detalhado);
2. Entre os resultados obtidos com Ensaios e Dimensões como dados de entrada, para cada um dos modelos.

Ao se examinarem todos os dados, tomando o modelo HYBRID como referência encontrou-se que a maior alteração de corrente é de 5,94% no modelo SATURA e de 0,23% para o modelo BCTRAN.

Em relação à comparação dos resultados obtidos com Ensaios e dimensões como entrada, obteve-se que a maior diferença foi de 3% para os três modelos, HYBRID, BCTRAN e SATURA.

Tabela 8 – Correntes de pico para falta entre espiras enrolamento HV dados ensaios.

Modelo	Casos ensaios HV	Corrente		
		IA [A]	IB [A]	IC [A]
HYBRID	ONAF-HV-E-H-1%	8,3989	8,2727	8,2330
	ONAF-HV-E-H-1T%	8,2754	8,2728	8,2329
	ONAF-HV-E-H-3%	9,9033	8,2729	8,2327
	ONAF-HV-E-H-3T%	9,4845	8,2729	8,2329
	ONAF-HV-E-H-5%	11,6277	8,2728	8,2728
	ONAF-HV-E-H-5T%	11,8101	8,2605	8,2241
	ONAF-HV-E-H-10%	16,4198	8,2728	8,2329
	ONAF-HV-E-H-10T%	16,2647	8,2729	8,2329
BCTRAN	ONAF-HV-E-B-1%	8,3990	8,2728	8,2330
	ONAF-HV-E-B-1T%	8,2753	8,2727	8,2330
	ONAF-HV-E-B-3%	9,8985	8,2728	8,2330
	ONAF-HV-E-B-3T%	9,4833	8,2727	8,2330
	ONAF-HV-E-B-5%	11,6260	8,2727	8,2727
	ONAF-HV-E-B-5T%	11,8373	8,2727	8,2330
	ONAF-HV-E-B-10%	16,4152	8,2727	8,2330
	ONAF-HV-E-B-10T%	16,2581	8,2727	8,2330
SATURA	ONAF-HV-E-S-1%	8,5833	8,1282	8,2570
	ONAF-HV-E-S-1T%	8,2877	8,1282	8,2570
	ONAF-HV-E-S-3%	10,0381	8,1308	8,2597
	ONAF-HV-E-S-3T%	10,0474	8,1308	8,2597
	ONAF-HV-E-S-5%	11,7422	8,1312	8,1312
	ONAF-HV-E-S-5T%	11,9996	8,1312	8,2601
	ONAF-HV-E-S-10%	16,4321	8,1314	8,2602
	ONAF-HV-E-S-10T%	17,0587	8,1314	8,2602

Tabela 9 – Correntes de pico para falta entre espiras enrolamento HV dados dimensões

Modelo	Casos dimensões HV	Corrente		
		IA [A]	IB [A]	IC [A]
HYBRID	ONAF-HV-D-H-1%	8,4594	8,3002	8,2611
	ONAF-HV-D-H-1T%	8,3108	8,3003	8,2609
	ONAF-HV-D-H-3%	10,0365	8,3002	8,2611
	ONAF-HV-D-H-3T%	9,5700	8,3003	8,2609
	ONAF-HV-D-H-5%	11,8628	8,3002	8,3002
	ONAF-HV-D-H-5T%	12,0301	8,3002	8,2610
	ONAF-HV-D-H-10%	16,9402	8,3004	8,2645
	ONAF-HV-D-H-10T%	16,6518	8,3002	8,2610

Modelo	Casos dimensões HV	Corrente		
		IA [A]	IB [A]	IC [A]
BCTAN	ONAF-HV-D-B-1%	8,4594	8,3002	8,2611
	ONAF-HV-D-B-1T%	8,3108	8,3003	8,2609
	ONAF-HV-D-B-3%	10,0365	8,3002	8,2611
	ONAF-HV-D-B-3T%	9,5700	8,3003	8,2609
	ONAF-HV-D-B-5%	11,8621	8,3002	8,3002
	ONAF-HV-D-B-5T%	12,0301	8,3003	8,2609
	ONAF-HV-D-B-10%	16,9163	8,3002	8,2644
	ONAF-HV-D-B-10T%	16,6518	8,3002	8,2610
SATURA	ONAF-HV-D-S-1%	8,6421	8,1586	8,2857
	ONAF-HV-D-S-1T%	8,3226	8,1586	8,2857
	ONAF-HV-D-S-3%	10,1743	8,1614	8,2885
	ONAF-HV-D-S-3T%	10,1387	8,1614	8,2885
	ONAF-HV-D-S-5%	11,9622	8,1617	8,1617
	ONAF-HV-D-S-5T%	12,1821	8,1617	8,2888
	ONAF-HV-D-S-10%	16,9343	8,1619	8,2891
	ONAF-HV-D-S-10T%	17,5314	8,1619	8,2891

Tabela 10 – Correntes de pico para falta entre espiras enrolamento LV dados ensaios

Modelo	Casos ensaios LV	Corrente		
		IA [A]	IB [A]	IC [A]
HYBRID	ONAF-LV-E-H-1%	8,0850	8,2687	8,3398
	ONAF-LV-E-H-1T%	14,4669	13,7768	8,2289
	ONAF-LV-E-H-3%	8,3963	8,2687	8,8673
	ONAF-LV-E-H-3T%	14,0197	13,5333	8,2289
	ONAF-LV-E-H-5%	8,8200	8,2687	8,2687
	ONAF-LV-E-H-5T%	13,5962	13,3078	8,2289
	ONAF-LV-E-H-10%	10,3734	8,2687	10,5953
	ONAF-LV-E-H-10T%	12,5949	12,8072	8,2289
BCTAN	ONAF-LV-E-B-1%	8,0850	8,2687	8,3398
	ONAF-LV-E-B-1T%	14,4669	13,7768	8,2289
	ONAF-LV-E-B-3%	8,3963	8,2687	8,8673
	ONAF-LV-E-B-3T%	14,0197	13,5333	8,2289
	ONAF-LV-E-B-5%	8,8200	8,2687	8,2687
	ONAF-LV-E-B-5T%	13,5962	13,3078	8,2289
	ONAF-LV-E-B-10%	10,3734	8,2687	10,5953
	ONAF-LV-E-B-10T%	12,5949	12,8072	8,2289
SATURA	ONAF-LV-E-S-1%	8,1692	8,1282	8,3749
	ONAF-LV-E-S-1T%	14,4596	13,7725	8,2570
	ONAF-LV-E-S-3%	8,5258	8,1308	8,9088
	ONAF-LV-E-S-3T%	14,0141	13,5329	8,2597
	ONAF-LV-E-S-5%	8,9818	8,1312	8,1312
	ONAF-LV-E-S-5T%	13,5874	13,3071	8,2601
	ONAF-LV-E-S-10%	10,4759	8,1314	10,6265

Modelo	Casos ensaios LV	Corrente		
		IA [A]	IB [A]	IC [A]
	ONAF-LV-E-S-10T%	12,5333	12,8065	8,2602

Tabela 11 – Correntes de pico para falta entre espiras enrolamento LV dados dimensões

Modelo	Casos dimensões LV	Corrente		
		IA [A]	IB [A]	IC [A]
HYBRID	ONAF-LV-D-H-1%	8,1224	8,2961	8,3877
	ONAF-LV-D-H-1T%	14,5644	13,9069	8,2569
	ONAF-LV-D-H-3%	8,4568	8,2961	8,9490
	ONAF-LV-D-H-3T%	14,1196	13,6583	8,2569
	ONAF-LV-D-H-5%	8,9312	8,2961	8,2961
	ONAF-LV-D-H-5T%	13,6884	13,4461	8,2569
	ONAF-LV-D-H-10%	10,6783	8,2961	10,7892
	ONAF-LV-D-H-10T%	12,6701	12,9243	8,2569
BCTRAN	ONAF-LV-D-B-1%	8,1224	8,2961	8,3877
	ONAF-LV-D-B-1T%	14,5644	13,9069	8,2569
	ONAF-LV-D-B-3%	8,4568	8,2961	8,9490
	ONAF-LV-D-B-3T%	14,1196	13,6584	8,2569
	ONAF-LV-D-B-5%	8,9312	8,2961	8,2961
	ONAF-LV-D-B-5T%	13,6884	13,4461	8,2569
	ONAF-LV-D-B-10%	10,6783	8,2961	10,7892
	ONAF-LV-D-B-10T%	12,6701	12,9243	8,2569
SATURA	ONAF-LV-D-S-1%	8,2206	8,1586	8,4284
	ONAF-LV-D-S-1T%	14,5567	13,9002	8,2857
	ONAF-LV-D-S-3%	8,6215	8,1614	8,9912
	ONAF-LV-D-S-3T%	14,1150	13,6570	8,2885
	ONAF-LV-D-S-5%	9,1386	8,1617	8,1617
	ONAF-LV-D-S-5T%	13,6805	13,4451	8,2888
	ONAF-LV-D-S-10%	10,7688	8,1619	10,8223
	ONAF-LV-D-S-10T%	12,6148	12,9240	8,2891

Em virtude dos resultados obtidos na simulação e com o objetivo de avaliar o relé digital para cada um dos casos propostos, esses dados são convertidos para o formato COMTRADE e assim poder injetar as grandezas no relé.

Na sequência descreve-se a metodologia para a preparação do formato COMTRADE.

6.4 FORMATO COMTRADE

O crescente uso da tecnologia digital em dispositivos de proteção, oscilografia, medição e controle de equipamentos em subestações de energia elétrica criaram um potencial para acumular um grande número de registros digitais de eventos transitórios nos sistemas de potência. Os usuários desses registros tem o problema de lidar com diferentes padrões usados pelos vários sistemas para gerar, armazenar e transmitir registros (IEEE-C37-111 e IEC-60255-24, 2013). Neste contexto, surgiu a necessidade de estabelecer um formato padrão para processamento de dados, usado pelos vários sistemas de análise, teste e simulação ao mesmo tempo, o que facilita o trabalho de manejar esses dados.

Foi desenvolvido o padrão COMTRADE em 1991 e recebeu novas revisões em 1999 e 2013. Depois da determinação deste formato padrão dos arquivos facilitou a reprodução de dados reais de eventos e permitiu ao usuário criar seus próprios testes e às empresas usarem equipamentos de fabricantes diferentes em suas subestações, sem ocasionar o risco de ter falha na comunicação entre equipamentos (através de arquivos).

Os testes em período transitório têm demasiada importância na avaliação da operação dos esquemas de proteção, por permitir ajustar os relés com os dados produzidos nas simulações com *softwares* como o EMTP/ATP (COSTA DE VERNEY, 2012).

Para qualquer evento em específico, o formato COMTRADE tem associados três importantes arquivos; cabeçalho (*.hdr*), configuração (*.cfg*) e dados (*.dat*); onde cada um contém dados diferentes sobre o fenômeno de interesse e será tratado a seguir (IEEE-C37-111 e IEC-60255-24, 2013).

