

**Estudo de Fenômenos de Ferrorressonância em
Transformadores de Potencial Aplicados à
Subestações de Parques Eólicos**

Luiz Gustavo Pieve Nunes

**Itajubá
2022**

Universidade Federal de Itajubá

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Estudo de Fenômenos de Ferrorressonância em
Transformadores de Potencial Aplicados à
Subestações de Parques Eólicos**

Luiz Gustavo Pieve Nunes

Orientador: Professor Dr. Estácio Tavares Wanderley Neto

**Dissertação apresentada como requisito parcial à
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, no
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica,
Instituto de Sistemas Elétricos e Energia - ISEE, da
Universidade Federal de Itajubá – UNIFEI.**

Itajubá, fevereiro de 2023

RESUMO

Esta dissertação apresenta uma análise em torno do problema de ferrorressonância que ocorre em transformadores de potencial em subestações de parques eólicos a partir de transitórios de alta frequência, os quais têm sido cada vez mais recorrente no âmbito da geração de energia elétrica a partir de fontes de energia renovável. Foi feito neste trabalho também uma análise das capacitâncias que envolvem a parte ativa dos transformadores, as quais foram obtidas a partir de dados medidos em campo, bem como é apresentado como tais capacitâncias podem evitar que estes transitórios ocorram. Ainda, é apresentado um estudo de resposta em frequência utilizando um modelo típico de transformador de potencial que é instalado em subestações de parques eólicos. A estes transformadores de potencial são conectados relés que, devido à sua baixa carga, promovem o efeito da ressonância, uma vez que, como é amplamente conhecido, a pior situação para a operação de um transformador de potencial indutivo é quando este se encontra em vazio. Desta forma, foi apresentada uma discussão que se baseia no deslocamento do ponto de ressonância a partir do ajuste das capacitâncias.

Palavras – Chave: transformadores, transformadores de potencial, parques eólicos, ferrorressonância, bobinas, resposta em frequência, transitórios

Abstract

This paper presents an analysis of the ferroresonance problem that occurs in potential transformers in wind farm substations from high frequency transients, which has been increasingly recurrent in the context of the Generation of electricity from renewable energy sources. This work also analyzes the capacitances involving the active part of the transformers, which were obtained from data measured in the field, as well as presenting how such capacitances can prevent these transients from occurring. Furthermore, in this paper, a Frequency response analysis will be presented using a typical model of potential transformer that is installed in a wind farm substation. These potential transformers are connected to voltages that, due to their low load, promote the effect of resonance, since, as is widely known, the worst situation the operation of transformer of inductive potential is When it is in emptiness. In this way, this work will be the starting point of a discussion that based on the displacement of the resonance point from the adjustment of capacitances.

Keywords: transformers, potential transformers, wind farms, ferroresonance, coils, frequency response, transient

Agradecimentos

Em primeiro lugar, agradeço a Deus que, pela sua infinita misericórdia, me concedeu graça, sabedoria e persistência para que eu pudesse chegar até este dia.

Agradeço à minha família pelo apoio de sempre, pela proteção, pela provisão e por todo amor que me foi dado.

Ao Prof. Dr. Estácio Tavares Wanderley Neto no atendimento imediato das minhas dificuldades, sugestões sempre pertinentes e conselhos valiosos.

Aos amigos e irmãos de república que, durante muitas noites, dividiram as madrugadas comigo durante o tempo de estudo e de construção deste trabalho.

Agradeço, em especial, ao meu amigo Guilherme Ferraz e ao engenheiro Fernando Ribeiro, juntamente com a empresa Brasformer/Braspel, os quais, de forma gentil e prestativa, dividiram um pouco dos seus conhecimentos a respeito da área técnica, os quais viabilizaram a construção desta dissertação de forma consistente e prática.

Ainda, agradeço especialmente ao engenheiro Julio Gioppo, que, com sua paciência, sabedoria e grande didática proporcionou grandes contribuições ao tema e ao desenvolvimento desta dissertação.

“O meu povo é destruído por falta de conhecimento”

Oséias 4:6

“A felicidade é um instante que eu não quero que acabe nunca”

Professor Clóvis de Barros Filho

“A vontade torna os homens gigantes”

Napoleon Hill

Lista de Siglas

TPI	Transformador de Potencial Indutivo	
V_p	Tensão no Primário do Transformador	V, volts
V_s	Tensão no Secundário do Transformador	V, volts
V_0	Tensão de Sequência Zero	V, volts
V_1	Tensão de Sequência Positiva	V, volts
V_2	Tensão de Sequência Negativa	V, volts
V_h	Tensão de Harmônico	V, volts
I_p	Corrente no Primário do Transformador	A, ampère
I_s	Corrente no Secundário do Transformador	A, ampère
I_0	Corrente de Sequência Zero	A, ampère
I_1	Corrente de Sequência Positiva	A, ampère
I_2	Corrente de Sequência Negativa	A, ampère
I_h	Corrente de Harmônico	A, ampère
DIT _h	Distorção Harmônica Individual da Tensão	
DII _h	Distorção Harmônica Individual da Corrente	
DTT	Distorção Harmônica Total da Tensão	
DTI	Distorção Harmônica Total da Corrente	
$V_{True\ RMS}$	Valor Eficaz Verdadeiro da Tensão	V, volts
$I_{True\ RMS}$	Valor Eficaz Verdadeiro da Corrente	A, ampère
P	Potência Ativa	W, watts
Q	Potência Reativa	VAR, volt-ampère-reativo
S	Potência Aparente	VA, volt-ampère
D	Potência de Distorção	VA, volt-ampère
fp	Fator de Potência	
fp ₀	Fator de Potência Para Sequência Zero	
fp ₁	Fator de Potência Para Sequência Positiva	
fp ₂	Fator de Potência Para Sequência Negativa	
fp _{Total}	Fator de Potência Total	
∅	Ângulo do Fator de Potência	
AT	Alta Tensão	
MT	Média Tensão	

Lista de Figuras

Figura 1 – Representação esquemática de um transformador.....	7
Figura 2 – Modelo de circuito equivalente para o núcleo de transformadores.....	9
Figura 3 – Modelo de circuito equivalente para núcleo de transformador com excitação senoidal.	10
Figura 4 – Esquemático de transformador monofásico de dois enrolamentos com fluxo concatenado.	11
Figura 5 – Modelo de circuito equivalente para transformador de dois enrolamentos, monofásico, sob carga.....	13
Figura 6 – Vista corte de um transformador de potencial de alta tensão.....	16
Figura 7 – Forma de onda da corrente distorcida pelo efeito de harmônicos no secundário de um transformador trifásico.	18
Figura 8 – Representação genérica de uma carga não-linear conectada ao sistema.	19
Figura 9 – Valores de tensão em pu em relação à componente DC.	23
Figura 10 - Modelo de circuito equivalente para frequências no intervalo de 0,1 a 3 kHz.	24
Figura 11 – Modelo de circuito equivalente para frequências no intervalo de 50/60 a 20 kHz	25
Figura 12 – Modelo de circuito equivalente para frequências no intervalo de 10 kHz a 3 MHz.	25
Figura 13 – Circuito equivalente para a análise teórica.....	35
Figura 14 – Característica λ -i do núcleo de um transformador.....	35
Figura 15 – Característica do elemento não – linear	36
Figura 16 – Curva característica linearizada.	37
Figura 17 – Curva característica linearizada de maneira genérica.....	37
Figura 18 – Curva característica da equação fasorial e saturação do núcleo ferromagnético no plano $U - I$	43
Figura 19 – Diagramas fasoriais representando cada ponto de interceptação na curva.	44
Figura 20 – Circuito limitador de corrente com dois elementos não-lineares	45
Figura 21 – Curva característica dos elementos não-lineares do circuito.....	45
Figura 22 – Simulação do circuito exposto com a curva característica implementada. ...	46

Figura 23 – Circuito com a presença do ramo não-linear.	47
Figura 24 – Circuito desconectado da parte não-linear.	47
Figura 25 – Curva característica de uma indutância não-linear linearizada.	48
Figura 26 – Circuito equivalente representativo	49
Figura 27 – Resultado da simulação do circuito	49
Figura 28 – Representação do comportamento do fluxo residual.	50
Figura 29 – Substituição do elemento não-linear pela fonte de corrente com a frequência fundamental.	51
Figura 30 – Gráfico de devoluções de TPis.....	54
Figura 31 – Circuito representativo do modelo citado implementado no TINA Texas Instruments®.	55
Figura 32 – Resposta em frequência do TPI de estudo.....	56
Figura 33 – Relação entre o erro do transformador em função da frequência.	56
Figura 34 – Comportamento da magnitude da impedância medida em laboratório.	57
Figura 35 – Comportamento do ângulo de fase do TPI durante o FRA.....	57
Figura 36 – Curva de saturação do TPI.....	58
Figura 37 – Simulação do modelo do TP mostrada no ATPDraw.	59
Figura 38 – Transitório apresentado no primário do modelo do TP.....	59

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Tensões e tipos de ligação definido na norma NBR 6855	15
Tabela 2 – Distribuição da ordem dos harmônicos pela sequência de fase.	20
Tabela 3 – Indicadores de distorção harmônica.	20
Tabela 4 – Valores numéricos associados às constantes da equação diferencial que governa o circuito da Figura 9	39
Tabela 5 – Tabela com a descrição dos estados de para cada situação do diagrama fasorial	44
Tabela 6 – Características dos pontos destacados.	50
Tabela 7 - Dados do TPI objeto sob estudo para simulação	55
Tabela 8 – Dados do sistema simulado no ATPDraw.....	57
Tabela 9 – Dados do TPI simulado no ATPDraw.	58

Sumário

1. Introdução	1
1.1 Justificativa Para o Trabalho	2
1.2 Objetivo do Trabalho	2
1.3 Originalidade	3
1.4 Estrutura da Dissertação	4
2. Fundamentação Teórica	6
2.1 Conceituação Básica Sobre Transformadores	7
2.2 Transformadores de Potencial Indutivo	13
2.3 Questões Envolvendo a Qualidade de Energia Elétrica	17
2.4 Conceituação Básica Sobre Harmônicos	17
2.5. Contribuição das Distorções Harmônicas Para a Ferrorressonância	22
2.6. Modelagem de Circuito Equivalente do Transformador de Potencial	24
3. Ferrorressonância e Modelos de Circuitos Equivalentes	27
3.1. Primeiros Estudos Sobre Ferrorressonância	27
3.2. Estudos Sobre a Modelagem do Fenômeno da Ferrorressonância	30
3.3. Trabalhos Recentes sobre Geração de Harmônicos.....	33
3.4. Circuito Equivalente de Um Sistema Ferrorressonante e Sua Modelagem	34
3.5. Análise no Domínio do Tempo de Sinais Não-Senoidais	39
3.5.1. Valor Eficaz de Sinais Com Forma de Onda Não-Senoidais	40
3.5.2. Potência Associada à Tensão e Corrente Não-Senoidais	41
3.5.3. Ferramentas e Métodos	42
3.6. Conceituação Teórica Do Processamento no <i>ATPDraw</i>	44
3.6.1. Método Da Fonte de Corrente Com Atraso.....	45
3.6.2. Métodos da Compensação	46
3.6.3. Representações do Método Linear por Partes.....	48
3.7. Soluções De Regime Permanente com Harmônicos.....	51

3.8. Conceituação Teórica do Processamento no TINA Texas Instruments	52
4. Estudo de Caso	53
4.1. Análise Estatística de Falhas dos TPIs	53
4.2. Resposta em Frequência do Transformador de Potencial Indutivo (FRA) e Apresentação de Resultados	54
4.3. Implementação do Problema no ATPDraw.....	57
5. Conclusões.....	63
6. Sugestões Para Trabalhos Futuros.....	65

1. Introdução

A ferrorressonância é um fenômeno originado quando as capacitâncias de um determinado sistema entram em ressonância com a parte indutiva presente no material ferromagnético dos equipamentos nela conectados reduzindo a impedância observada por uma fonte externa. Este fenômeno pode ocorrer devido à inúmeros motivos e em diversos sistemas tais como: subestações, linhas de transmissão, redes de distribuição e geração, dado o caráter construtivo de cada dispositivo presente em questão.

Em sistemas de distribuição os casos mais comuns são: pequenos trechos de cabos blindados alimentando transformadores, redes de distribuição muito longas, culminando no efeito capacitivo e faltas ou perda de sincronismo em redes coletoras de aerogeradores.

Também é comum ocorrer o aparecimento de elevações de tensão quando há um elo fusível atuado como único dispositivo de proteção para sobrecorrentes nos transformadores de distribuição. Após a sua ruptura devido a uma sobrecorrente monofásica, surge uma capacitância em série com a indutância própria da bobina, podendo culminar no efeito de ressonância.

Já aos impactos da ferrorressonância em sistemas de alta tensão mais comuns são causados por ressonância em linhas longas ou aberturas monopolares. Tais eventos provocam o acionamento indevido dos relés de distância, e podem diminuir a vida útil de para-raios, favorecendo o colapso térmico devido à grande dissipação de energia. Ademais com o colapso dos para-raios é comum que ocorra a queima dos transformadores de instrumentação.

O foco do estudo se deu aos transformadores de potencial indutivo (TPIs), pois suas medições ficam comprometidas quando submetidos a sobretensões em grandes períodos. Sendo assim, a intenção é modelar os TPIs e as prováveis causas de ressonância propondo formas de mitigar os seus efeitos.

Já em termos de contextualização, o tema da ferrorressonância é um tema que é amplamente estudado e difundido para transformadores de distribuição, os quais são submetidos a inúmeros desequilíbrios provocados pelas instalações as quais estes equipamentos têm por finalidade alimentar. Contudo, como a geração de energia a partir da energia eólica é um ramo novo da engenharia, estes efeitos, até certo tempo atrás, não obtiveram a devida atenção, então os estudos a respeito dos transformadores de potencial responsáveis pela medição e pela proteção do sistema envolvido em uma subestação de

parque eólico tiveram uma diminuição considerável devido à aparente falta de motivação para estudos desta natureza.

Assim, este trabalho deseja apresentar formas atualizadas e contextualizadas ao que vem sendo desenvolvido no que se refere à geração de energia a partir de fontes de energia renováveis e como os equipamentos disponíveis no mercado podem ser ajustados de maneira a atender a necessidade da geração de energia, bem como a transmissão e a distribuição de energia de forma indireta.

1.1 Justificativa Para o Trabalho

O tema de ferrorressonância é de suma importância para estabilidade do sistema elétrico e conseqüentemente a sua confiabilidade, logo tem sido objeto de estudo a mais de um século (BETHENOD, 1907), porém as soluções não são definitivas graças às constantes mudanças na engenharia de materiais, aplicações e topologias, permitindo várias ramificações no que tange a pesquisa, uma vez que, para cada segmento do setor elétrico há uma padronização e uma solução prática associada.

Sendo assim, deseja-se, neste trabalho, apresentar formas de amenizar os efeitos da elevação dos níveis de tensão causados por fenômenos relacionados à ferrorressonância de forma a garantir a medição mais confiável possível dos níveis de tensão gerados em transformadores de potencial indutivo, uma vez que ao operar em condições de ressonância, suas medições ficam comprometidas.

Na seção 4.1 é apresentada uma breve análise estatística de avarias sofridas por este tipo de equipamento quando instalado em subestações de parques eólicos.

1.2 Objetivo do Trabalho

De maneira geral, pode – se dividir esta seção em duas partes: Objetivos Gerais e específicos desta dissertação. Os quais se complementam de maneira a compor o escopo básico deste texto.

Os objetivos gerais são aqueles que mostram os motivos pelos quais os transformadores são prejudicados em operações de medição e de proteção nas subestações de parques eólicos. Ou seja, quais são os eventos que geram a ferrorressonância e como o equipamento se comporta em campo durante a ocorrência do fenômeno.

Já no caso dos objetivos específicos, apresenta-se a modelagem do transformador de potencial levando em conta suas capacitâncias e porque ocorrem os transitórios que geram os pontos de ressonância no equipamento.

Com o exposto nesta seção, deseja-se, neste trabalho, apresentar uma análise sobre as falhas em transformadores de potencial à ferrorressonância em transformadores de potencial indutivo. Isto foi feito a partir de uma análise de como os efeitos capacitivos inerentes às partes construtivas do transformador podem proporcionar que a reatância capacitiva equivalente seja igual à reatância indutiva do equipamento, o que provoca o aumento considerável nos níveis de tensão nas bobinas do primário e seus reflexos, devido ao caráter puramente resistivo nos enrolamentos secundários do transformador de potencial podem provocar o incêndio deste equipamento.

Para que se possa encontrar os fatores desejados a partir da influência da frequência de operação, foram utilizados os softwares ATPDraw® e Tina®, onde o primeiro é utilizado para analisar o comportamento do equipamento após uma abertura de fase, simulando uma falta série, bem como mostrar que há transferência de surto do primário para o secundário do TPI. Já o segundo software será utilizado na análise da resposta em frequência do equipamento, de forma que se possa propor maneiras de se sintonizar as capacitâncias do equipamento a ponto de que o ponto de ressonância se desloque, ou seja, que a frequência de ressonância assuma valores maiores ao de 300 Hz.

1.3 Originalidade

A originalidade deste trabalho está na modelagem das capacitâncias do transformador de potencial indutivo, através do estudo de resposta em frequência (FRA) e modelagem do comportamento do TPI.

Desta forma, conhecendo suas capacitâncias, é possível encontrar quais as faixas de frequência em que o equipamento não se comporta de maneira estável, mesmo sabendo que a estabilidade do equipamento é uma estabilidade dinâmica, a qual garante que as suas trocas de energia oscilem em torno de um ponto fixo.

De maneira a facilitar a compreensão dos eventos foi utilizado o software ATPDraw® para reprodução dos eventos no domínio do tempo e suas respostas. Por outro lado, a modelagem da resposta em frequência foi desenvolvida no software Tina Texas Instruments (TINA®) e comparado com resultados aferidos em laboratório no TPI que foi utilizado como objeto de estudo neste trabalho.

1.4 Estrutura da Dissertação

Nesta seção, encontram-se as informações a respeito da introdução ao tema, objetivo, as justificativas, as contribuições, a motivação e a originalidade do trabalho.

No segundo capítulo, encontra-se a fundamentação teórica que embasa a análise técnica feita nesta dissertação. Neste mesmo capítulo, é apresentado o conceito de circuitos trifásicos equilibrados e informações básicas sobre transformadores, transformadores de potencial indutivo para instrumentação e os aspectos de qualidade da energia elétrica.

No terceiro capítulo, são apresentadas as formas de processamento utilizadas pelo *ATPDraw*, o qual foi utilizado como *software* base para os estudos de transitórios envolvendo altas frequências. Desta forma, ao apresentar as formas de onda das tensões e correntes, pode – se tirar melhores conclusões a respeito de como o equipamento se comporta nas condições que promovem o fenômeno em estudo.

Ainda no terceiro capítulo, é apresentada a solução analítica de uma situação hipotética de um circuito ferorrressonante, de forma a apresentar as dificuldades na modelagem do circuito e como se pode empregar o Método da Linearização por Partes e uma análise de sinais não – senoidais de tensões e correntes provocadas por distorções harmônicas.

O quarto capítulo contempla uma breve análise estatística das falhas dos transformadores de potencial, com a intenção de justificar quantitativamente a relevância do trabalho.

Também no quarto capítulo, apresenta – se a modelagem no domínio da frequência, de forma que se possa comparar os acontecimentos no domínio do tempo encontrados previamente e mapear os efeitos na operação do equipamento ao variar a frequência da rede. Ainda, nesta seção, deseja-se encontrar a frequência em que o sistema entra em ressonância e o equipamento passa a funcionar em regime ferorrressonante, bem como a análise do equipamento ao ocorrer uma possível abertura de fase no sistema.

O quinto capítulo apresenta as conclusões que podem ser tiradas a partir do que foi exposto previamente com base na modelagem e ensaios realizados, visando aplicar tais melhorias para gerar soluções práticas.

O sexto capítulo apresenta sugestões para trabalhos futuros, os quais podem e devem refinar as análises feitas neste trabalho. Já o sétimo capítulo mostra as referências bibliográficas utilizadas.

2. Fundamentação Teórica

A ferorrressonância é uma oscilação não-linear muito comumente observada em sistemas com forte presença de componentes indutivos e capacitivos. Esse fenômeno é uma das causas de sobretensões de frequência harmônica e sub-harmônica fracamente amortecidas.

Conceitualmente, há uma diferença entre ferorrressonância e a ressonância propriamente dita, na qual a primeira consiste em uma faixa de frequências onde há a instabilidade do sistema, fazendo com que este entre em colapso. Já a ressonância possui uma faixa de frequências onde há estabilidade, fazendo que seja possível analisar as melhores condições para máxima transferência de potência ativa entre a fonte e uma carga.

Analiticamente, a análise do fenômeno ferorrressonante consiste em se determinar as múltiplas soluções de regime permanente de um circuito não-linear. Para isso, lança-se mão de métodos matemáticos que possibilitam a solução de uma equação diferencial não-linear. De maneira geral, uma equação diferencial não – linear é aquela cuja resposta não pode ser obtida analiticamente, ou seja, só é possível encontrar respostas aproximadas a partir do uso de métodos numéricos.

Em termos quantitativos, as sobretensões geradas pelos fenômenos descritos nestes trabalhos podem chegar à 3 pu em um transformador de potencial na bobina do primário operando na frequência fundamental, ou seja, 60 Hz. Assim, quando ocorre este evento, pode ocorrer incêndios em pátios de subestações, fazendo com que toda a subestação esteja sobre as consequências de um mau dimensionamento dos TPIs. Os transformadores se destacam como os principais elementos não lineares no sistema elétrico.

Este trabalho focará nos TPIs, os quais sofrem grandes impactos devidos a esses fenômenos, o que compromete a medição dos valores de tensão devido à sobretensão que ocorre no sistema por um longo período. Com isso, é possível fazer uma análise da confiabilidade do sistema e formas de mitigar tais fenômenos.

Nesta seção, serão abordados de maneira simples os conceitos básicos a respeito de transformadores, dos harmônicos e dos princípios envolvidos na sua modelagem. A intenção deste tópico é fornecer embasamento teórico mínimo para analisar o fenômeno nas simulações subsequentes.

2.1 Conceituação Básica Sobre Transformadores

Os transformadores são equipamentos responsáveis por transferir potência de um circuito primário para um circuito secundário, alterando os níveis de tensão e corrente a fim de que se possa ter valores condizentes com os elementos conectados ao transformador.

De forma esquemática, como mencionado por (FERRAZ, 2015) a Figura 1 mostra a representação de um transformador, na qual é possível perceber que há uma região composta por um material ferromagnético, responsável por fornecer um meio favorável à condução de fluxo magnético, o qual é gerado pelo enrolamento acoplado a este material ferromagnético.