6.4.1 Arquivo cabeçalho (*.hdr*)

O arquivo de cabeçalho é um arquivo de texto ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*), opcional, criado por um *software* conversor a dados COMTRADE, tipicamente através da utilização de um programa processador de texto. O arquivo de cabeçalho pode incluir qualquer informação na ordem desejada. Exemplo de informações para se incluir são nome da subestação; identificação da linha, transformador, reator, capacitor; acoplamento mútuo entre linhas paralelas; relações de transformação dos transformadores; etc. O objetivo deste arquivo é fornecer informações adicionais para o usuário entender melhor a condição do transitório, dado que o *software* para

gerar o teste não faz nenhuma manipulação do arquivo (IEEE-C37-111 e IEC-60255-24, 2013).

6.4.2 Arquivo configuração (.cfg)

O arquivo de configuração é um arquivo de texto ASCII destinado a ser interpretado por um *software* de análise, portanto, deve ser guardado com um formato específico. O arquivo de configuração contém informações necessárias para interpretar corretamente o arquivo de dados (.dat). Essas informações incluem itens como taxa de amostragem, número de canais, frequência da linha, informação do canal, etc.

O arquivo de configuração pode ser criado com um programa de edição de texto ou por um software que gera o arquivo a partir dos dados de um arquivo de registro ou simulação de transitório (IEEE-C37-111 e IEC-60255-24, 2013).

6.4.3 Arquivo de dados (.dat)

O arquivo de dados contém o valor para cada amostra do registro, para cada canal de entrada descrito no arquivo (.cfg). Os dados do arquivo (.dat) são organizados em linhas e colunas. O número total de linhas refere-se ao número de amostras registradas, de acordo com a frequência de amostragem. O número de colunas depende do sistema de gravação e também afeta o tamanho do arquivo. A primeira coluna contém o número da amostra, a segunda coluna contém o tempo de amostragem em μs e a terceira e demais colunas contém os valores das amostras registrados na simulação.

Os valores das amostras são separados por vírgula e são representados no formato inteiro de seis dígitos (IEEE-C37-111 e IEC-60255-24, 2013).

Levando-se em consideração esses aspectos do formato COMTRADE é possível reproduzir os dados de simulação em uma injeção de corrente para avaliação do relé, como se apresenta a seguir.

6.5 TESTES NO RELÉ DIGITAL

Na avaliação do relé digital são contemplados todos os casos de simulação realizados (171); energização, curto-circuito entre espiras,

curtos-circuitos externos monofásicos, bifásico e trifásico e curtos-circuitos na zona de proteção dos relés (entre TCs).

O objetivo principal neste capítulo constitui-se em apresentar os testes de avaliação do desempenho da proteção diferencial e de uma função desenvolvida para o relé fazendo uso dos *Relay Word Bits*, (sinais digitais de lógica de controle disponíveis no relé) especificamente dos sinais de corrente de sequência negativa.

Apesar de o relé digital possuir outras funções de proteção, somente são avaliadas as funções anteriormente ditas.

De acordo com a metodologia mostrada na Figura 61 no início do capítulo são obtidas as oscilografias dos eventos registrados no relé.

Os valores observáveis nas oscilografias passam por filtros passa-baixas *anti-aliasing*, que servem para remover as componentes de alta frequência.

As oscilografias de saída dos eventos guardados, no relé utilizado, possuem uma nomenclatura definida pelo próprio equipamento. Na Tabela 12 são descritas as variáveis mais destacadas na análise das oscilografias.

Tabela 12 – Nomenclatura empregada no relé

Elemento	Descrição
IAW1	Corrente de sequência positiva da fase A no lado primário
IBW1	Corrente de sequência positiva da fase B no lado primário
ICW1	Corrente de sequência positiva da fase C no lado primário
IAW2	Corrente de sequência positiva da fase A no lado secundário
IBW2	Corrente de sequência positiva da fase B no lado secundário
ICW2	Corrente de sequência positiva da fase C no lado secundário
3I2W1	Corrente de sequência negativa no primário
3I2W2	Corrente de sequência negativa no secundário
IOP1	Corrente de operação da fase A
IOP2	Corrente de operação da fase B
IOP3	Corrente de operação da fase C
IRT1	Corrente de restrição da fase A
IRT2	Corrente de restrição da fase B
IRT3	Corrente de restrição da fase C
87R	Elemento diferencial com restrição
87U	Elemento diferencial sem restrição (instantâneo)
87O1	Elemento de operação da fase A
87O2	Elemento de operação da fase B
87O3	Elemento de operação da fase C
87BL	Elemento de bloqueio na presença de harmônicas

Elemento	Descrição
50Q12P	Ajuste <i>Pickup</i> instantâneo de sequencia negativa Primário 50Q12P
50Q22P	Ajuste <i>Pickup</i> instantâneo de sequencia negativa Secundário 50Q22P
50Q12	Elemento de sobrecorrente de sequência negativa no primário
50Q22	Elemento de sobrecorrente de sequência negativa no secundário
S1V1 ¹	Variável de equação de controle grupo 1. Entrada do temporizador
S1V1PU	Tempo de contagem da variável S1V1
S1V1T	Variável de equação de controle grupo 1. Saída do temporizador
S1LT1	Variável de saída do relé de intertravamento ativada pela saída do temporizador S1V1T
TRIP4	Indicador de disparo quando algum dos elementos 87R, 87U ou S1LT1 é sensibilizado.

No cálculo dos ajustes de proteção no relé digital, foram considerados todos os transformadores de corrente em conexão Y onde a remoção de componentes de sequência zero e a compensação de defasagem do transformador é corrigida via relé. Além disso, todas as configurações foram baseadas no recomendado no manual do relé apresentado a seguir na Tabela 13.

Tabela 13 – Ajustes parâmetros relé

	Descrição	Valor
Dados gerais	Relação do TC do primário	150:5A
	Relação do TC do secundário	1500:5A
	Potência do transformador	41,7 MVA
	Matriz compensação primário	12
	Matriz compensação secundário	1
	Tensão lado primário	138 kV
	Tensão lado secundário	13,8 kV
Elemento diferencial	Tap do primário – TAP 1	5,82
	Tap do secundário – TAP 2	5,82
	<i>Pickup</i> do elemento diferencial	0,3 (<i>p.u.</i> do tap)
	Primeiro <i>SLOPE</i> – SLP1	25 %
	Segundo <i>SLOPE</i> – SLP2	50 %
	Interseção do ponto de início de SLP2	3 (<i>p.u.</i> do tap)
	Elemento diferencial instantâneo U87U	10 (<i>p.u.</i> do tap)
Bloqueio de segunda Harmônica	15 %	

¹ $S1V1 = (50Q12 * !50Q22 + !50Q12 * 50Q22) * !87BL$. Função desenvolvida e explicada no capítulo sobre proteções

Descrição		Valor
Outros elementos	Ajuste <i>Pickup</i> instantâneo de sequência negativa Primário 50Q12P	0,75 (p.u. do tap)
	Ajuste <i>Pickup</i> instantâneo de sequência negativa Secundário 50Q22P	0,75 (p.u. do tap)
	Tempo de contagem da variável S1V1 - S1V1PU	5 ciclos

O relé diferencial foi avaliado com cada um dos casos mostrados na Figura 66 (171 em total).

Primeiramente são apresentados os casos de faltas espira-espira e espira-terra em um gráfico característico de operação diferencial. Na sequência serão apresentadas e discutidas as oscilografias obtidas das faltas entre espiras, considerado o aspecto mais relevante deste trabalho. Todas as oscilografias extraídas do relé foram realizadas usando-se 4 ciclos de pré-falta e 11 ciclos de pós-falta.

Observa-se na Figura 75 a representação da característica de operação da função diferencial de fase tradicional para os ajustes contemplados na Tabela 13 e as correntes de operação e restrição dos casos de faltas espira-espira no enrolamento de HV. É possível observar que para vários casos não há operação do relé. Por exemplo, na Figura 76 a) e b) é visto que nos casos de faltas que consideram até 1% e 3% de enrolamento em falta da fase A, não há ativação do relé. Já na Figura 76 c) e d) são mostrados os casos que consideram 5% e 10 % de enrolamento em falta produzindo sinal de disparo, devido ao fato de haver correntes na zona de operação.

Figura 75 – Característica de operação do elemento Diferencial Percentual com os casos de faltas, espira-espira na fase A no enrolamento HV.

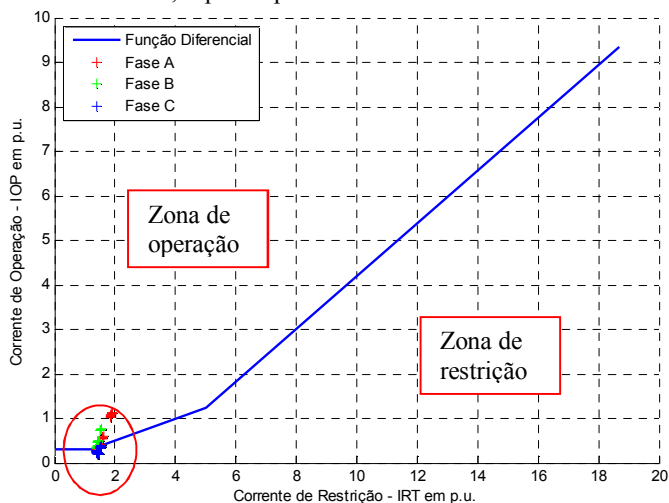
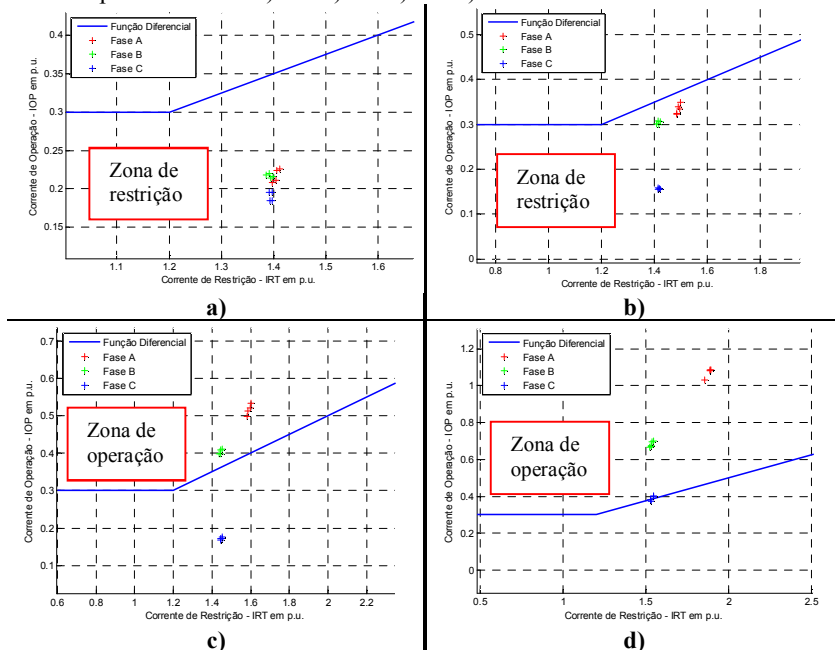


Figura 76 – Zoom da característica de operação diferencial. Casos de faltas entre espiras lado HV. a) 1% b) 3% c) 5% d) 10%



Na Figura 77 são apresentados os casos de falta espira-espira no enrolamento LV. Pode ser observado que para os parâmetros utilizados no trabalho o relé atua só para os casos que envolvem 5% e 10% de enrolamento em curto-circuito (veja na Figura 78 c) e d), no detalhe).