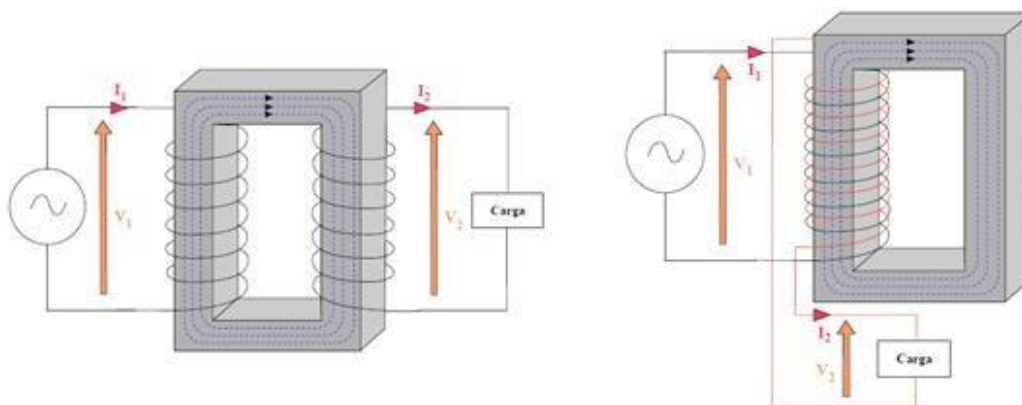


Figura 1 – Representação esquemática de um transformador.

De acordo com a lei de Lenz – Faraday, quando há uma circulação de corrente em uma bobina, passa – se a existir uma tensão induzida no interior desta bobina. Assim sendo, a Lei de Lenz – Faraday pode ser escrita como:

$$e = - \frac{d\phi_B}{dt} \quad \text{Equação 1}$$

Em que ϕ_B representa o fluxo enlaçado que surge devido à corrente que circula na bobina do primário. Para que se possa determinar os valores de corrente e tensão que circulam pelo transformador em questão, é possível representar este dispositivo através de um circuito equivalente, o qual mostra os elementos presentes nas partes deste equipamento.

Em condições de operação sob frequência nominais e o estado de equilíbrio, geralmente 50 ou 60 Hz, os efeitos capacitivos podem ser ignorados. Quando o núcleo está funcionando com fluxo abaixo da saturação, os efeitos de sua não-linearidade também podem ser ignorados. Para processos transitórios, tais como os que ocorrem

durante a comutação, atuação de proteções ou descargas atmosféricas, é necessário um modelo de transformador mais detalhado. Primeiro é desenvolvido um modelo de circuito do núcleo e, em seguida, considerados os efeitos da adição de enrolamentos.

Normalmente, transformadores trifásicos podem ser analisados como três unidades monofásicas separadas, e as interconexões entre as fases podem ser adicionadas mais tarde. Por simplicidade de análise, adota-se somente um transformador monofásico de dois enrolamentos tendo um enrolamento primário e um secundário. O enrolamento primário é normalmente ligado à fonte de alimentação de entrada, enquanto o enrolamento secundário alimenta uma ou mais cargas.

Se o enrolamento secundário está em circuito aberto, o transformador se comporta como um indutor com uma alta permeabilidade entre o núcleo de ferro e, portanto, apresenta uma alta indutância de modo que pouca corrente de excitação é necessária para gerar a tensão primária ou força eletromotriz (FEM). Apenas a perda I^2R é gerada pela corrente de excitação no enrolamento primário; no entanto, esta vai ser pequena quando comparada com as perdas sob carga nominal. Devido à mudança de fluxo, as perdas são, para uma boa aproximação, proporcionais ao quadrado da indução (B^2) e, portanto, elas também são proporcionais ao quadrado da tensão aplicada sobre o núcleo (Vecchio, Robert M. Del; Poulin, Bertrand; Feghali, Pierre T.; Shah, Dilipkumar M.; Ahuja, Rejandra, 2010).

Assim, estas perdas podem ser contabilizadas colocando-se um resistor equivalente entre a tensão aplicada ao transformador e o referencial de terra apresentando o seguinte valor:

$$R_C = \frac{V_{rms}^2}{W_c} \quad \text{Equação 1}$$

Onde V_{rms} é a tensão fase RMS e W_c é a perda do núcleo. Assume-se que a tensão primária é puramente senoidal. Logo a indutância para circuito aberto pode ser obtida a partir da seguinte equação:

$$V = L_c \frac{dI_{ex}}{dt} \quad \text{Equação 2}$$

$$L_c = \frac{V_{rms}}{\omega I_{exrms}} \quad \text{Equação 3}$$

Onde I_{ex} é a componente reativa de corrente de excitação. Esta corrente pode ser senoidal ou não - senoidal, dependendo de o núcleo estar na região linear ou não - linear. A tensão V é geralmente senoidal. A expressão acima é válida quando I_{ex} é senoidal com frequência angular $\omega = 2\pi f$, lembrando que f é a frequência em Hertz. Enquanto o núcleo está operando razoavelmente longe da saturação, pode-se supor que I_{ex} é senoidal e L_c é uma indutância constante. Assim, o circuito equivalente é parecido com o mostrado na Figura 2.

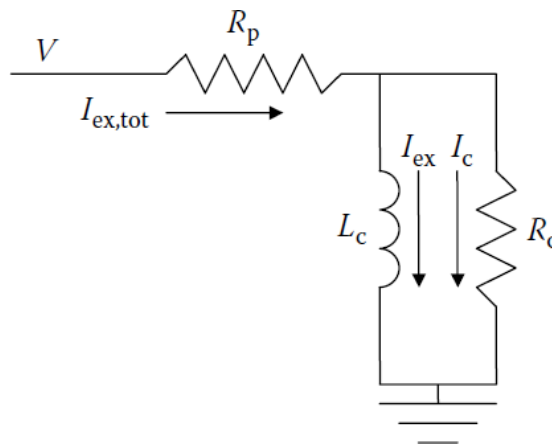


Figura 2 – Modelo de circuito equivalente para o núcleo de transformadores.

A resistência R_p é aquela correspondente à do enrolamento primário.

Uma vez que as perdas do núcleo são fornecidas pela fonte de energia de entrada, uma parcela da corrente total de excitação, $I_{ex,tot}$, gera as perdas do núcleo. Na Figura 2 I_c está em quadratura, isto é, a um ângulo de fase de 90° com I_{ex} .

Um modelo de circuito útil para o núcleo, quando a excitação é senoidal e as não-linearidades são ignoradas, é mostrado na Figura 3. R_c é a resistência do núcleo, representando as perdas, e $X_c = \omega.L_c$ é a magnitude da reatância de núcleo, representando a magnetização, onde j é a unidade imaginária, que produz matematicamente a relação de fase de 90° entre a resistência e reatância.

Os parâmetros deste modelo de circuito podem ser extraídos a partir dos dados de ensaio e, em seguida, utilizados para obter o fator de potência do núcleo, isto é, a fração da energia dissipada no núcleo sob a forma de perda. A resistência pode ser obtida a partir do cálculo das perdas no núcleo através de ensaios e do equacionamento acima. Esta, por sua vez, permite o cálculo da componente resistiva da corrente, I_r , onde I_r é definida pela tensão V dividido pela resistência R_c e a componente I_x pela mesma tensão

dividida por jX_c , tem-se que o fator de potência é o quociente entre o I_r e o módulo da corrente total I .

Onde I_x é a componente da corrente total I que flui pela reatância indutiva e I_r é a componente da corrente que flui pela resistência R_c .

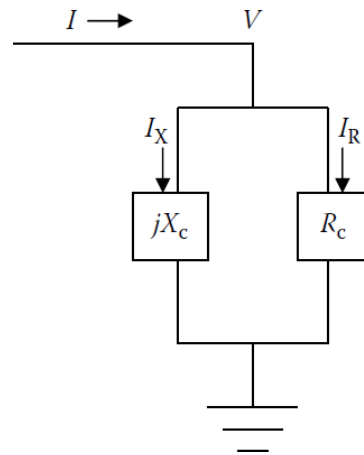


Figura 3 – Modelo de circuito equivalente para núcleo de transformador com excitação senoidal.

Quando o circuito secundário é ligado a uma carga, a FEM gerada no enrolamento secundário, pela mudança do fluxo no núcleo, resulta em uma corrente através deste circuito. Esta corrente adicional altera o fluxo do núcleo, a menos que um fluxo de valor igual e sentido oposto siga pelo enrolamento primário. Uma vez que o fluxo no núcleo é determinado pela tensão primária, os valores líquidos de ampère-espiras dos enrolamentos devem ser iguais, quando se extrai a corrente de excitação.

A Figura 4 mostra uma representação do padrão de fluxo em um transformador de dois enrolamentos sob carga. As correntes são tomadas como positivas quando elas fluem para um enrolamento, e os pontos nos terminais indicam que, quando a corrente flui no sentido positivo para o transformador, o sentido de enrolamento é de tal modo que a tensão induzida é positiva em relação ao terminal da outra extremidade do enrolamento. Nota-se que a maior parte do fluxo passa através do núcleo, ligando os dois enrolamentos.

A lei de Faraday, para a tensão induzida na bobina, é baseada no conceito de fluxo concatenado. Parte-se do princípio de que um fluxo \emptyset que passa através de uma bobina de N espiras, ligados todos de modo que transforma a ligação do fluxo em $N\emptyset$. Como pode ser visto na Figura 4. Para melhor compreensão, assume-se que \emptyset é o fluxo concatenado, logo $N\emptyset$ faz-se igual a fluxo concatenado, λ .

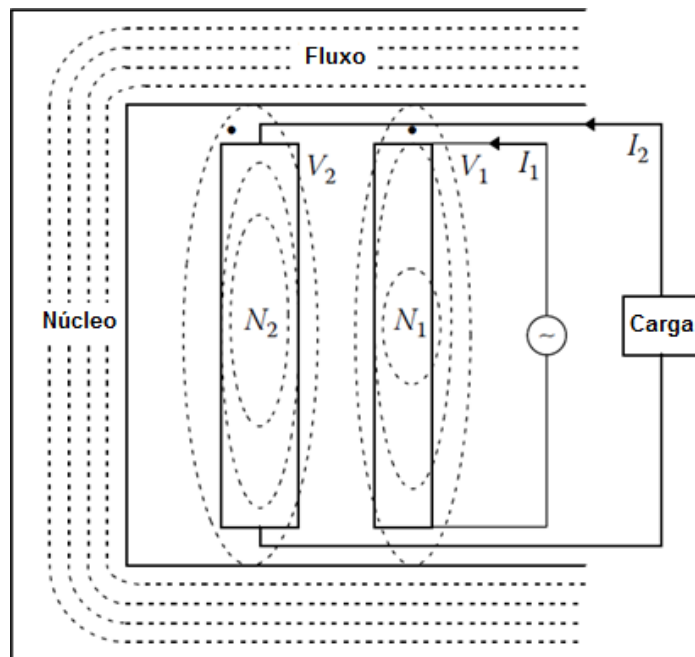


Figura 4 – Esquemático de transformador monofásico de dois enrolamentos com fluxo concatenado.

Portanto, temos que $\phi = \lambda/N$, caso não haja dispersão de fluxo, ou seja, 100% do concatenado esteja confinado na bobina.