Figura 77 – Característica de operação do elemento Diferencial Percentual com os casos de faltas, espira-espira na fase A no enrolamento LV.

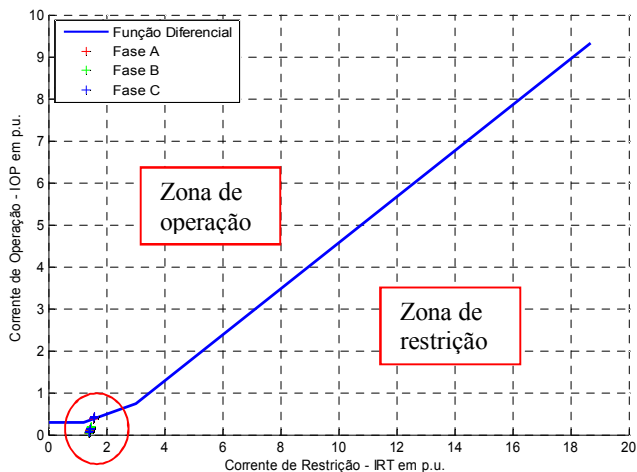
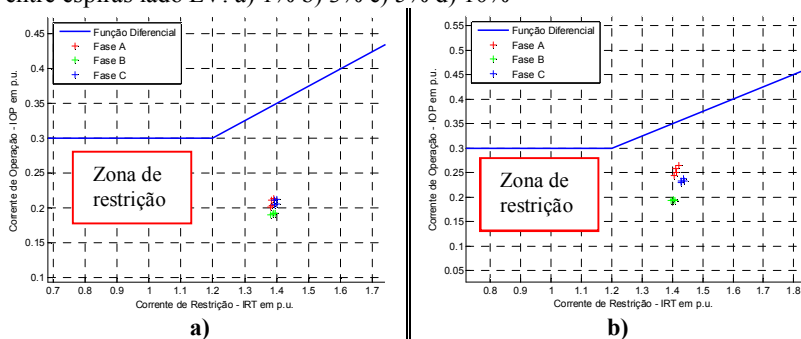
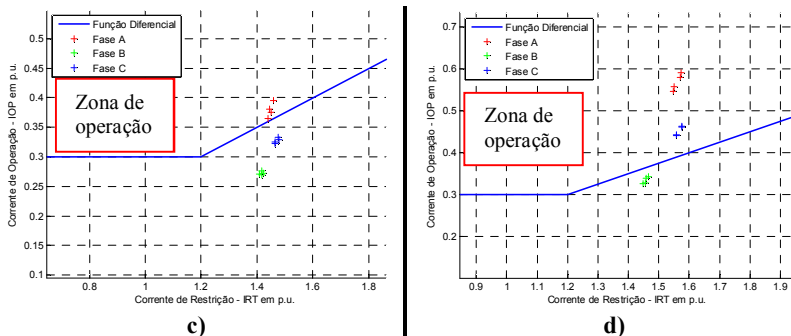


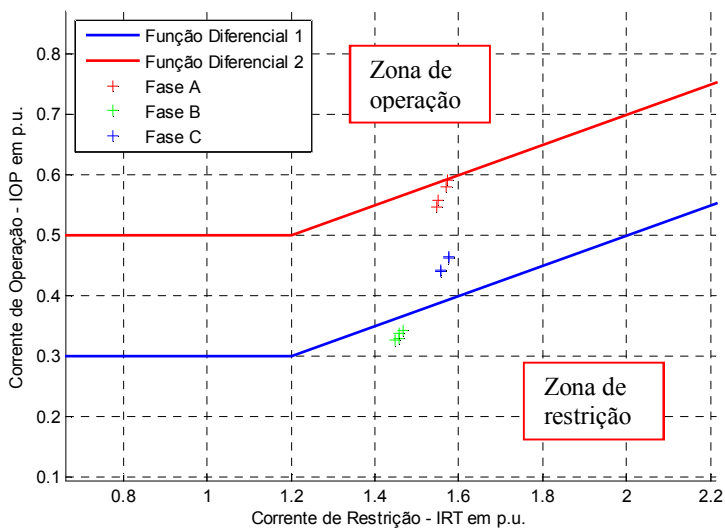
Figura 78 – Zoom da característica de operação diferencial. Casos de faltas entre espiras lado LV. a) 1% b) 3% c) 5% d) 10%





Se o ajuste do *pick up* do elemento diferencial for, por exemplo, 0,5 nos casos de falta espira-espira no enrolamento LV, como mostra a função diferencial 2 em vermelho da Figura 79 já não haverá operação do relé.

Figura 79 – Comparação da característica de operação do elemento Diferencial Percentual com diferentes ajustes para os casos de faltas espira-espira, no lado LV.

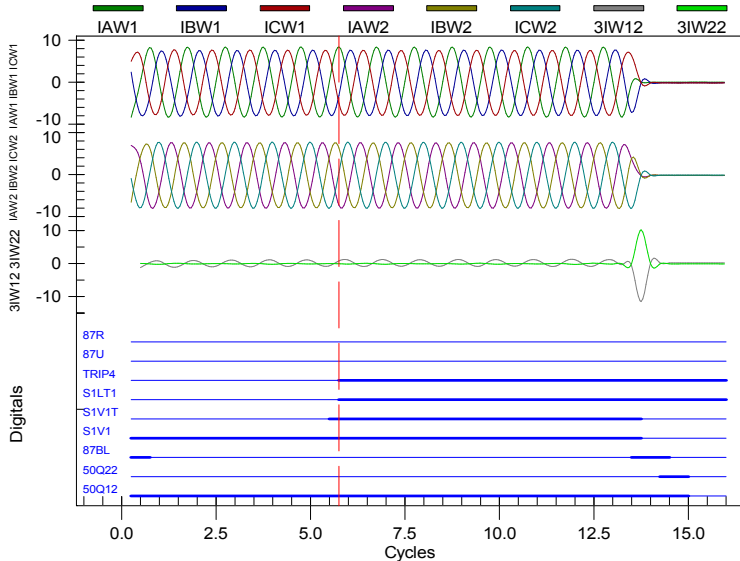


6.5.1 Faltas entre espiras no lado HV

Como explicado no capítulo 5 foi desenvolvida uma função de operação do relé usando *Relay Word Bits* das funções de proteção das correntes de sequência negativa (S1V1T). A seguir são apresentadas as oscilografias e análise do desempenho do relé digital com as funções adicionadas perante casos estudados.

A Figura 80 ilustra um caso de falta espira-espira considerando 1% de enrolamento da fase A, no primário. São mostradas as correntes de sequência positiva e negativa vistas nos secundários dos TCs, além dos sinais digitais mais relevantes no estudo. A linha tracejada é o instante de operação do relé. Nota-se que o elemento diferencial com restrição (87R) não atua em nenhum instante de tempo como tinha sido observado nos gráficos anteriores para os casos de até 3% de enrolamento em falta. A função S1LT1 ativa o elemento TRIP4 que dá sinal de disparo ao disjuntor. Pode-se observar que após 5 ciclos S1V1T é ativada e pouco depois (quase imediatamente) é acionada S1LT1.

Figura 80 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-1%.

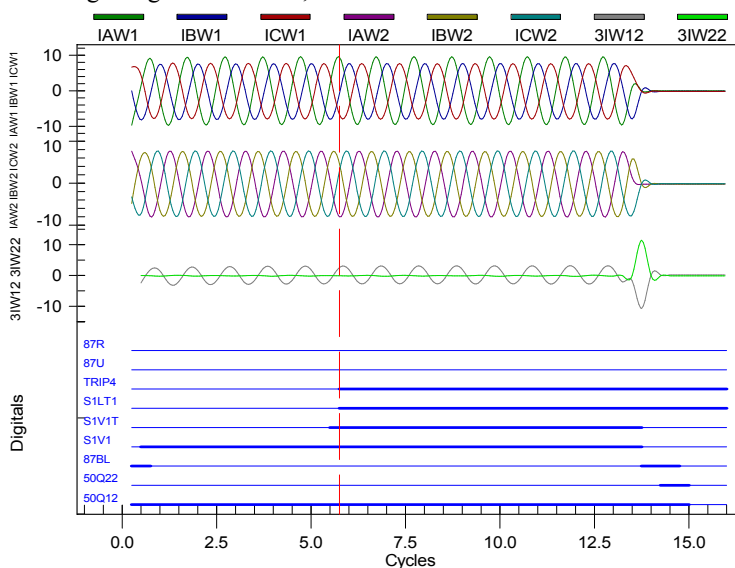


Na Figura 81 é estudado o caso de falta espira-espira envolvendo 3% do enrolamento da fase A, no primário. Observa-se que acontecem

as mesmas respostas digitais que no caso anterior, onde o disparo do relé é efetuado pela função S1LT1.

Nota-se que o elemento de sequência negativa secundário 50Q22 é zero (0) durante toda a janela do evento, à exceção das proximidades do ciclo 15 onde ocorre o transitório que desliga a caixa de testes (fonte). O elemento de sobrecorrente de sequência negativa primário 50Q12 é igual a um (1), o elemento 87BL é zero (0), produzindo-se assim uma lógica verdadeira que produz a ativação do elemento S1V1T, que a sua vez ativa o elemento S1LT1 encarregado de dar um sinal de um (1) lógico ao elemento de disparo de disjuntor TRIP4.

Figura 81 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-3%.



Percebe-se na Figura 82, onde é estudado o caso de falta espira-espira considerando 5% de enrolamento, que o disparo do relé foi realizado pelo elemento diferencial com restrição (87R) aos 5,5 ciclos aproximadamente, mas o elemento S1LT1 (saída do temporizador) atua após é feita a contagem dos 5 ciclos do elemento temporizador S1V1T.

Na Figura 83, é estudado o caso de falta espira-espira considerando 10% de enrolamento, que o disparo do relé foi realizado pelo elemento diferencial com restrição (87R) aos 5,5 ciclos,

aproximadamente igual que no caso anterior e o elemento S1LT1 atua após é feita a contagem dos 5 ciclos do elemento temporizador S1V1T.

Figura 82 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-5%.