Entretanto, parte do fluxo concatenado que liga uma das bobinas é criada por uma corrente da segunda bobina. Pode-se definir ainda ϕ_{12} como o fluxo da bobina 1 excitado através de uma corrente na bobina 2 e com interpretação correspondente de λ_{12} . Assim, ϕ_{11} é o fluxo por bobina devido à sua própria corrente. Os correspondentes fluxos concatenados são λ_{11} e λ_{22} . Denota-se λ_1 , com um único subscrito, referindo-se ao fluxo total de bobina 1. Assim, tem-se:

$$\lambda_1 = \lambda_{11} + \lambda_{12} = N_1(\phi_{11} + \phi_{12}) \quad \text{Equação 4}$$

$$\lambda_2 = \lambda_{22} + \lambda_{21} = N_2(\phi_{22} + \phi_{21}) \quad \text{Equação 5}$$

Define-se usualmente o fluxo concatenado por bobina como:

$$\phi_{l1} = \phi_{11} - \phi_{21} \quad \text{Equação 6}$$

$$\phi_{l2} = \phi_{22} - \phi_{12} \quad \text{Equação 7}$$

Assim, o fluxo de dispersão para a bobina 1 é o auto fluxo da bobina 1 menos o fluxo de ligação da bobina 2, devido à corrente na bobina 1, desde que desconsiderados

os fluxos de dispersão se aplica ao fluxo de dispersão para a bobina 2. A palavra dispersão de fluxo dá a impressão de que este é o fluxo que vazou para fora do núcleo, mas na realidade é simplesmente fluxo que não liga ambas as bobinas. A maior parte deste fluxo circula em torno do núcleo, geralmente óleo ou ar. Ambos, óleo e ar, são materiais com permeabilidade relativa linear do ar perto de 1, por exemplo, ao passo que a permeabilidade relativa linear do óleo é maior do que 2. Assim, as indutâncias associadas a este fluxo são:

$$L_{11} = \frac{N_1 \Phi_{l1}}{I_1} \quad \text{Equação 8}$$

$$L_{12} = \frac{N_2 \Phi_{l2}}{I_2} \quad \text{Equação 9}$$

Estas dispersões de fluxo podem ser modeladas como indutores de um único enrolamento e são essencialmente constantes. Assim, combinando as equações:

$$\lambda_1 = N_1(\Phi_{l1} + \Phi_{21} + \Phi_{12}) \quad \text{Equação 10}$$

$$\lambda_2 = N_2(\Phi_{l2} + \Phi_{21} + \Phi_{12}) \quad \text{Equação 11}$$

Assumindo que os fluxos concatenados são muito próximos, pode-se simplificar as equações acima:

$$\lambda_1 = L_{11}I_1 + N_1 + \Phi_c \quad \text{Equação 12}$$

$$\lambda_2 = L_{12}I_2 + N_2 + \Phi_c \quad \text{Equação 13}$$

Portanto, a tensão que surgirá nas bobinas:

$$V_1 = R_1I_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} \quad \text{Equação 14}$$

$$V_2 = R_2I_2 + \frac{d\lambda_2}{dt} \quad \text{Equação 15}$$

Onde, λ_1 e λ_2 são os fluxos concatenados nos enrolamentos 1 e 2, e R_1 e R_2 são suas respectivas resistências. Logo, têm-se:

$$V_1 = R_1I_1 + L_{11} \frac{dI_1}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_c}{dt} \quad \text{Equação 16}$$

$$V_2 = R_2 I_2 + L_{12} \frac{dI_2}{dt} + N_2 \frac{d\Phi_c}{dt} \quad \text{Equação 17}$$

Por outro lado, E_1 e E_2 são as tensões vistas e correlacionadas nos enrolamentos. O modelo de circuito de dois enrolamentos até agora ignorou detalhes da excitação do núcleo. Esta excitação deve vir a partir da diferença entre enrolamentos 1 e 2 em e é tipicamente pequena. O ramo do núcleo para derivação aterrada determina diretamente a tensão no núcleo, E_1 , em vez de receber o seu valor a partir do fluxo comum. No entanto, o fluxo comum é conhecido a partir do conhecimento dimensional ou de ensaio, e assume-se que há uma queda de tensão inevitável a partir do terminal principal para o próprio núcleo. Por esta corrente de excitação ser pequena é comum se realizar aproximações e colocar o ramo do núcleo para o potencial aterrado próximo a conexão terminal.

Portanto, a Figura 5 revela o modelo para baixas frequências (50 e 60 Hz) de um transformador monofásico com dois enrolamentos. Os passos descritos acima para a determinação dos elementos deste circuito são utilizados nos próximos capítulos para modelagem dos circuitos de simulação.

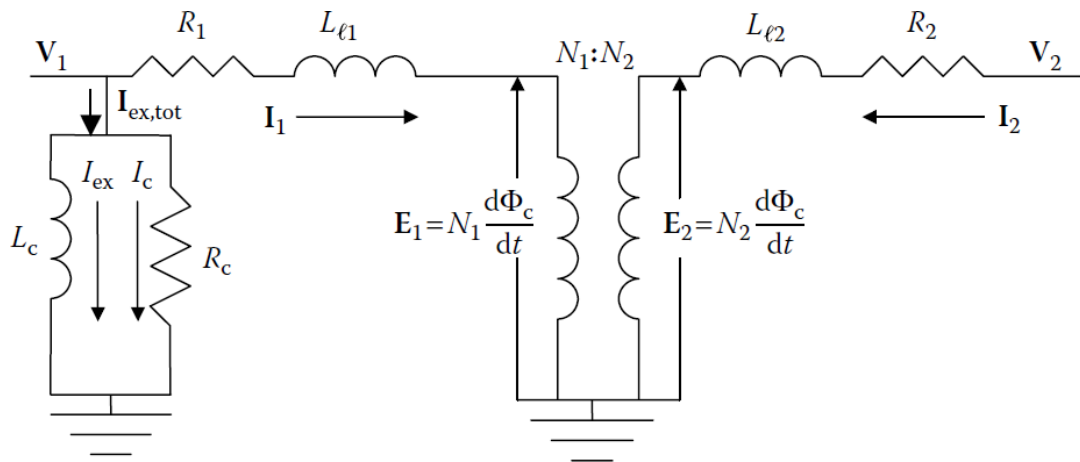


Figura 5 – Modelo de circuito equivalente para transformador de dois enrolamentos, monofásico, sob carga.

2.2 Transformadores de Potencial Indutivo

Os transformadores de potencial indutivo são equipamentos utilizados para a medição, faturamento e proteção de sistemas elétricos. De maneira geral, os TPIs, são transformadores responsáveis por diminuir os níveis de tensão utilizando a relação de transformação de maneira que se possa realizar medições confiáveis dos níveis de tensão do sistema em dispositivos eletrônicos.

Estes transformadores, em geral atendem a baixas cargas, tipicamente inferiores a 100 VA com fator de potência indutivo de 0,8 e possuem maior precisão nas medições dos valores de baixas tensões devido ao seu aspecto construtivo.

Atualmente, os transformadores têm atendido cargas cada vez menores do que 100 VA, os quais, para transformadores de potencial indutivo de média e baixa tensão, tem – se cargas entre 5 e 10 VA, o que faz o equipamento operar de maneira próxima à ter o secundário em vazio, fazendo com que o processo de ressonância seja favorecido dentro das condições de operação do equipamento.

Ainda, tem – se por outro lado que, baixas cargas para relés, são viáveis para as medições de corrente a partir dos transformadores de corrente, contudo, para transformadores de potencial indutivo, esta situação é extremamente prejudicial para o funcionamento deste equipamento.

Os desafios atuais no desenvolvimento de relés têm sido no sentido de promover cargas que atendam tanto transformadores de potencial indutivo como transformadores de corrente de forma a promover uma melhor interação entre os dispositivos de proteção e os transformadores.

Assim, de forma a buscar novas soluções para que se possa atender à demanda por operabilidade a partir das baixas cargas dos relés atuais, a tecnologia tem buscado maneiras de utilizar elementos eletrônicos que permitam o monitoramento das condições do transformador de potencial indutivo, de maneira que, mesmo diminuindo as cargas, os equipamentos passem a funcionar de maneira inteligente, permitindo maiores chances de não operarem em condições destrutivas como as condições de ferorrressonância.

Ainda, de maneira a promover a melhoria no funcionamento deste tipo de equipamento, tem – se a disposição das capacitâncias que são inerentes aos projetos dos transformadores, entretanto, ao diminuir os valores das capacitâncias distribuídas ao longo das partes ativas do transformador de potencial indutivo, aumenta – se o tamanho das bobinas, o que compromete o tamanho e aumenta a dificuldade no encapsulamento deste equipamento, de forma que se possa manter as partes ativas isoladas.

Para fins de aplicabilidade, conforme definido na norma NBR 6855:2021, os TPIs possuem uma tensão monofásica nos terminais de baixa tensão de: $115/\sqrt{3}$ e 115 V, de forma que é possível determinar os níveis de tensão em uma linha de transmissão a partir da relação de transformação do equipamento.

Tabela 1 – Tensões e tipos de ligação definido na norma NBR 6855.

Ligação entre fases		Ligação entre fase e terra			
Tensão primária nominal V	Relação nominal	Tensão primária nominal V	Relação nominal		
			Tensão secundária nominal V		
			~115/3	~115/√3	~115
115	1:1	-	-	-	-
230	2:1	-	-	-	-
402,5	3,5:1	-	-	-	-
460	4:1	-	-	-	-
2 300	20:1	2 300 / √3	36:1	20:1	12:1
3 450	30:1	3 450 / √3	52,5:1	30:1	17,5:1
4 025	35:1	4 025 / √3	60:1	35:1	20:1
4 600	40:1	4 600 / √3	72:1	40:1	24:1
6 900	60:1	6 900 / √3	105:1	60:1	35:1
8 050	70:1	8 050 / √3	120:1	70:1	40:1
11 500	100:1	11 500 / √3	180:1	100:1	60:1
13 800	120:1	13 800 / √3	210:1	120:1	70:1
23 000	200:1	23 000 / √3	360:1	200:1	120:1
34 500	300:1	34 500 / √3	525:1	300:1	175:1
46 000	400:1	46 000 / √3	720:1	400:1	240:1
69 000	600:1	69 000 / √3	1 050:1	600:1	350:1
		138 000 / √3	2 100:1	1 200:1	700:1
		230 000 / √3	3 600:1	2 000:1	1 200:1
		345 000 / √3	-	3 000:1	1 800:1
		440 000 / √3	-	4 000:1	2 300:1
		500 000 / √3	-	4 500:1	2 500:1
		525 000 / √3	-	4 500:1	2 600:1
		765 000 / √3	-	6 600:1	3 800:1

NOTA 1 As relações nominais de TPI com tensões primárias nominais superiores a 69 kV para ligação entre fases devem ser especificadas pelo usuário.

NOTA 2 As relações nominais dos TPI para ligação entre fases estão referidas à tensão secundária de 115 V, entretanto, as tensões de 115/3 e 115/√3 também são padronizadas para esses equipamentos.

NOTA 3 TPI serão projetados para atender as relações nominais em conformidade com sua classe de exatidão, salvo quando sejam especificadas pelo usuário as tensões primárias e secundárias nominais.

NOTA 4 Os valores de tensões secundárias nominais apresentados na tabela podem ser aproximados.

Observa-se, na Figura 6, que o núcleo ferromagnético é de pequenas proporções, a isolamento é cônica com formação de camadas semicondutoras para melhorar a distribuição de gradientes elétricos e o enrolamento de baixa tensão é construído próximo ao núcleo, de volume diminuto, logo há uma grande dificuldade na modelagem das capacitâncias destes enrolamentos, mas é possível se extrair os principais elementos do circuito equivalente através dos ensaios:

- Perdas à vazio;
- Perdas em carga;
- Curva da saturação do núcleo;
- Capacitância;
- Tangente de delta;
- Resposta em frequência da impedância do circuito de alta tensão;



Figura 6 – Vista corte de um transformador de potencial de alta tensão.

Cada ensaio aqui mencionado permite que se obtenha parâmetros importantes para que se possa analisar as condições operativas do transformador.

De maneira simplificada, os ensaios de perdas a vazio permitem que as características do núcleo sejam obtidas, ou seja, indutância e resistência de magnetização, ao passo que as perdas em carga permitem que se possa determinar o rendimento do equipamento. A curva de saturação determina os valores de corrente e

tensão máximos que o transformador consegue operar sem distorcer o sinal no secundário. A tangente de delta determina as perdas no material isolante que compõe a parte ativa do transformador, o que permite determinar as capacitâncias para o estudo de resposta em frequência do equipamento.