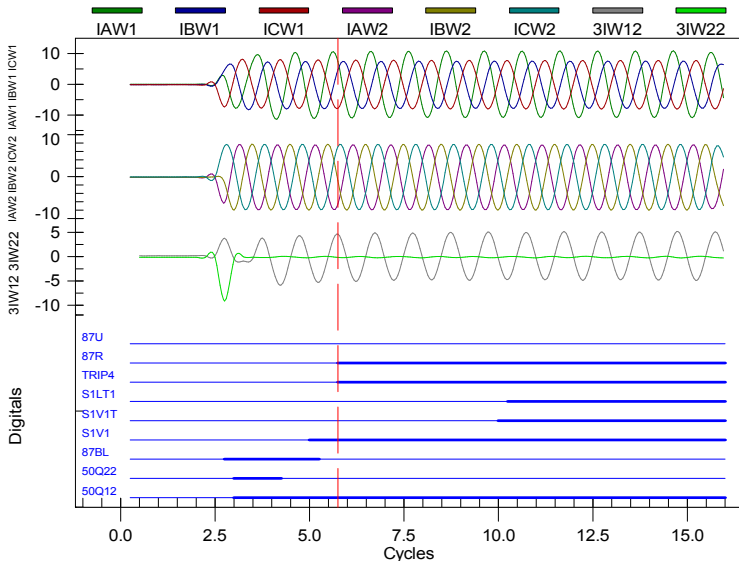
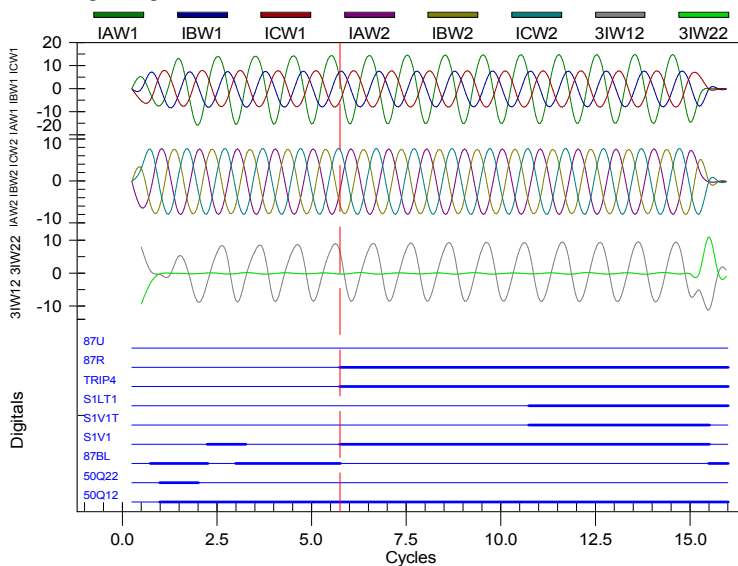


Figura 83 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-10%.



6.5.2 Faltas entre espiras no lado LV

A avaliação do relé diferencial também foi realizada para faltas entre espiras no lado de baixa tensão do transformador. Na Figura 84 e Figura 85 apresentam-se os resultados de corrente de sequência positiva, negativa e os sinais digitais para um curto-circuito espira-espira considerando 1% e 3% de enrolamento, respectivamente. Pode ser visto que o elemento diferencial de sequência positiva com restrição (87R) não opera para esse tipo de faltas, mas o elemento S1LT1 operou de maneira satisfatória.

Figura 84 – Correntes de seqüência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-E-H-1%.

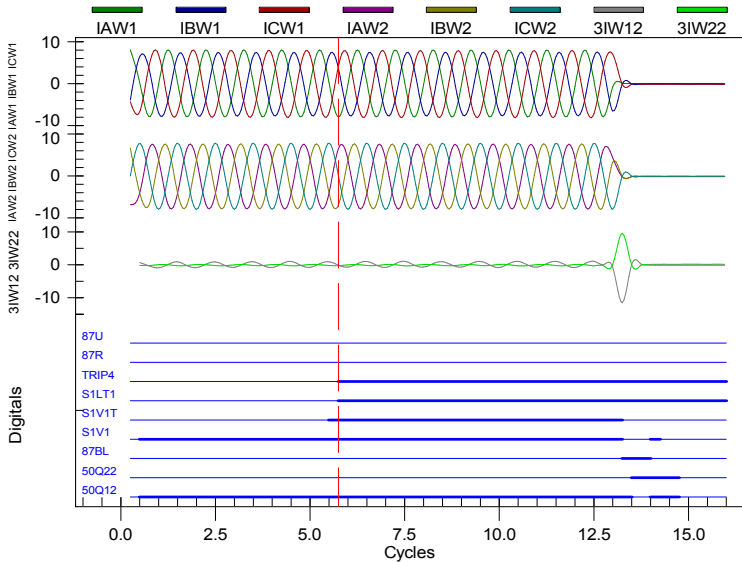
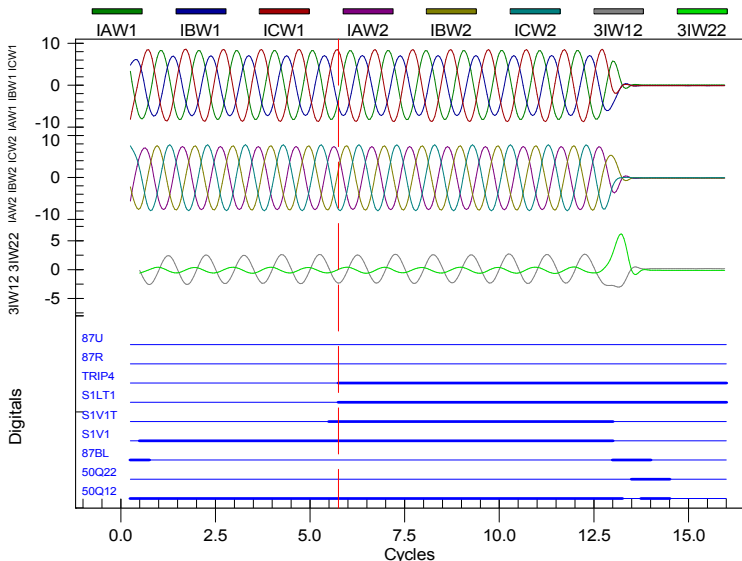


Figura 85 – Correntes de seqüência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-E-H-3%.



Nota-se na Figura 86 e Figura 87 que a função que usa os elementos de sequência negativa não opera nestes casos, mas o diferencial de sequência positiva sim. Isso tem a ver com a lógica da função S1LT1, onde esta função só é ativada se o elemento de sequência negativa no secundário 50Q22 é zero (0) e o elemento de sequência negativa no primário 50Q12 é um (1), além de satisfazer um tempo de 5 ciclos nesses estados. Aqui se encontrou que a saída dos elementos 50Q22 e 50Q12, ambos, têm um valor de 1 devido que em grande parte do teste no qual as correntes de sequência negativa no lado primário (3IW12) e secundário (3IW22) são superiores aos ajustes *pickup* 50Q12P e 50Q22P.

Assim, a sensibilidade do relé com os ajustes considerados é aprimorada para quando se têm faltas espira-espira de 3% do enrolamento no lado LV. Faltas entre espiras com 5% do enrolamento são vistas por a função diferencial de sequência positiva. Percebeu-se que mudando o ajuste *pickup* nas variáveis de sequência negativa para 0,8, a sensibilidade da proteção para os casos estudados no lado de LV com a função desenvolvida no relé continuaria sendo até 3% e no lado de HV continuaria a mesma sensibilidade de pelo menos até 10% de enrolamento em falta.

Figura 86 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-E-H-5%.

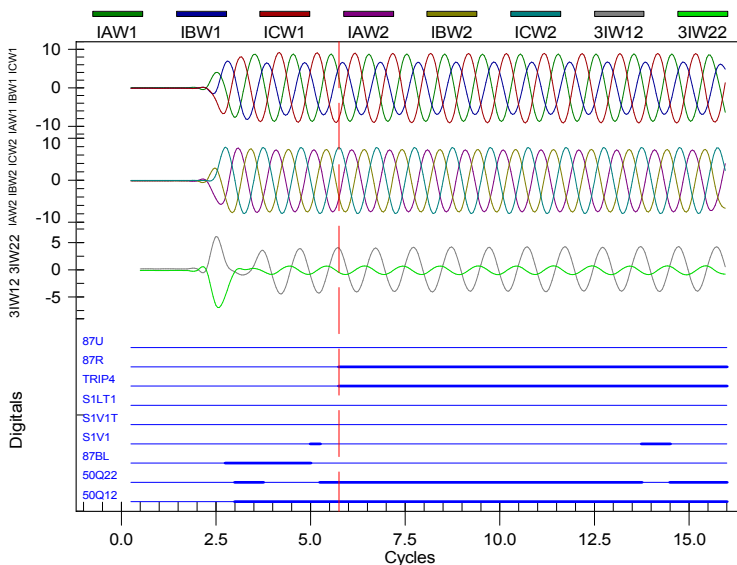
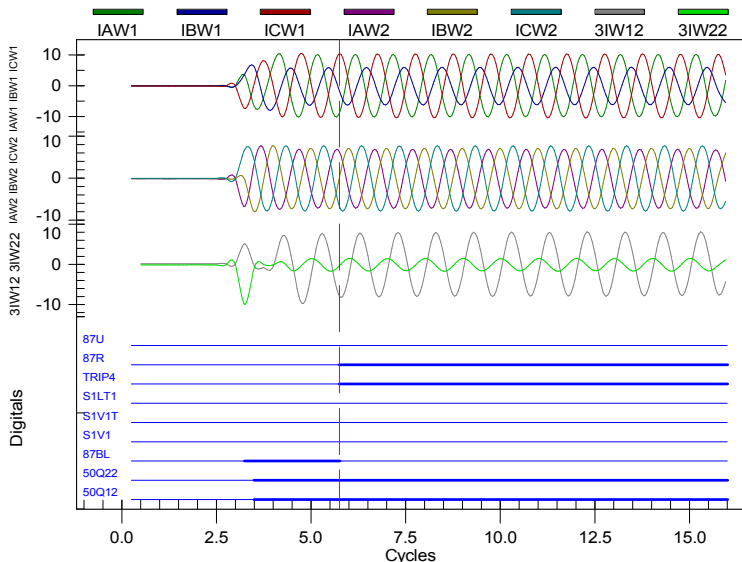


Figura 87 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-E-H-10%.

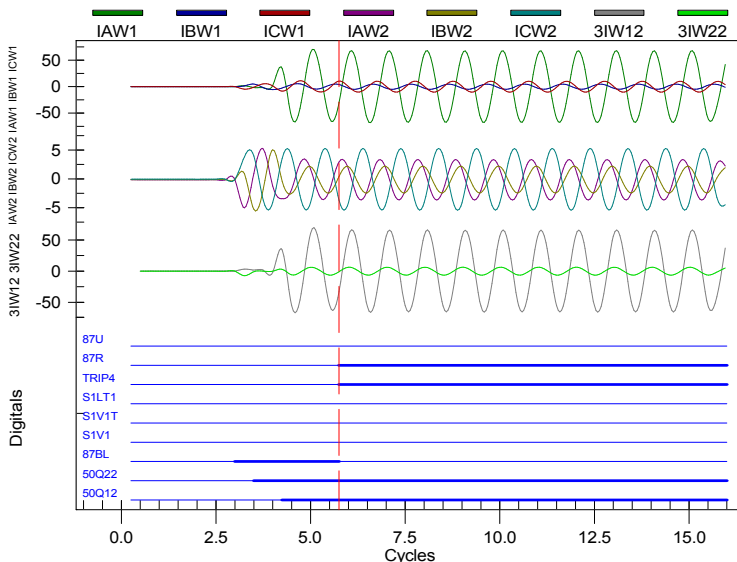


É importante destacar, que a maior dificuldade para se alcançar sensibilidade e segurança na proteção contra faltas entre espiras, é distinguir entre operação normal e falta entre espiras de pequena magnitude. No contexto, a proposta de desenvolvimento de uma função fazendo uso dos elementos de corrente de sequência negativa, faz que essa sensibilidade para pequenas faltas seja alcançada, considerando que o elemento diferencial de sequência positiva atua para casos onde é comprometida uma maior porcentagem de enrolamento em falta.