O estudo de resposta em frequência permite determinar o ponto de ressonância do equipamento. Este estudo só passa a ser possível após serem determinadas as capacitâncias presentes nas partes internas do equipamento.

2.3 Questões Envolvendo a Qualidade de Energia Elétrica

A qualidade da energia elétrica influencia diretamente no funcionamento dos equipamentos conectados ao sistema. Indicadores de qualidade fornecem informações a respeito de como os sinais de tensão e corrente chegam à carga que deve ser alimentada e isto diz muito a respeito do tempo de vida útil e do seu desempenho durante este tempo de operação.

Neste trabalho, o foco foi nos impactos gerados a partir das distorções harmônicas geradas pelos aerogeradores e longos sistemas de distribuição provocando o fenômeno da ferorrressonância em transformadores de potencial. Entretanto, nesta seção, foi apresentada uma visão sobre como os harmônicos são formados e como eles impactam o sistema, bem como a medição e a proteção.

Foi mostrado, também, nesta seção o equacionamento que existe para que se possa determinar de forma quantitativa como é realizado o processo dentro de um software com o *ATPDraw*® e como esta modelagem contribui para representar elementos não - lineares.

2.4 Conceituação Básica Sobre Harmônicos

Segundo Belchior (2015), harmônicos são ondas senoidais, de tensão ou corrente, que possuem frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental. A ocorrência de harmônicos na rede se dá por conta dos inúmeros elementos eletrônicos que necessitam da retificação do sinal senoidal para seu funcionamento, perda de sincronismo ou cargas não - lineares. Desta forma, os sinais de tensão e corrente, ao retornarem ao seu formato senoidal, não possuem mais a característica senoidal fundamental, fazendo com que, a superposição das formas de onda senoidais puras, isto é, com a frequência fundamental e as formas de onda senoidais com as frequências harmônicas resultem em uma onda

totalmente distorcida, o que impacta diretamente nos equipamentos projetados para funcionarem a partir das formas de onda senoidais puras.

A presença de harmônicos é extremamente prejudicial para os transformadores, pois causa impactos na curva de histerese, alargando-a, o que acarreta maiores perdas no ferro e conseqüentemente sobreaquecimento, aumentando o consumo de energia. Além disto, a presença de componentes de terceiro harmônico ou seus múltiplos podem culminar em elevadas tensões durante longos períodos, o que provoca um desgaste maior ao equipamento devido ao aumento das perdas nos dielétrico que compõe a parte ativa do transformador.

Desta forma, a fim de equacionar as correntes e tensões harmônicas, pode-se observar na Figura 7, um exemplo da forma de onda das correntes no secundário de um transformador trifásico distorcidas, simulada pelo ATPDraw® e definido por MORAIS, (2006):

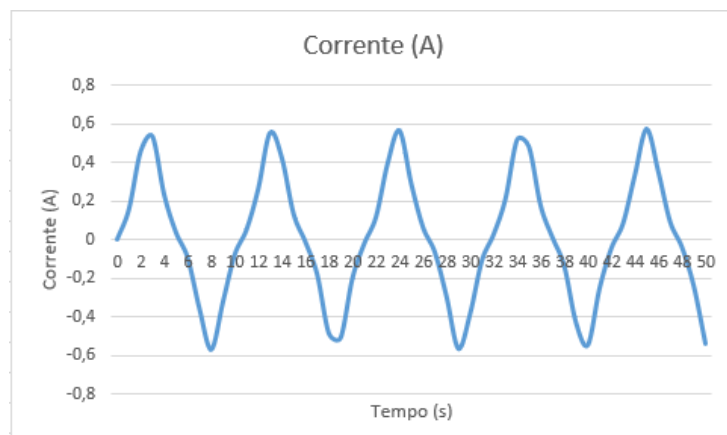


Figura 7 – Forma de onda da corrente distorcida pelo efeito de harmônicos no secundário de um transformador trifásico.

Para fins de equacionamento e modelagem, a Figura 8 mostra uma carga trifásica genérica não-linear, a qual permite o aparecimento de harmônicos na rede e foi utilizada para se determinar as equações que regem as tensões e correntes harmônicas.

Definindo as correntes para as fases A, B e C, no domínio do tempo, como:

$$i_a(t) = I_{1m} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + I_{2m} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) - I_{3m} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t) + I_{4m} \cdot \text{sen}(4 \cdot \omega \cdot t) + \dots \quad \text{Equação 18}$$

$$i_b(t) = I_{1m} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 120^\circ) + I_{2m} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t - 120^\circ) - I_{3m} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t - 120^\circ) + I_{4m} \cdot \text{sen}(4 \cdot \omega \cdot t - 120^\circ) \quad \text{Equação 19}$$

$$i_c(t) = I_{1m} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 120^\circ) + I_{2m} \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t + 120^\circ) + I_{3m} \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t + 120^\circ) + I_{4m} \cdot \text{sen}(4 \cdot \omega \cdot t + 120^\circ) \quad \text{Equação 20}$$

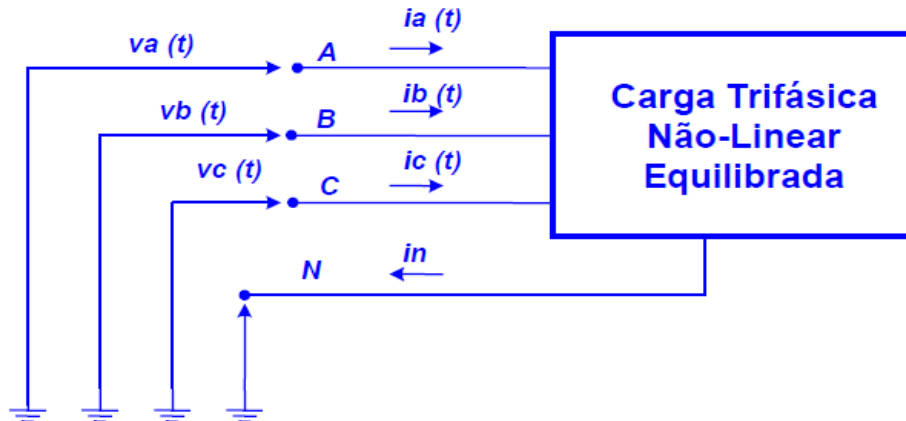


Figura 8 – Representação genérica de uma carga não-linear conectada ao sistema.

Ou reescrevendo as correntes em forma de somatório:

$$i_a(t) = \sum_{k=1}^n I_{km} \cdot \text{sen}(k \cdot \omega \cdot t) \quad \text{Equação 21}$$

$$i_b(t) = \sum_{k=1}^n I_{km} \cdot \text{sen}(k \cdot \omega \cdot t - 120^\circ) \quad \text{Equação 22}$$

$$i_c(t) = \sum_{k=1}^n I_{km} \cdot \text{sen}(k \cdot \omega \cdot t + 120^\circ) \quad \text{Equação 23}$$

Desta forma, percebe-se uma grande semelhança nas equações das correntes nas fases com a Série de Fourier, a qual é amplamente utilizada para discretizar o sinal gerado pelas formas de ondas distorcidas e, também, para poder quantizar o quanto da potência do sistema é composta por harmônicos.

Ainda, pode-se escrever de maneira análoga às correntes de fase. Desta maneira, a Tabela 2 discretiza a ocorrência dos harmônicos trifásicos equilibrados, como é mostrado no equacionamento das correntes da carga não-linear proposta na Figura 8.

Tabela 2 – Distribuição da ordem dos harmônicos pela sequência de fase.

Sequência de Fase	Positiva	Negativa	Zero
Ordem do Harmônico	1° (Fundamental)	2	3
	4	5	6
	7	8	9

A partir da tabela da Tabela 2, é possível calcular a distorção harmônica individual, a distorção harmônica total e o valor eficaz verdadeiro para a corrente e para a tensão, como será mostrado na Tabela 3 a seguir:

Tabela 3 – Indicadores de distorção harmônica.

Variável Medida	Tensão	Corrente
Distorção Harmônica Individual	$DIT_h(\%) = \frac{V_h}{V_1} \cdot 100\%$	$DII_h(\%) = \frac{I_h}{I_1} \cdot 100\%$
Distorção Harmônica Total	$DTT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \cdot 100\%$	$DTI = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \cdot 100\%$
Valor Verdadeiro Eficaz	$V_{True\ RMS} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}$ <p>ou</p> $V_{True\ RMS} = V_1 \cdot \sqrt{1 + DTT^2}$	$I_{True\ RMS} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}$ <p>ou</p> $I_{True\ RMS} = I_1 \cdot \sqrt{1 + DTI^2}$

Como é possível determinar as equações das correntes e tensões de harmônicos, é possível concluir que há como equacionar as potências de sinais não-senoidais, conforme visto a seguir:

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos \theta_h \quad \text{Equação 24}$$

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \theta_h \quad \text{Equação 25}$$

Logo, também pode-se escrever:

$$S = V \cdot I = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad \text{Equação 26}$$

Entretanto, utilizando este valor para S, percebe-se que o triângulo de potências não é mais satisfeito, uma vez que:

$$S^2 > P^2 + Q^2 \quad \text{Equação 27}$$

Assim, com a finalidade de determinar a potência de distorção, tem-se, por definição e de maneira genérica, que:

$$D = \sqrt{\sum_{h \neq m}^{h,m} [V_h^2 \cdot I_m^2 + V_m^2 \cdot I_h^2 - 2 \cdot V_h \cdot I_h \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(\theta_h - \theta_m)]} \quad \text{Equação 28}$$

Ou ainda:

$$S^2 = \sum_{h=1}^{\infty} V_h^2 \cdot \sum_{h=1}^{\infty} I_h^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad \text{Equação 29}$$

Já o fator de potência pode ser calculado pela sua própria definição para sinais senoidais. Assim, pode-se escrever que o fator de potência para os valores harmônicos é dado por:

$$fp_{Total} = \frac{\text{Potência Ativa Total}}{\text{Potência Aparente Eficaz}} \quad \text{Equação 30}$$

Ou ainda:

$$fp_{Total} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \text{sen}\phi_h}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \text{cos}\phi \quad \text{Equação 31}$$

Em que ϕ pode ser calculado como:

$$\phi = \text{arctg} \left(\frac{D}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \right) \quad \text{Equação 32}$$

Assim, é possível perceber que, todo o equacionamento relacionado às formas de onda das harmônicas são aproximações ou casos particulares do que já foi exposto na seção 2.4, o que mostra que é possível fazer aproximações com uma grande precisão, permitindo que se possa quantizar e avaliar, em termos de impacto, o quanto de energia tem se despendido para alimentar tensões e correntes harmônicas na rede.

2.5. Contribuição das Distorções Harmônicas Para a Ferrorressonância

Antes de mais nada, deseja – se apresentar a conceituação básica de ressonância antes de se analisar a contribuição das distorções harmônicas para os efeitos da ressonância propriamente dita em transformadores de potencial indutivo.

De maneira geral, a ressonância ocorre quando a reatância capacitiva se iguala à reatância indutiva em um circuito de corrente alternada. Assim sendo, quando este evento ocorre, o equipamento passa a operar como um circuito puramente resistivo, o que provoca grande dissipação de energia por Efeito Joule, provocando a perda da isolação das partes internas do transformador e, conseqüentemente, o curto – circuito nas bobinas primárias do transformador.

Desta forma, as distorções harmônicas podem trazer inúmeros problemas para a rede como um todo no caso de transformadores de potencial, as distorções de terceiro harmônico, em especial, podem comprometer as medições dos valores de tensão.