6.5.3 Faltas internas próximas aos transformadores de corrente

Além dos modelos elaborados para a simulação e realização dos testes de faltas internas entre espiras de pequena magnitude, foram simuladas faltas internas monofásicas, bifásicas e trifásicas a terra próximas aos TCs do lado HV e do lado LV e dessa maneira também avaliar o desempenho do relé.

Figura 88 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-D-B-1FIN.

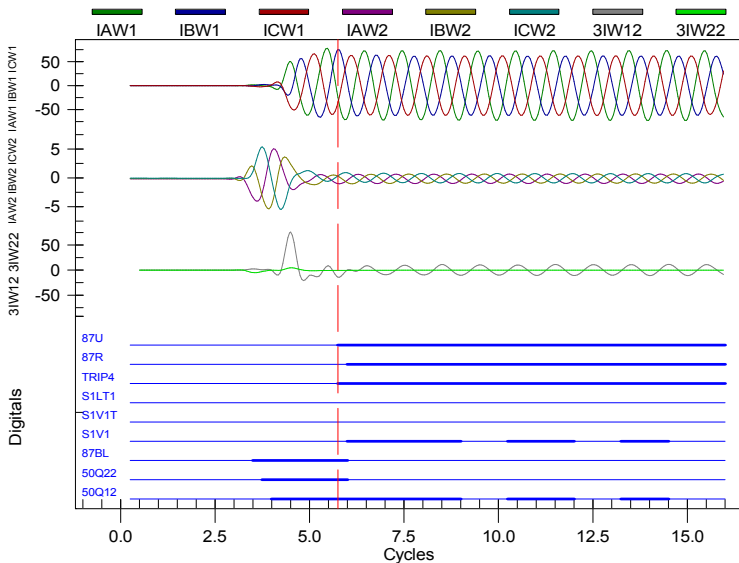


Na Figura 88 verificou-se o caso de uma falta monofásica a terra da fase A no lado primário do transformador, onde o elemento diferencial com restrição (87R) operou corretamente.

Os elementos de corrente de sequência negativa, 50Q22 e 50Q12, ambos tem um valor de 1, provocando que a função S1V1T seja nula e não opere.

Por outro lado na Figura 89 é apresentada uma falta trifásica a terra no lado primário do transformador. Nesse caso quem operou primeiro foi o elemento diferencial sem restrição, 87U, não obstante o elemento diferencial com restrição, 87R, opera poucos μ s depois do elemento 87U.

Figura 89 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-D-H-3FIN.



Para faltas no lado de baixa tensão do transformador observou-se na Figura 90 e Figura 91 que o elemento diferencial com restrição (87R) operou corretamente para este tipo de faltas que normalmente implicam altas correntes de curto-circuito. Nota-se também que os elementos da função desenvolvida no relé, S1V1, S1V1T, S1LT1, não são ativados em nenhum instante do tempo devido que a sensibilidade dessa função é para pequenas correntes de curto-circuito.

Figura 90 – Correntes de seqüência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-D-H-2FIN.

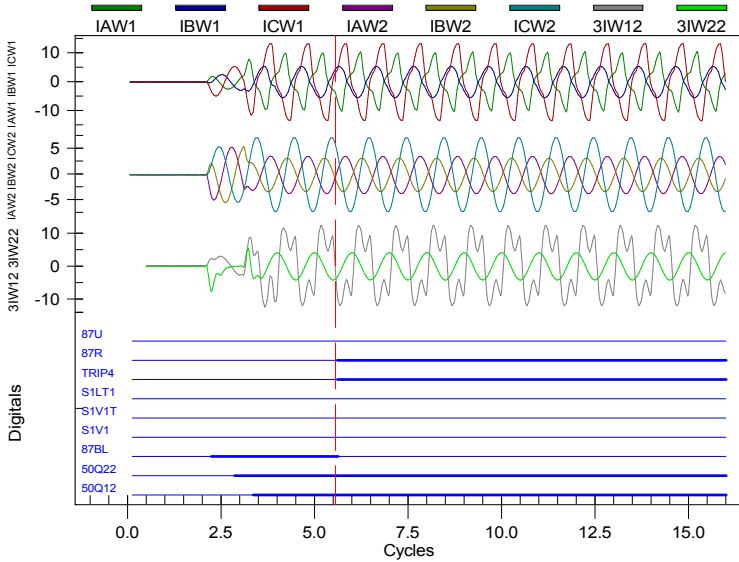
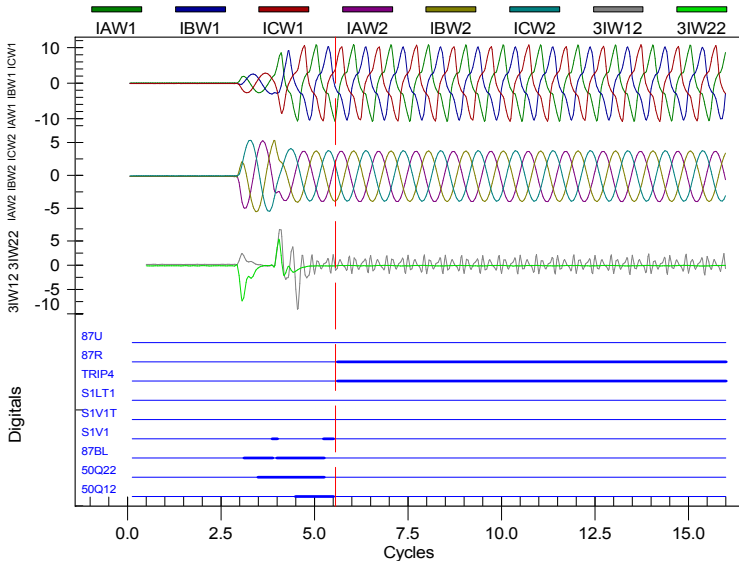


Figura 91 – Correntes de seqüência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-T-H-3FIN.



6.5.4 Energização do transformador

A energização de um transformador pode causar correntes de *inrush* por vários segundos, que a sua vez podem ocasionar falsos disparos no relé diferencial se não se tem os bloqueios por harmônicas típicas deste fenômeno. Estas correntes também podem impactar na operação de transformadores adjacentes. Neste trabalho são apresentadas as correntes de energização usando os modelos HYBRID, BCTRAN e SATURA, comparam-se entre si e é observado o desempenho do relé perante os elementos de bloqueio de harmônicas que possui.

Na Figura 92 são mostradas as correntes de sequência positiva primária e secundária e sinais digitais criados no relé. Observa-se que as correntes de energização no lado primário do transformador apresentam grandes quantidades de harmônicas e no secundário, como era de esperar, as correntes são nulas, pois o transformador está em vazio.

O sinal de TRIP2 corresponde à condição de ativação dos elementos de operação 87O1, 87O2 e 87O3, mas não foi detectada nenhuma falta no transformador. O elemento de bloqueio de harmônicas, 87BL, esteve ativado durante todo o teste e os elementos de disparo 87R, 87U e S1LT1 não foram acionados.

Na Figura 93 são vistas para cada fase com o modelo HYBRID, as concentrações harmônicas das primeiras componentes, em relação a componente fundamental. Para a componente segunda ordem da fase A, fase B e fase C, percebe-se uma percentagem de 119,6%, 63,8% e 72,9% respectivamente.

A energização com o modelo BCTRAN e SATURA é apresentada na Figura 94 e Figura 96 respectivamente. A resposta do relé foi similar ao visto no modelo HYBRID. As componentes harmônicas de segunda ordem na fase A, fase B e fase C para o modelo BCTRAN são 54,8%, 68% e 77,4% respectivamente. No modelo SATURA a percentagem da componente de segunda ordem é de 17,1%, 31,2% e 36,6%, na fase A, fase B e fase C, respectivamente.

No relé pode ser usado bloqueio por harmônicas de segunda, quarta e quinta ordem, mas neste trabalho só foi utilizado bloqueio por segunda harmônica, característica predominante das correntes de *inrush*.

Figura 92 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-H-ENER.

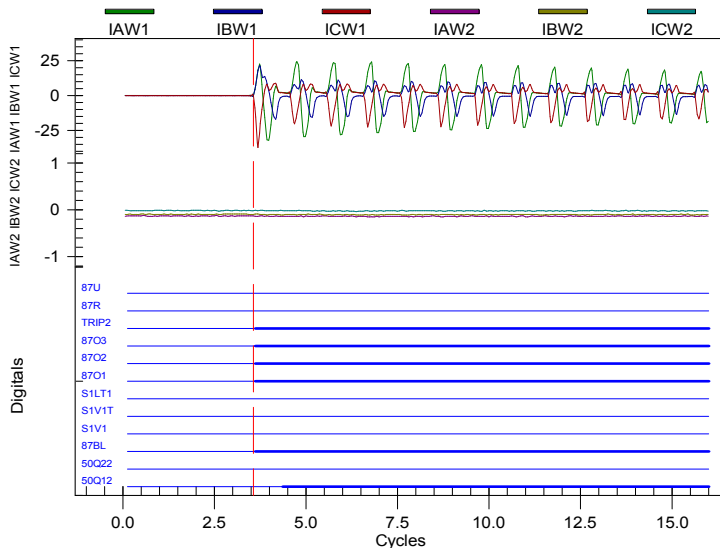


Figura 93 – Concentração de harmônicas, caso ONAF-HV-E-H-ENER. a) fase A. a) fase B. a) fase C.

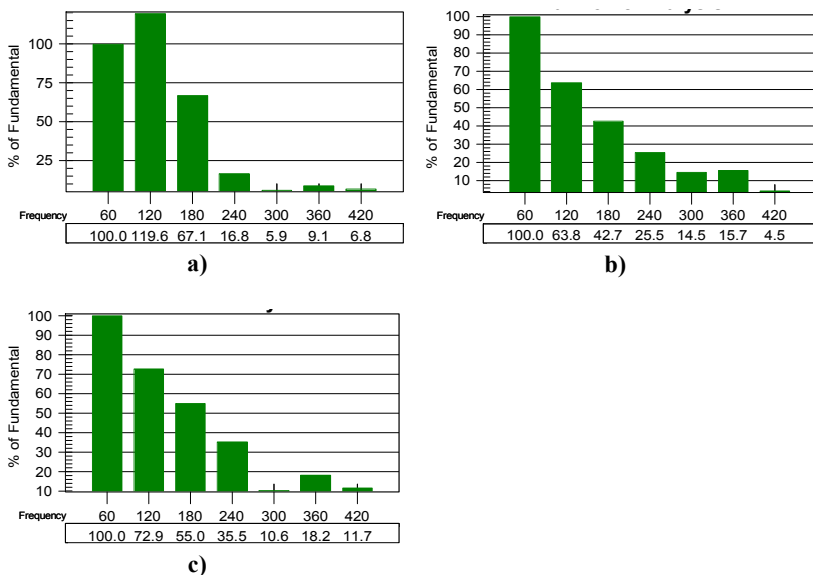


Figura 94 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-B-ENER.