Isto ocorre porque os harmônicos podem gerar um espectro de frequências muito grande, fator que pode influenciar na operação do equipamento em uma faixa de frequência ressonante. Ainda, se o sistema operar por um longo período de tempo sob a frequência de ressonância, o transformador pode entrar em colapso térmico devido à grande dissipação de energia por efeito Joule.

Um dos objetivos das pesquisas relacionadas ao tema de ferrorressonância nos dias de hoje é procurar maneiras de atenuar ou até mesmo mitigar os efeitos das sobretensões geradas devido ao fenômeno em estudo. Entretanto, devido à inserção cada vez mais comum de cargas não – lineares na rede, se torna cada vez maior o desafio de se encontrar maneiras efetivas de se diminuir os impactos do desequilíbrio gerado por estas distorções.

Como mencionado anteriormente, os harmônicos de terceira ordem são os mais prejudiciais ao sistema, uma vez que estes são gerados pelas correntes de sequência

zero, as quais surgem principalmente devido ao desequilíbrio entre as fases. Desta forma, o sistema acaba sofrendo grandes impactos devido ao surgimento dessas componentes.

Contudo, de maneira geral, os harmônicos múltiplos de três são os maiores facilitadores do aparecimento do fenômeno da ferroressonância. Entretanto, como os harmônicos de ordem seis em diante não apresentam magnitude suficiente para serem levadas em consideração no espectro de frequências, como mostra a Figura 9, a representativa de harmônicos no ATPDraw® poderá ser simplificada dada a inexistência de elevadas ordens na fonte de tensão.

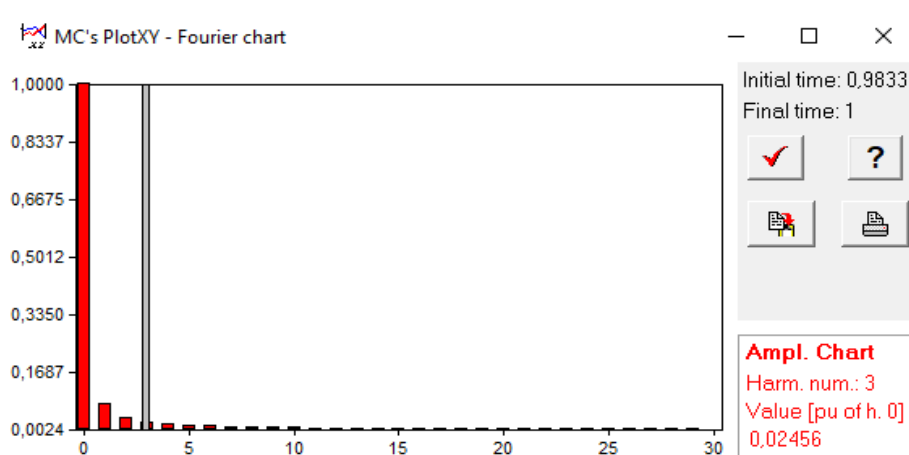


Figura 9 – Valores de tensão em pu em relação à componente DC.

É importante mencionar que o gráfico dos espectros de tensão em relação às amostras da magnitude das tensões tem como base a tensão de componente contínua, ou componente DC, o que permite analisar melhor, em porcentagem, como o impacto causado na rede pode ser prejudicial ao funcionamento dos equipamentos presentes em uma subestação.

De maneira prática, e como proposta por Reis (2010), existem algumas causas mais comuns ao surgimento destes harmônicos. As causas mais comuns associadas ao uso dos inversores de frequência são:

- Chaveamento do PWM;
- “Tempo morto” entre as comutações das chaves e;
- Distorções existentes previamente no barramento de conexão.

Já os eventos mais comuns associados a presença de harmônicos de baixa ordem no sistema são:

- Perda de sincronismo de geradores;
- Abertura monopolar;
- Religamento sem sincronismo.

2.6. Modelagem de Circuito Equivalente do Transformador de Potencial

O circuito equivalente do transformador permite analisar o comportamento do equipamento de forma analítica. Entretanto, a modelagem do circuito equivalente de um transformador não é uma tarefa simples, uma vez que, para baixas frequências (0,1 Hz a 3 kHz), as capacitâncias inerentes à construção do equipamento não influenciam de maneira significativa na sua resposta.

Por outro lado, para frequências intermediárias (50/60 Hz a 20 kHz), deve – se levar em consideração as capacitâncias que envolvem o primário e o secundário, bem como a capacitância de surto – a qual se encontra entre a fase e a terra na alta tensão – e a capacitância do secundário para a terra. Caso os transitórios envolvam componentes cuja frequência esteja entre 10 kHz e 3 MHz, o modelo ainda deve considerar as capacitâncias próprias da bobina.

Os modelos representados a seguir foram apresentados pelo CIGRÉ (2000) e, a partir dos estudos feitos, forneceu - se a base para que se pudesse obter as melhores respostas a partir dos estudos de resposta em frequência dos equipamentos. Além disso, a partir da modelagem, levando em conta as capacitâncias do transformador, pode – se apresentar a análise dos impactos de transitórios a partir da análise da função de transferência do equipamento em estudo.

A partir da função de transferência, pode-se analisar as respostas a partir de entradas cujas funções não são contínuas, como nas funções singulares e isto permite que não se perca nem a generalidade e nem a precisão do estudo. Ademais, buscou-se determinar as respostas do sistema proposto através de circuitos representativos cujos elementos foram extraídos de simulação, ensaios ou calculados conforme visto no item 0, com isso, as Figura 10 à Figura 12 seguir mostram os modelos mencionados.

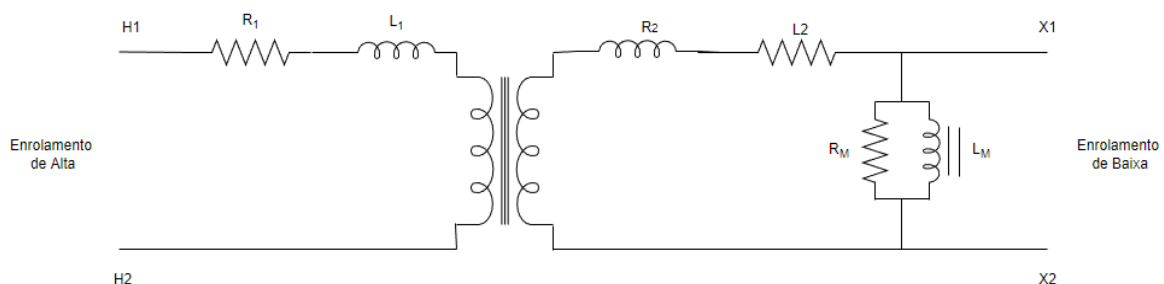


Figura 10 - Modelo de circuito equivalente para frequências no intervalo de 0,1 a 3 kHz.

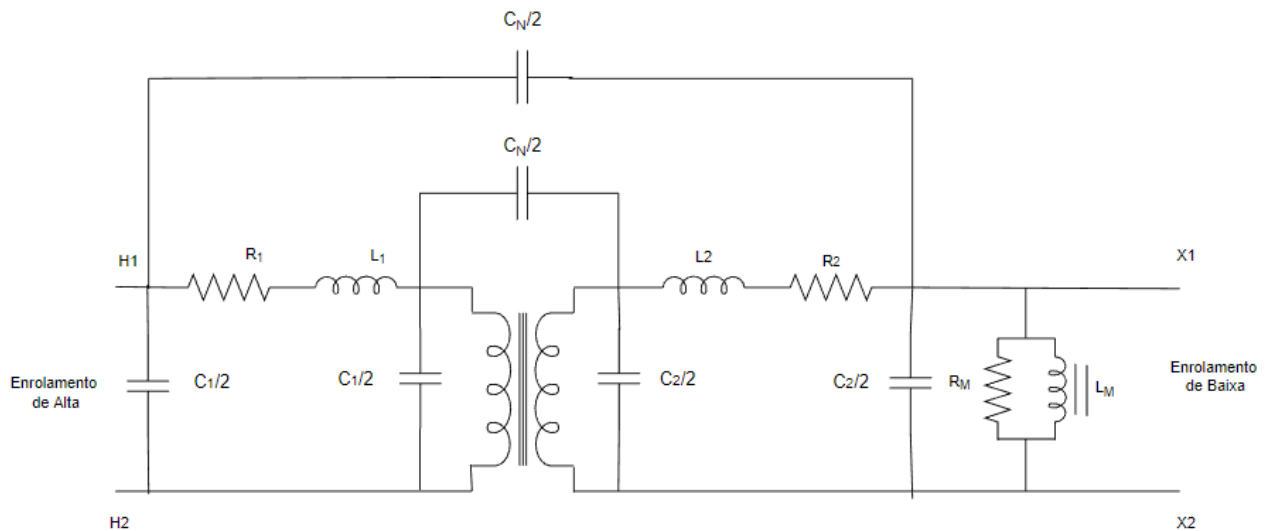


Figura 11 – Modelo de circuito equivalente para frequências no intervalo de 50/60 a 20 kHz.

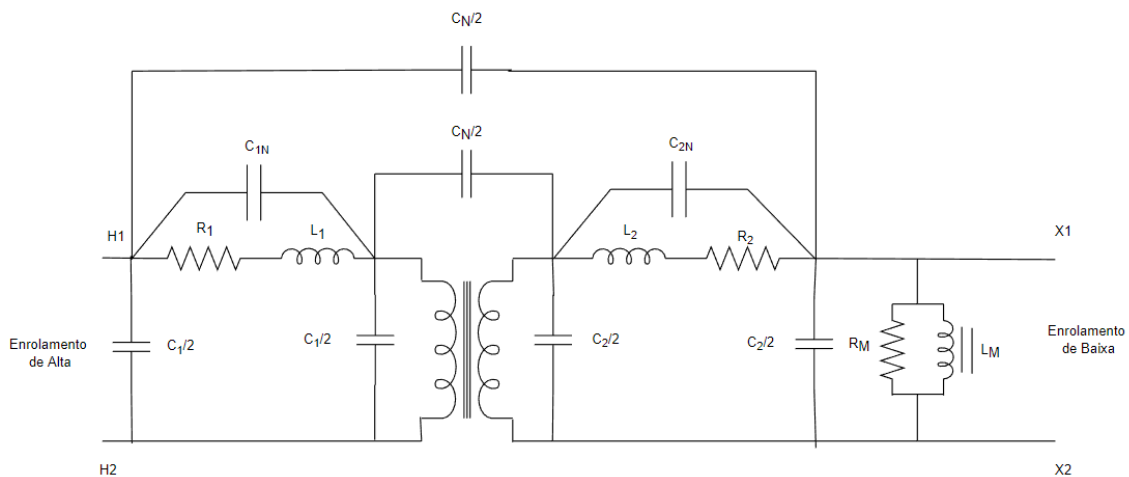


Figura 12 – Modelo de circuito equivalente para frequências no intervalo de 10 kHz a 3 MHz.

De maneira a explicitar um pouco mais a interferência das capacitâncias na análise de ferorrressonância, deve – se considerar que ao aumentar a frequência em uma reatância capacitiva, o valor da reatância diminui. Ao diminuir o valor da reatância capacitiva, há o rompimento do dielétrico o que, nada mais é, do que um curto – circuito.

Assim sendo, é de suma importância considerar o efeito das capacitâncias no circuito equivalente do transformador de potencial para que se possa mapear os valores de frequência que fazem o equipamento operar em ressonância, estado este que provoca a queima do transformador e até mesmo o incêndio do mesmo. Desta forma, deve – se analisar a interferência das capacitâncias a partir das faixas de frequências mencionada anteriormente, de forma a poder prever quais os pontos do equipamento podem

apresentar falhas devido à curto – circuitos ou até mesmo sobretensões de longa duração que podem comprometer o funcionamento do dispositivo.

3. Ferrorressonância e Modelos de Circuitos Equivalentes

A ferrorressonância é um evento que exige um certo esforço matemático elevado no processamento das equações diferenciais não-lineares obtidas no processo de modelagem do fenômeno, o que torna necessário o apoio de um aparato computacional. Desta forma, os primeiros estudos tiveram grandes impactos devido à dificuldade na solução destas equações e na análise das respostas obtidas.

3.1. Primeiros Estudos Sobre Ferrorressonância

Embora os primeiros estudos sobre ressonância tenham surgido no início do século XX a partir de Bethenod (1907), a ferrorressonância passou a ser estudada de fato a partir da década de 20 Boucherot (1920), onde houve os primeiros registros de estudos intencionais a respeito deste tema. A partir daí, os objetivos deste tipo de estudo foi o de encontrar maneiras de minimizar a ocorrência deste fenômeno, uma vez que os impactos causados por este fenômeno podem causar danos irreversíveis aos equipamentos e ao sistema.

As primeiras análises foram feitas utilizando métodos gráficos Odessey PH (1950), uma vez que, até então, era um tema extremamente atual e os modelos matemáticos disponíveis eram extremamente onerosos do ponto de vista de processamento de sinais. Na década seguinte, um estudo mais detalhado foi realizado HAYASHI (1964).

Ainda na década de 60, alguns artigos relataram testes e simulações para avaliar os efeitos de diferentes estratégias de chaveamento a respeito da ferrorressonância em sistemas trifásicos. O primeiro foi publicado por Hopkinson (1965), com a intenção de realizar uma introdução ao tema analisando apenas uma fase de um sistema de distribuição trifásico a partir de um banco de transformadores. No segundo artigo (R.H., 1967), a intenção foi fazer uma análise dos impactos do fenômeno da ferrorressonância nos sistemas trifásicos analisando o a conexão delta-estrela de um banco de transformadores também para distribuição. O terceiro artigo Hopkinson (1968) baseia o estudo para os impactos no sistema a partir dos estudos anteriores.

Já na década de 70, esse evento teve seus modos de ferrorressonância classificados com um determinado tipo de transformador com base na amplitude e na forma de onda da tensão Smith D.R. (1975). Porém, no ano anterior, foi feita uma revisão a respeito da ferrorressonância em sistemas de alta tensão mostrando várias circunstâncias em que o fenômeno poderia surgir GERMAY N. (1974).

Ainda na década de 70, um estudo feito se tornou base para os estudos utilizando softwares computacionais, uma vez que neste estudo foi empregado o método de Garlekin num artigo que se tornou referência no estudo do fenômeno devido à sua clareza, objetividade e propriedade com que trata o fenômeno da ferorrressonância A. J. (1975). Também, na década de 70, houve alguns estudos voltados para a atuação de circuitos de proteção rápida devido à sobretensão gerada pelos efeitos da ferorrressonância nos transformadores HUGHES (1975.).

Contudo, vários outros estudos acerca da ferorrressonância no domínio da frequência foram feitos e obtiveram resultados com efeitos significativos. Na década de 80, estudos utilizando o circuito equivalente de Norton foram feitos, com a finalidade de analisar o efeito das correntes harmônicas no circuito ferorrressonante SEMLYEN A. A. A.(1987). Já os estudos subsequentes também analisaram as consequências do fenômeno no domínio da frequência. Estes estudos analisaram estas condições a partir da do balanço de harmônicos com a finalidade de encontrar as devidas origens deste tipo de acontecimento no sistema SEMLYEN A. A. A.(1989). Não muito tempo depois, estudos utilizando o método do balanço de harmônicos foram feitos com a finalidade de analisar o comportamento do sistema de forma analítica, os quais se mostraram muito interessantes do ponto de vista de mostrar as respostas obtidas a partir da modelagem do sistema. Contudo, se tornaram inviáveis devido ao grande esforço algébrico empregado AGGARWAL R.P.(1981). Também, uma outra dificuldade observada nos circuitos ferorrressonantes é o fato de que estes circuitos apresentam algumas vezes um comportamento quase periódico. Neste ponto em particular, existem estudos extremamente esclarecedores KUNDERT K.S. (1988).

Ainda na década de 80 foi publicado um estudo de ferorrressonância na frequência fundamental com base nas fórmulas analíticas determinadas através do método de Ritz, de acordo com MARTI J.R.(1991) e GLAZIER J.A (1988).

Já na década de 90, um estudo utilizando o método de Garlekin também foi feito com a finalidade de refinar o estudo que já existia, como apresentado por KIENY C. (1991). No mesmo ano, a teoria da bifurcação foi utilizada na implementação de métodos de solução para as equações originadas na modelagem de circuitos ferorrressonantes apresentada por KIENY C. L. (1991), além da dinâmica de circuitos não-lineares e caos foram aplicadas ao estudo da ferorrressonância por MORK B.A. (1994.) e por B.A. (1992).

Notoriamente, estas teorias não são simples, uma vez que elas exigem grande conhecimento matemático e traquejo algébrico por parte dos que estudam este tipo de

fenômeno. Entretanto, existem alguns estudos que apresentam uma introdução conceitual muito boa, como F. (1990) e PARKER T.S. (1989).

Em resumo, a análise da ferorrressonância consiste em determinar a resposta de regime permanente de um circuito não-linear, como mencionado e explicado por DE SOUZA (1995). Contudo, com a intenção de se obter um ponto de partida para as análises sobre a ferorrressonância, o fenômeno tem sido tratado como um problema de problemas de contorno com dois pontos, de maneira já apresentada por C.F. (1978.) e resolvido por métodos de tentativa e erro nos trabalhos apresentados por APRILLE Jr. (1972), COLON F.R. (1973) e por D.A (1990) ou, ainda, por métodos de otimização como os estudados por NAKHLA M.S. (1977). Três artigos publicados sobre as vantagens dos métodos de tentativa e erro e os métodos de otimização foram publicados por NAIDU S. S. (1992), NAIDU S. S., Steady-state sinusoidal response of circuits with a non-linear inductive element. (1993) e NAIDU S. S. (1995).

Ainda, foi proposto um estudo abordando o fato de que a metodologia de levantamento da característica da ferorrressonância possa ser empregada em núcleos ferromagnéticos que considere a histerese e as correntes parasitas também apresentados por NAIDU S. (1991).

Durante a década de 90, os estudos tomaram rumos a implementarem ferramentas computacionais nos estudos envolvendo a ferorrressonância. Isso pode ser visto pela criação de um algoritmo que faz a compensação de uma forma digital para os transformadores de potencial, de forma que os efeitos sejam minimizados desde a fase de simulação dos eventos (IZYKOWSKI, KASZTENNY, ROSOLOWSKI, SAHA, & HILLSTROM).

Ainda no início dos anos 90, o EMTP (Electromagnetic Transient Program) foi introduzido para auxiliar no auxílio da análise das respostas obtidas a partir dos primeiros estudos, como M. (1991), MAIRS D.D. (1989), B. A. (1981) e STUEHM D. L. (1989). A grande facilidade obtida a partir da utilização do EMTP foi que os modelos de transformadores do software são muito melhores do que os que foram utilizados anteriormente. Entretanto, não são suficientemente apropriados para a simulação do comportamento de um circuito ferorrressonante.

3.2. Estudos Sobre a Modelagem do Fenômeno da Ferrorressonância

Como mencionado no item 3.1, os estudos a respeito da modelagem dos efeitos da ferrorressonância nos sistemas elétricos enfrentam grandes desafios no que se refere à modelagem dos sistemas, o que impede que se possam tirar conclusões que auxiliem o funcionamento adequado do sistema como um todo. Até aqui, foram apresentados alguns modelos para realizar a compensação dos sistemas a partir de métodos algébricos, os quais são obtidos com a solução das equações diferenciais obtidas. Contudo utilizou-se o *software ATPDraw*, com a finalidade de otimizar a velocidade de resolução das equações obtidas e simular o comportamento dos transformadores de instrumentos frente à diversas perturbações.

Ainda, com base no exposto até aqui, vários estudos mostraram que os sistemas auxiliares presentes em subestações favorecem o aparecimento da ferrorressonância. Com isso, é comum ocorrer a ressonância a partir dos elo-fusíveis, os quais são implementados no lugar dos disjuntores a fim de promover a economia de recursos financeiros. Assim, ao se romperem os elo-fusíveis, a capacitância dos cabos condutores passa a estar em série com o transformador. Desta forma, devido ao seu caráter indutivo e a baixa resistência dos cabos condutores, o circuito pode entrar em ressonância com o transformador, favorecendo a ocorrência de sobretensões de longa duração (Pereira, 2000).

Como mencionado anteriormente, as sobretensões provocam o funcionamento indevido dos para-raios, o que favorece a atuação de forma indevida destes dispositivos, contribuindo para que estes equipamentos se deterioreem de maneira mais rápida e comprometem a proteção dos transformadores para os quais os para-raios foram designados para proteger (DE JESUS N. N., 2003). Ainda na década de 2000, em um estudo posterior, foi usado medidores para qualidade de energia, a fim de analisar a operação dos para-raios da rede. Os valores medidos foram obtidos em campo, sendo analisados em tempo real e contribuindo para dados reais para fins de analisar o tempo de vida útil, a eficácia e o impacto do mau funcionamento destes dispositivos na rede. A partir destas medições, foi possível analisar os casos de ferrorressonância e como os equipamentos se comportam. Os dados obtidos foram confrontados com as simulações no *ATPDraw*®, o que mostrou grande congruência DE JESUS N. C. (2003).

Posteriormente a isso, buscou-se analisar a modelagem do comportamento da impedância de um transformador monofásico no domínio da frequência, o que mostrou

uma certa restrição devido ao fato de haver pontos de ressonância ao longo do espectro de frequência analisado. Assim, a modelagem ocorreu em torno do primeiro ponto de ressonância, uma vez que, na maioria dos casos práticos, esse é o ponto em que o fenômeno ocorre e a proteção atua, desativando o sistema e pelo fato desta acontecer devido ao ramo magnetizante do transformador e das capacitâncias parasitas presentes na rede (JANUÁRIO, 2007).

No que se refere aos modelos de transformadores de potencial capacitivo (TPC) para simulação, há algumas rotinas feitas para criar modelos digitais destes equipamentos. Um dos estudos, propõe um algoritmo em que há o modelo do transformador de potencial e analisa a eficácia de um circuito supressor de ferrorressonância. Este modelo ainda conta com o circuito representativo dos enrolamentos e do circuito de proteção associado, os quais apresentam resultados que apontam para alguns cuidados durante a simulação a fim de evitar as oscilações numéricas que ocorrem devido aos métodos de solução empregado pelo ATPDraw (FERNANDES JR).

Outro ponto de partida para as pesquisas se dá a partir das características do material ferromagnético que compõe os transformadores. No seu trabalho, FRANÇA (2016) iniciou sua análise a partir do laço de histerese, fazendo com que fosse possível entender, em termos construtivos, qual o comportamento de um transformador monofásico durante o fenômeno de ferrorressonância. Neste trabalho, foi desenvolvido o método de Jiles-Atherton, de maneira a estabelecer condições de contorno que permitissem aproximar um modelo de compensação que ajudasse a mitigar ou diminuir a probabilidade de ocorrência da ferrorressonância. Desta forma, foi possível modelar o transformador de maneira a observar melhor o comportamento do ciclo de histerese durante o fenômeno da ferrorressonância. Utilizou-se o *ATPDraw*® como software de apoio, o qual possibilitou a análise das equações obtidas e o comportamento do equipamento a partir das suas formas de onda.