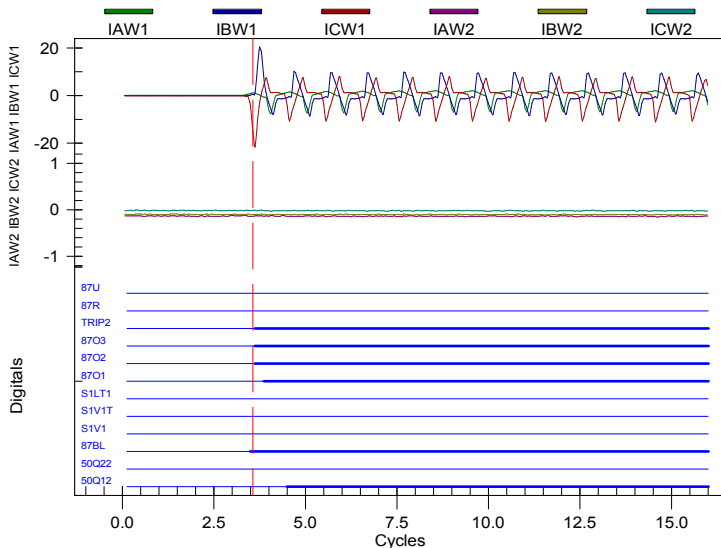


Figura 95 – Concentração de harmônicas, caso ONAF-HV-E-B-ENER. a) fase A. a) fase B. a) fase C.

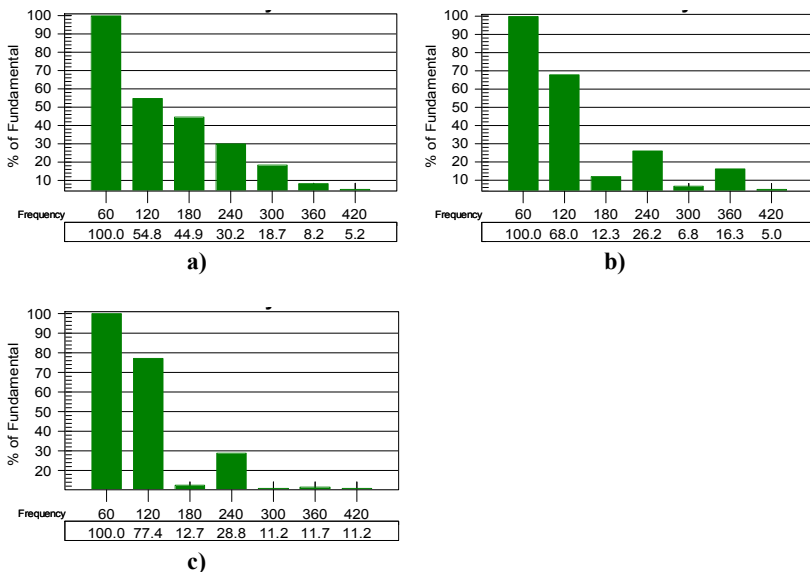


Figura 96 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-HV-E-S-ENER.

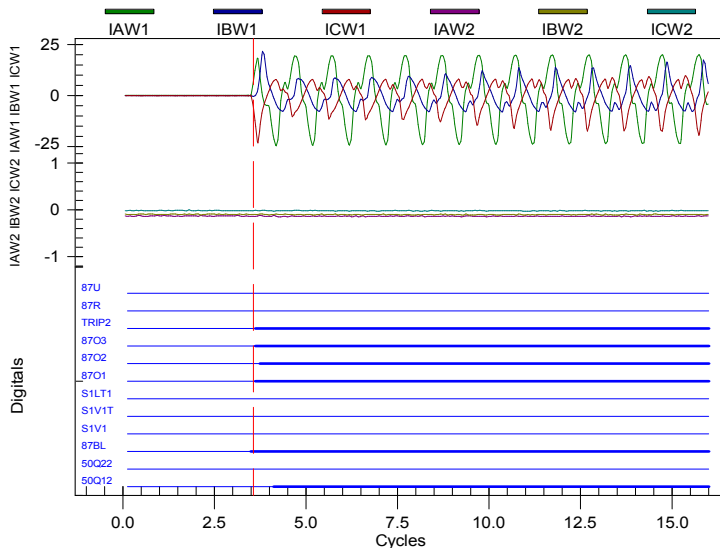
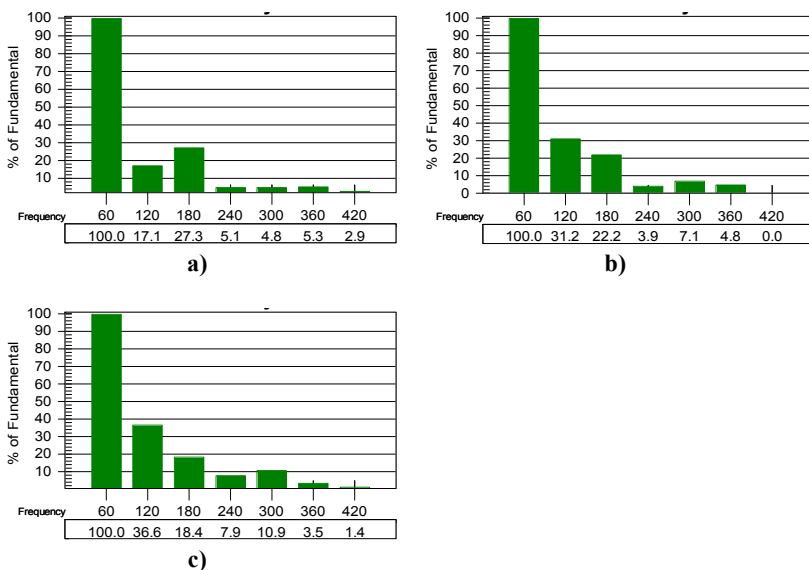


Figura 97 – Concentração de harmônicas, caso ONAF-HV-E-S-ENER. a) fase A. a) fase B. a) fase C.



Tendo em vista os aspectos observados anteriormente para cada um dos modelos analisados, onde foram considerados tempos iguais de energização e mesmo sistema, percebeu-se que modelo HYBRID resulta em correntes de energização de maior magnitude em comparação com os modelos BCTRAN e SATURA.

O modelo HYBRID apresenta um maior detalhe na sua modelagem, dado que o núcleo é representado por duas curvas não lineares do material; uma representando a coluna do núcleo (parte onde estão os enrolamentos) e outra representando o jugo. Já os modelos BCTRAN e SATURA são representados somente com uma curva para todo o núcleo.

Além dos casos analisados em detalhe até aqui, são apresentados na Tabela 14 e Tabela 15 um resumo do comportamento de operação do relé perante todos os casos submetidos considerando-se tanto a função diferencial de sequência positiva, como a função desenvolvida que faz uso dos elementos de sequência negativa. É mostrado se o relé operou ou não e se agiu de forma satisfatória.

Percebe-se que para todos os casos de falta espira-espira e espira-terra o relé operou de maneira satisfatória, onde as diferenças entre os modelos usados não teve repercussões para o relé identificar as faltas.

Observou-se que o relé operou satisfatoriamente para todos os casos realizados no lado de alta tensão (ver Tabela 14). No entanto, teve-se desempenho errôneo para os casos de faltas externas bifásicas e trifásicas realizadas no lado de baixa tensão, para todos os modelos estudados, com dados de ensaios e dimensões (ver Tabela 15). Para explicar porque aconteceram esses disparos, foram analisadas as correntes medidas nos TCs e encontrou-se que houve saturação nos transformadores de corrente do lado de alta tensão provocando uma corrente diferencial tal, que fez o relé disparar.

Na Figura 98 é ilustrado um caso onde ocorreu disparo indevido. Apresentam-se as correntes dos TCs no lado primário e secundário e os elementos digitais. Já, na Figura 99 e Figura 100 são mostrados os conteúdos de harmônicas em cada uma das fases, tanto no primário como no secundário, respectivamente. Nota-se a predominância da componente de terceira ordem no primário. Por outro lado no secundário não se teve nenhuma componente harmônica.

Tabela 14 – Comportamento do relé para os casos testados HV.

Casos Ensaio HV	disparou	Ação	Casos dimensões HV	disparou	Ação
	Sim ou Não	✓ ou ✘		Sim ou Não	✓ ou ✘
ONAF-HV-E-H-1%	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-1%	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-1T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-1T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-3%	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-3%	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-3T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-3T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-5%	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-5%	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-5T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-5T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-10%	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-10%	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-10T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-10T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-1FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-1FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-2FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-2FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-3FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-H-3FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-H-1FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-H-1FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-H-2FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-H-2FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-H-3FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-H-3FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-H-ENER	Não	✓	---	---	---
ONAF-HV-E-B-1%	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-1%	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-1T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-1T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-3%	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-3%	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-3T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-3T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-5%	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-5%	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-5T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-5T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-10%	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-10%	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-10T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-10T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-1FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-1FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-2FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-2FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-3FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-B-3FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-B-1FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-B-1FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-B-2FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-B-2FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-B-3FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-B-3FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-B-ENER	Não	✓	---	---	---
ONAF-HV-E-S-1%	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-1%	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-1T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-1T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-3%	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-3%	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-3T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-3T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-5%	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-5%	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-5T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-5T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-10%	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-10%	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-10T%	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-10T%	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-1FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-1FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-2FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-2FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-3FIN	Sim	✓	ONAF-HV-D-S-3FIN	Sim	✓
ONAF-HV-E-S-1FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-S-1FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-S-2FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-S-2FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-S-3FEX	Não	✓	ONAF-HV-D-S-3FEX	Não	✓
ONAF-HV-E-S-ENER	Não	✓	---	---	---

Tabela 15 – Comportamento do relé para os casos testados LV.

Casos Ensaio LV	disparou	Ação ¹	Casos dimensões LV	disparou	Ação
	Sim ou Não	✓ ou ✘		Sim ou Não	✓ ou ✘
ONAF-LV-E-H-1%	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-1%	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-1T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-1T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-3%	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-3%	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-3T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-3T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-5%	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-5%	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-5T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-5T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-10%	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-10%	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-10T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-10T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-1FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-1FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-2FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-2FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-3FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-H-3FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-H-1FEX	Não	✓	ONAF-LV-D-H-1FEX	Não	✓
ONAF-LV-E-H-2FEX	Sim	✘	ONAF-LV-D-H-2FEX	Sim	✘
ONAF-LV-E-H-3FEX	Sim	✘	ONAF-LV-D-H-3FEX	Sim	✘
ONAF-LV-E-B-1%	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-1%	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-1T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-1T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-3%	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-3%	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-3T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-3T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-5%	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-5%	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-5T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-5T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-10%	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-10%	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-10T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-10T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-1FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-1FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-2FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-2FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-3FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-B-3FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-B-1FEX	Não	✓	ONAF-LV-D-B-1FEX	Não	✓
ONAF-LV-E-B-2FEX	Sim	✘	ONAF-LV-D-B-2FEX	Sim	✘
ONAF-LV-E-B-3FEX	Sim	✘	ONAF-LV-D-B-3FEX	Sim	✘
ONAF-LV-E-S-1%	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-1%	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-1T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-1T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-3%	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-3%	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-3T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-3T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-5%	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-5%	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-5T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-5T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-10%	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-10%	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-10T%	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-10T%	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-1FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-1FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-2FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-2FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-3FIN	Sim	✓	ONAF-LV-D-S-3FIN	Sim	✓
ONAF-LV-E-S-1FEX	Não	✓	ONAF-LV-D-S-1FEX	Não	✓
ONAF-LV-E-S-2FEX	Sim	✘	ONAF-LV-D-S-2FEX	Sim	✘
ONAF-LV-E-S-3FEX	Sim	✘	ONAF-LV-D-S-3FEX	Sim	✘

¹ (✓) Correto e (✘) incorreto

Como o escopo do trabalho é focado na análise de faltas entre espiras, na modelagem dos transformadores de corrente foram assumidas curvas típicas e não foi feita uma avaliação aprofundada do carregamento e dimensionamento dos TCs para o sistema onde foram conectados.

Considerando-se que a prioridade da proteção é disparar adequadamente e o mais rápido possível os dispositivos de proteção, evidencia-se a importância do detalhamento e dimensionamento adequado dos transformadores de corrente na medição para cada sistema em particular, apesar de que durante o período onde a corrente de curto-circuito é alta, permite-se uma exatidão de 2,5%, 5% ou 10%, nas correntes secundárias do TC (KINDERMANN, 2012).

Figura 98 – Correntes de sequência positiva e negativa observadas nos TCs e sinais digitais gerados no relé, caso ONAF-LV-D-H-2FEX.

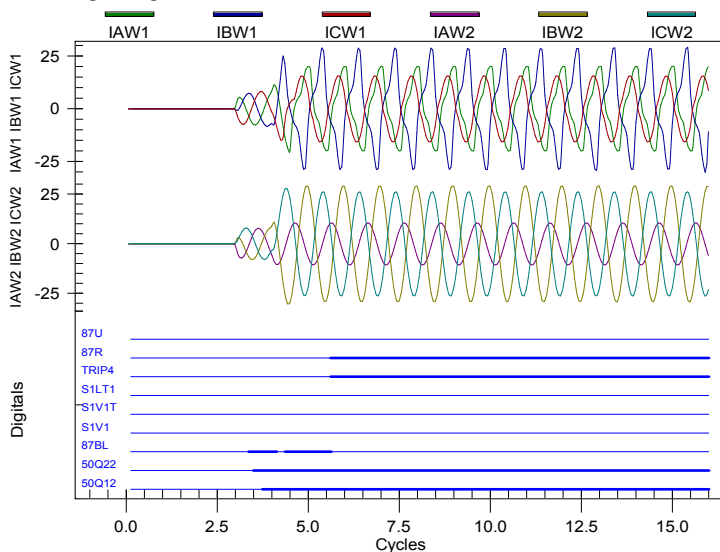


Figura 99 – Concentração de harmônicas no primário, caso ONAF-LV-D-H-2FEX. a) fase A. a) fase B. a) fase C.

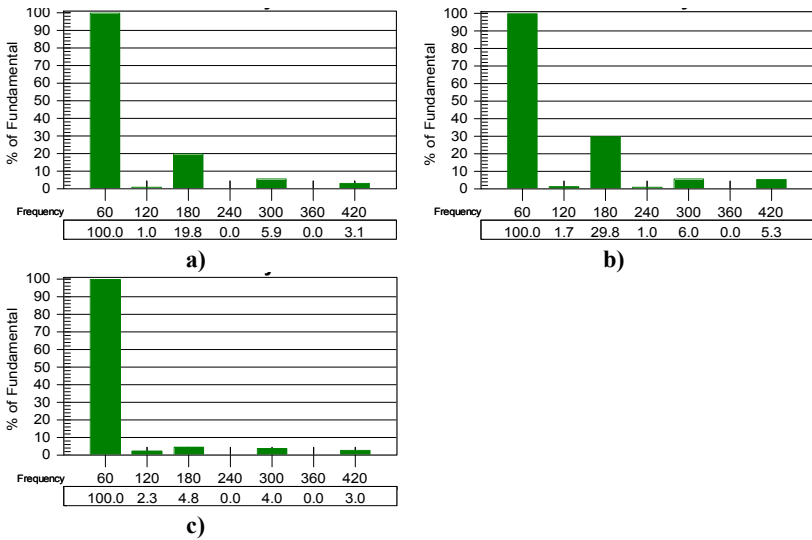
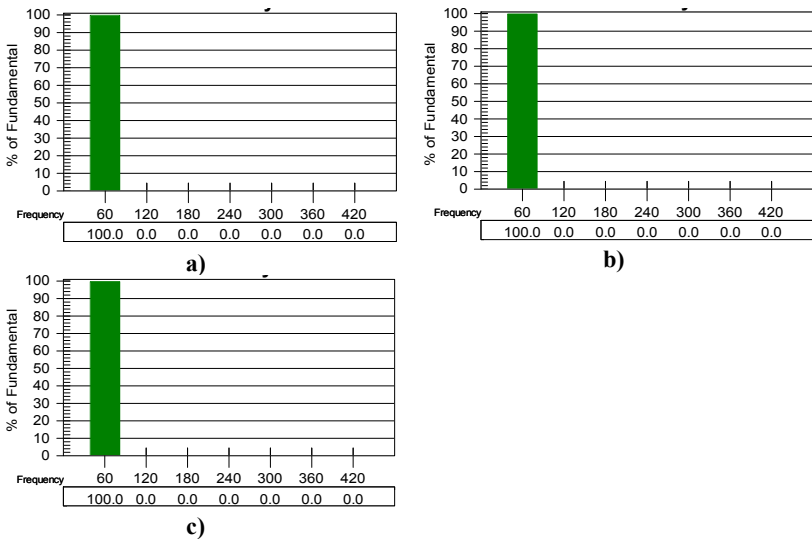


Figura 100 – Concentração de harmônicas no secundário, caso ONAF-LV-D-H-2FEX. a) fase A. a) fase B. a) fase C.



6.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi exposta a metodologia para a realização dos testes em um relé digital SEL-387E onde se avalia o desempenho da função de proteção diferencial percentual tradicional e uma função diferencial de sequência negativa implementada com elementos digitais disponíveis no relé.

A função diferencial implementada no relé, fundamentada na função diferencial básica, funciona para faltas incipientes de 1% de enrolamento em falta até aproximadamente 10%. Já para faltas acima de 10% não atua, pois a saída da lógica da função, S1LT1, é zero visto que os limiares *pickup* dos elementos 50Q12 e 50Q22 são excedidos. Assim, a sensibilidade dessa função depende dos ajustes *pickup* considerados.

Na avaliação do relé perante os casos de faltas internas entre espiras, encontraram-se resultados satisfatórios para todos os casos quando se tem a combinação da função diferencial de sequência negativa e a função diferencial tradicional. Além das faltas entre espiras, avaliaram-se as funções de proteção do relé perante outros casos de faltas e de operação do sistema, obtendo-se também resultados satisfatórios, exceto em alguns casos de faltas externas onde se teve saturação dos TCs.

Utilizando as correntes de falta simuladas com os modelos implementados; HYBRID, BCTAN e SATURA; para a injeção no relé, conseguiram-se resultados apropriados. Comparando o modelo SATURA com o modelo HYBRID como referência (modelo topologicamente mais exato), tanto do ponto de vista do grau de dificuldade na implementação, quanto dos resultados na avaliação do desempenho do relé, recomenda-se para facilidade na simulação o uso do modelo SATURA na obtenção das correntes de falta.

7 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Este capítulo apresenta as conclusões e sugestões para trabalhos futuros. As conclusões são agrupadas por tópicos de estudo: (1) modelagem e simulação de faltas internas entre espiras, (2) correntes *inrush* e saturação de TCs, e (3) desempenho do relé.

7.1 CONCLUSÕES

7.1.1 Modelagem e simulação de faltas internas entre espiras

Um cálculo exato da indutância de dispersão do transformador e entre as seções do enrolamento em falta foi necessário para a simulação das faltas internas com exatidão nos três modelos utilizados: HYBRID, BCTRAN e SATURA.

Com a finalidade de simular faltas internas entre espiras com maior precisão foram utilizadas informações mais detalhadas do transformador.

A indutância de dispersão foi calculada através de cálculo analítico e por elementos finitos. Os valores obtidos foram comparados com o resultado da indutância proveniente dos ensaios de curto-circuito. Os valores de erros foram de 4,69% para o cálculo analítico e de 6,46% para o método de elementos finitos.

Observou-se que os modelos usados para o cálculo de faltas internas entre espiras possuem um nível de detalhamento crescente na sua modelagem, sendo o SATURA o menos detalhado e o HYBRID o mais detalhado. Assim, o BCTRAN fica como sendo o intermediário do ponto de vista de detalhamento. Nesse sentido e considerando o modelo HYBRID como referência por ser um modelo topologicamente mais exato, encontraram-se erros percentuais máximos nas correntes de falta entre espiras de 5,94% para o modelo SATURA, e 0,23% para o modelo BCTRAN, usando ensaios de curto-circuito e dimensões internas como dados de entrada.

Encontrou-se uma diferença percentual máxima nas correntes de falta entre espiras de 3% para os três modelos utilizados, quando se utilizam dados de ensaios de curto-circuito e dimensões internas como entrada.

Considerando os resultados das correntes de faltas entre espiras, usando o modelo HYBRID com dados de entrada de dimensões internas e comparando com os resultados dos modelos BCTRAN e SATURA

com dados de entrada de ensaios de curto-circuito, obteve-se um erro máximo percentual de 3,1% e 5,0%, respectivamente, nas correntes de pico de faltas entre espiras simuladas.

7.1.2 Correntes *inrush* e saturação de TCs

Além das simulações de faltas, realizou-se a energização do transformador usando cada um dos modelos. Os valores das correntes de *inrush* com o modelo HYBRID foram de até duas vezes a mais do que os valores obtidos com os modelos BCTRAN e SATURA.

O modelo HYBRID fornece uma representação do núcleo topologicamente correta com características individuais para as colunas e jugos, com base na equação de Frolich. Os resultados das correntes apresentam uma atenuação mais razoável do que nos modelos BCTRAN e SATURA (ver Figura 71, Figura 72 e Figura 73).

A modelagem do transformador de corrente é de vital importância para observar, particularmente em cada sistema, sua saturação. A escolha adequada e o dimensionamento detalhado devem ser feitos para minimizar o risco de saturação e evitar falsos disparos no relé.

Um valor de *burden* alto no TC pode levá-lo facilmente à saturação, portanto a carga dele deve ser mantida quanto mais baixo possível.

7.1.3 Desempenho do relé

A realização deste trabalho teve dois objetivos principais: a comparação de modelos existentes na literatura para simulações de faltas entre espiras e o aprimoramento da proteção de transformadores contra faltas internas entre espiras, baseado nos resultados das correntes simuladas. Pretende-se que o método ou função proposta para proteção possa ser usado para implementação em outros dispositivos de monitoração contínua. Além disso, outro propósito é aumentar a sensibilidade do relé para identificar a falta numa etapa ainda incipiente.

Verificou-se que o desempenho do relé com a função de sequência negativa desenvolvida, combinada com a função diferencial tradicional, operou satisfatoriamente para todos os casos testados de faltas entre espiras a partir de 1% do enrolamento envolvido.

Aproveitando-se as funcionalidades existentes no relé, consegue-se aprimorar a sensibilidade do relé para faltas entre espiras envolvendo desde 1% do enrolamento em curto-circuito até 5% para o

lado HV do transformador, e desde 1% do enrolamento em curto-circuito até 3% no lado LV do transformador.

Apesar de haver erros nas correntes dos modelos BCTRAN e SATURA em comparação com o modelo HYBRID, notou-se que os testes realizados deram resultados no relé. Portanto, desde o ponto de vista prático na modelagem do modelo SATURA no ATP e considerando o erro de 5,94% aceitável, recomenda-se utilizar o modelo SATURA para simular as faltas entre espiras.

Na avaliação do relé diante da presença de correntes de *inrush*, obtiveram-se resultados satisfatórios para os três modelos utilizados. O elemento de bloqueio perante harmônicas impediu a atuação do relé na energização.

A sensibilidade do relé para faltas entre espiras foi verificada considerando carga pesada (regime ONAF) do transformador, operando de maneira adequada.

Independente de o relé digital aprimorar a confiabilidade do sistema de proteção, estudos aprofundados devem ser feitos para o cálculo dos ajustes em cada caso específico. Além dos ajustes do relé, devem-se realizar estudos de carregamento dos TCs e se considerar as conexões e defasagem dos enrolamentos para não causar operação indevida da proteção diferencial.

7.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Em vista dos aspectos apresentados neste trabalho são listados a seguir assuntos que merecem atenção em trabalhos futuros:

Analisar os casos de falta e operação simulados, para um transformador de passagem, ou seja, onde o fluxo de potência normal possa mudar de direção e não seja só para alimentar a carga, como foi feito nesse trabalho.

Estudar o desempenho da proteção diferencial considerando alta saturação dos TCs, observando-se as harmônicas, onde particularmente é predominante a componente de terceira ordem, bem como implementar a modelagem do núcleo do TC com a teoria de Frolich e comparar com os resultados das rotinas SATURATION e LOSSYSATURATION do ATP.

Calcular a indutância de dispersão considerando o fluxo radial quando acontece a falta e comparar com os resultados desse trabalho. Apesar que, na condição de funcionamento normal e curto-circuito, o fluxo de dispersão tem um trajeto predominantemente paralelo (axial) ao eixo dos enrolamentos (como foi calculado neste trabalho), seria

interessante calcular o fluxo de dispersão considerando também a sua componente radial.

Avaliar outras metodologias de detecção de faltas entre espiras e combinar com as metodologias mais tradicionais. Assim, será possível observar quais apresentarão melhor desempenho.

REFERÊNCIAS

AVENDAÑO CECEÑA, A. **Transformer Modeling in ATP: Internal Faults & High-Frequency Discretization**. Ph.D. Thesis. Houghton, Michigan, USA: Michigan Technological University, 2011. 305 p.

AVENDAÑO, A.; MORK, B.; HØIDALEN, H. K. **Transformer Internal Fault Modeling in ATP**. Trondheim: Conference on Power Systems Transients, 2011.

BAHMANIFIROUZI, B.; JABBARI, M.; NAFAR, M. **A Sensitive Method for Identifying winding turn to turn faults in Power Transformer**. Marvdasht: Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 2011.

BASTARD, ; BERTRAND , P.; MEUNIER, M. **A transformer model for winding faults studies**. USA: IEEE Transactions on Power Delivery, 1994. 690-699 p.

BOYAJIAN, A. **Theory of Three-Circuit Transformers**. [S.l.]: IEEE, v. XIII, 1924. 508 - 529 p.

CHAPMAN, S. J. **Máquinas Eléctricas**. Tradução de Eduardo ROZO CASTILLO. Tercera. ed. British: Mc Graw Hill, 2000.

CHERRY, E. C. **The Duality between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formation dq Transformer Equivalent Circuits**. London: Proc. Physical Society, 1948.

CIGRÉ. **Life Management Techniques for Power Transformers**. [S.l.]: [s.n.], 2003.

CIGRE-WG-33.02. **Guidelines for Representation of Network Elements when Calculating Transients**. [S.l.]: CIGRE Brochure 39, 1990.

COSTA DE VERNEY, L. H. **Desempenho da Proteção Diferencial em Transformadores de Potência perante Condições Especiais de Operação**. Dissertação (Mestrado). Florianópolis: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, 2012. 166 p.

DE LEÓN, F.; MARTINEZ, J. A. **Dual three-winding transformer equivalent circuit matching leakage measurements**. [S.l.]: IEEE Transactions on Power Delivery, January 2009. 160-168 p.

DEL VECCHIO, R. M. et al. **Transformer Design Principles: With Applications to Core-Form Power Transformers**. Second. ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.

DOMMEL, H. W. **Electromagnetic Transients Program Reference Manual (EMTP Theory Book)**. Portland: Prepared for BPA, Agosto 1986.

DOMMEL, H. W.; BRANDWAJN, V.; DOMMEL, I. I. **Matrix representation of three phase n-winding transformers for steady-state and transient studies**. [S.l.]: [s.n.], 1982. 1369-1375 p.

EGOROVA, E. **ATP Modeling of internal transformer faults for relay performance testing**. Dissertação (Mestrado). Houghton: Michigan Technological University, 2011. 193 p.

EMTP/ATP. **ATP Rule Book**. [S.l.]: Leuven EMTP Center, Jul. 1987.

GUZMÁN, A.; FISCHER, N.; LABUSCHANGNE, C. **Improvements in Transformer Protection and Control**. 3. ed. [S.l.]: SEL Journal of Reliable Power, v. 2, 2011. 18 p.

HARLOW, J. H. **Electric Power Transformer Engineering**. Second. ed. New York: CRC, 2007.

HEATHCOTE, M. J. **J&P Transformer Book**. 13. ed. Amsterdam: Newnes, 2007.

HEVIA, O. P. **Inductor with losses in the ATP**. Germany: Editorial Board, v. Volume 7, 2001. 13-22 p.

HØIDALEN, H. K.; PRIKLER, L. **User's Manual ATPDRAW version 5.6**. Norway: Norwegian University of Technology Trondheim, 2009.

IEC-TR-60071-4. **Insulation Co-ordination-Part 4: Computational Guide to Insulation Co-ordination and Modeling of Electrical Networks**. [S.l.]: IEC, 2004.

IEEE-C37-110. **IEEE Guide for the Application of Current Transformers Used for Protective Relaying Purposes**. New York: IEEE Power Engineering Society, 2008. 79 p.

IEEE-C37-111; IEC-60255-24. **Measuring relays and protection equipment - Part 24: Common format for transient data exchange (COMTRADE) for power**. New York: IEC & IEEE, 2013.

IEEE-C37-91. **IEEE Guide for Protecting Power Transformers**. New York: IEEE, 2008. 151 p.

IEEE-C57-13. **IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers**. New York: IEEE, 2008.

JAGERS, J.; TENBOHLEN, S. **Differences Approaches for the Acquisition of Reliability Statistics**. Paris: [s.n.], 2009. 6 p.

KASZTENNY, B.; FISCHER, N.; ALTUVE, H. J. **Negative-Sequence Differential Protection – Principles, Sensitivity, and Security**. [S.l.]: IEEE, 2015. 364-378 p.

KINDERMANN, G. **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. Terceira. ed. Florianópolis: UFSC, v. 1, 2012.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUC, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Second. ed. Piscataway: Wiley Interscience, 2002.

KULKARNI, S. V.; KHAPARDE, S. A. **Transformer Engineering Design and Practice**. Mumbai: MARCEL DEKKER, INC., 2004.

MARGIN, F.; ROCHA, G.; ABBOUD, R. **Modelagem de transformadores no RTDSTM para simulação de faltas entre espiras e à terra**. Recife: X STPC Seminário Técnico de Proteção e Controle, 2010.

MARTINEZ-VELAZCO, J. A. **Power System Transients: Parameter Determination**. Boca Raton: CRC Press, 2010.

MIGUEL, P. **Introdução à simulação de relés de proteção usando a linguagem "models" do ATP**. Rio de Janeiro: Ciência Moderna Ltda., 2011.

MORK, B. A. et al. **Hybrid transformer model for transient simulation-Part I: development and parameters**. [S.l.]: IEEE Transactions on Power Delivery, v. 22, Jan. 2007. pp. 248-255 p.

MORK, B. A. et al. **Hybrid transformer model for transient simulation-Part II: Laboratory measurements and benchmarking**. USA: IEEE Transactions on Power Delivery, v. 22, Jan. 2007. 256-262 p.

MORK, B. A. **Five-legged wound-core transformer model: Derivation, parameters, implementation, and evaluation**. [S.l.]: IEEE Transactions on Power Delivery, October 1999. 1519-1526 p.

MORK, B. A.; GONZALEZ, F.; ISHCENKO. **Leakage inductance model for autotransformer transient simulation**. Montreal, Canada: Presented at the International Conference on Power System Transients, 2005.

MORK, B. A.; MARTINEZ, J. A. **Transformer Modeling for Low- and Mid-Frequency Transients—A Review**. [S.l.]: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, v. 20, April, 2005.

NGAOPITAKKUL, A.; NGAMROO, I. **Discrimination between External Short Circuits and Internal Faults in Transformer Windings using Discrete Wavelet Transforms**. Bangkok: Institute of Technology Ladkrabang, 2005.

OLIVEIRA, L. M. R.; CARDOSO, J. M. **Comparing Power Transformer Turn-to-Turn Faults Protection Methods: Negative Sequence Component Versus Space Vector Algorithms**. Covilhã: [s.n.], 2015. 289-295 p.

OLIVEIRA, M. O. et al. **Principales Características de la Corriente Inrush en Transformadores**. Misiones: Centro de Estudios de Energía para el Desarrollo (CEED), 7 p.

PRIKLER, L.; HØIDALEN, H. K. **Users' Manual ATPDRAW 5.6**. Norway: Norwegian University of Technology Trondheim, Nov. 2009.

REIS, J. L. **Coordenação de isolamento para surtos de frente rápida utilizando o método da densidade espectral de energia**. Dissertação (Mestrado). Florianópolis: [s.n.], 2013. 193 p.

RIZVI, I. A.; REESER, G. **Using Symmetrical Components For Internal External Fault Discrimination in Differential Protection Schemes**. [S.l.]: IEEE, 2013. 68-79 p.

ROSENTINO JUNIOR, A. J. P. **Estimativa dos esforços electromecânicos em transformadores submetidos a um curto-circuito trifásico. Dissertação (Mestrado).** [S.l.]: Universidade Federal de Uberlândia, 2010. 200 p.

SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, I. **Instruction Manual SEL-387E Relay - Current Differential and Voltage Protection Relay.** [S.l.]: SEL, 2000-2015. 536 p.

SEGATTO, Ê. C. et al. **Alto Desempenho na Proteção Diferencial de Transformadores de Potência com a Utilização de Redes Neurais Artificiais.** São Paulo: Universidade de São Paulo, 2001.

SIERRA JARAMILLO, S. C.; DIEZ SALDARRIAGA, E. **Revisión, Complemento y Actualización del Libro de Máquinas Eléctricas: TCC.** Medellín: Universidad Pontificia Bolivariana, 2008. 1083 p.

VAHEDI, A.; BEHJAT, V. **Online monitoring of power transformers for detection of internal winding short circuit faults using negative sequence analysis.** Tehran: EUROPEAN TRANSACTIONS ON ELECTRICAL POWER, 2010.

WALLING, R. et al. **Parameter Determination for Modeling System Transients—Part III: Transformers.** [S.l.]: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, v. 20, 2005. 2051-2062 p.

WISZNIEWSKI, A.; REBIZANT, W.; SCHIEL, L. **Sensitive Protection of Power Transformers for Internal Inter-Turn Faults.** Berlin: IEEE, 2009. 1-5 p.