Já no estudo de (RIBAS, 2012), foi feita a mesma análise, porém buscou-se aplicar o método de Jiles-Atherton em um circuito RLC clássico, o qual representa, de maneira bem simplificada, uma subestação. Neste trabalho, foram apresentadas algumas observações sobre o método de Jiles-Atherton a respeito da modelagem do comportamento do transformador a partir do seu laço de histerese. O qual partiu desde um modelo sem histerese, conhecido como modelo de Frölich, sendo possível concluir com uma precisão considerável o comportamento do material ferromagnético quando considerado como anisterético. Em contrapartida, também neste trabalho, o método de

Langevin pode ser utilizado, porém, devido à instabilidade numérica, não é indicado para se obter respostas de modelos que representem casos particulares das simulações a serem realizadas.

LISSANDRO (2010) propôs uma modelagem baseada nos modelos já disponíveis no software ATPDraw®, o que permitiu uma forma mais direta de análise. Neste trabalho, foi proposto uma análise a partir dos modelos Saturable, BCTRAN e Híbrido que fazem parte dos recursos disponíveis no ATPDraw. O que, além de propor uma forma mais clara de se utilizar estes modelos, permitiu uma melhor análise, já que esses modelos representam menores instabilidades numéricas durante a simulação de eventos que ocorrem no sistema. Assim, em termos de diferenciação, tem-se as seguintes observações:

- Modelo Saturable: É um modelo para representar transformadores monofásicos e trifásicos, uma vez que este modelo é baseado na representação do circuito em estrela com o ramo primário sendo tratado como um ramo R-L desacoplado. Os efeitos da histerese e da saturação são modelados pela adição de um indutor não-linear extra no ponto de estrela. Este modelo possui algumas limitações, onde a principal delas é não poder ser usado para transformadores com mais de três enrolamentos, mesmo sendo raro equipamentos com mais de três enrolamentos. (LEUVEN EMTP CENTER, 1987);
- Modelo BCTRAN: Este modelo é uma rotina que foi desenvolvida com a finalidade de produzir a representação linear através das matrizes $[A] - [R]$ ou $[R]-[\omega L]$ de transformadores monofásicos e trifásicos de múltiplos enrolamentos para trafos do tipo núcleo envolvido e envolvente a partir dos dados obtidos dos testes de curto-circuito e em vazio (BRANDWAJN, DOMMEL, & DOMMEL, 1982).
- Modelo Híbrido (XFMR): O modelo híbrido é considerado topologicamente o mais preciso para a simulação de transitórios de baixas e médias frequências. A maior diferença deste modelo para os outros modelos é que ele leva em consideração a topologia do núcleo do transformador e os efeitos da saturação já são inseridos ao modelo, pois são baseados no princípio da dualidade. Este modelo é muito bem descrito nos trabalhos de MORK, GONZALEZ, ISHCENKO, STUEHM, & MITRA (2007) e MORK, GONZALEZ, ISHCENKO, STUEHM, & MITRA (2007).

Dentro do *ATPDraw*®, também é possível fazer uma análise do espectro de frequência dos harmônicos que surgem nos ensaios de ferorrressonância, como sugere os próprios escritores do Rule Book do software (RIFALDI, 2001). Porém, seria inviável a análise pelo software sem o Theory Book (LIU, 1987), uma vez que toda análise sem embasamento teórico perde a sua consistência. Ainda nesta última seção citada, o *ATPDraw* apresenta alguns métodos para solucionar casos de circuitos ferorrressonantes, porém, o mesmo material apresenta que o modelo criado não atingiu os resultados esperados de forma satisfatória devido ao fato deste fenômeno necessitar das condições iniciais do sistema. Isso faz com que sejam necessárias outras aproximações para se encontrar as respostas desejadas pelo software, conforme visto no item 3.3.

3.3. Trabalhos Recentes sobre Geração de Harmônicos

Com o avanço da eletrônica de potência, os equipamentos responsáveis pelo acréscimo considerável de harmônicos de sequência zero na rede foram os inversores de frequência, os quais são muito comuns em subestações de parques eólicos. Isto se deu com a necessidade maior de controle dos sinais de tensão e corrente gerados nas centrais eólicas e pelo avanço na tecnologia de conversão dos sinais dos aerogeradores que, até então, não eram tão usados em seu sistema de geração.

Como mostrado por SECCO (2015), os primeiros aerogeradores ainda contavam com motores de indução desempenhando a função de gerador. Entretanto, o problema para este tipo de aplicação é que, quando usado como gerador, há a necessidade de que a velocidade do eixo seja superior à da velocidade síncrona, o que esbarra nas limitações construtivas do equipamento. Assim sendo, fez – se necessário a utilização de um sistema de acionamento conhecido como *soft starter* (partida suave), o qual possibilitou o uso deste tipo de motor como gerador.

Contudo, os estudos atuais de gerador síncrono ganharam notoriedade e, conseqüentemente, fez-se necessário o uso de novos equipamentos de eletrônica de potência para que fosse possível gerar energia com maior controle de estabilidade. Assim, como mostrado por BELLAR, MONTEIRO, DA CUNHA, & DE OLIVEIRA (2017), os conversores utilizados nos sistemas de geração eólica funcionam, basicamente, como chaves e possuem grande utilidade neste tipo de sistema devido à sua economia de energia. Como ainda mencionado pelos autores, as aplicações da eletrônica de potência aumentaram depois da conhecida Revolução da Eletrônica, a qual abriu para o mercado de energia o amplo emprego dos dispositivos semicondutores como os SCR (Silicon

Controlled Rectifier), os transistores do tipo MOSFET (Metal – Oxide – Semicondutor Field Effect Transistor) e os IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor). Estes dispositivos são denominados por chaves devido ao seu modo de operação de liga/desliga ao qual são empregados. Em outras palavras, pode – se dizer que os conversores chaveados são circuitos baseados em dispositivos semicondutores de potência atuando no modo liga/desliga e que realizam alguma função de conversão de energia que envolve modalidades de corrente contínua (DC) e/ou corrente alternada (AC).

Entretanto, toda vez que ocorre chaveamento em um sistema elétrico, ocorrem deslocamento de fase – ainda que muito pequenos - nos sinais de tensão e corrente do sistema como um todo. Este fato faz com que haja o surgimento dos harmônicos, uma vez que não há como haver aberturas e fechamentos das chaves envolvidas nos conversores quando a tensão e a corrente têm exatamente seu valor igual a zero. Isto é mostrado por (MACHADO L. F., 2017) em seu trabalho, no qual apresenta quantitativamente a contribuição de cada harmônico de maneira separada. Entretanto, como o autor também menciona, o maior impacto dos harmônicos se dá pelo 3º harmônico, o qual é gerado a partir de sinais de tensão de sequência zero. Contudo, é possível estudar a sensibilidade do sistema a partir do surgimento de cada harmônico e, após realizar uma decomposição pela série de Fourier, qual a porcentagem de cada harmônico será encontrada no sistema.

Atualmente, com o avanço da tecnologia dos equipamentos de eletrônica de potência, faz – se necessária a criação de circuitos que promovam a mitigação dos impactos da ferrorressonância ou até formas de suprimir o aparecimento deste fenômeno. Por outro lado, há ainda uma grande lacuna no que se refere ao fato de diminuir as consequências que surgem a partir de uma situação de ferrorressonância.

3.4. Circuito Equivalente de Um Sistema Ferrorressonante e Sua Modelagem

O caso teórico exposto neste trabalho é um problema proposto e resolvido utilizando métodos diferentes com a finalidade de se comparar as ferramentas matemáticas utilizada de maneira analítica por (DE SOUZA, 1995), contudo, neste trabalho, foi feita uma análise das respostas encontradas no ATPDraw® aplicado a TPIs.

Desta forma, para fins de representação teórica, foi analisado o circuito da Figura 13, a qual envolve uma fonte de tensão alimentando uma resistência pura e uma indutância não linear:

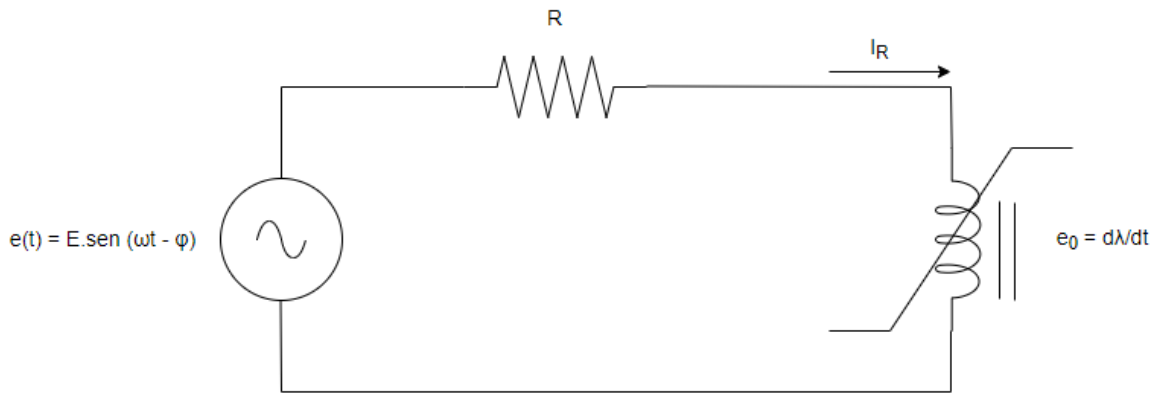


Figura 13 – Circuito equivalente para a análise teórica

O circuito corresponde à bobina representativa ao ramo de magnetização de um transformador. É importante ressaltar que a solução de um circuito proposto não possui uma solução analítica devido à não-linearidade da equação diferencial representativa da sua modelagem.

Para fins didáticos, os parâmetros propostos para o circuito são:

- $R = 4,8 \Omega$;
- $E = 1,5 V$;
- $\omega = 377 \text{ rad/s}$;
- $\varphi = 0^\circ$;

Para o fluxo em função da corrente, é possível encontrar as soluções do circuito a partir de aproximações que permitam o uso dos fasores como são conhecidos. A Figura 15 mostra a característica λ - i já com a sua forma linearizada.

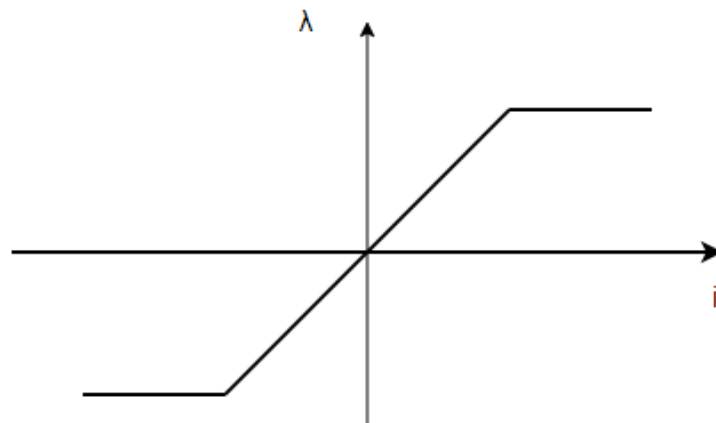


Figura 14 – Característica λ - i do núcleo de um transformador.

Assim, a partir da modelagem do circuito pela lei das malhas de Kirchoff, tem-se:

$$\frac{d\lambda}{dt} = E \cdot \text{sen}(\omega t) - R \cdot i(\lambda) \quad \text{Equação 33}$$

Desta forma, feitas as aproximações, temos que a equação da corrente no ramo magnetizante em função do fluxo enlaçado se dá, de maneira empírica, como sendo:

$$i(\lambda) = 3,12 \cdot \lambda + 2,15 \cdot \lambda^9 \cdot 10^{21} \quad \text{Equação 34}$$

A partir da Equação 32, utilizou-se o método da Linearização Por Partes, como mostrado na Figura 15, extraindo a curva característica visto na Figura 16, e conseqüente criando uma função não linear observado na Figura 18.

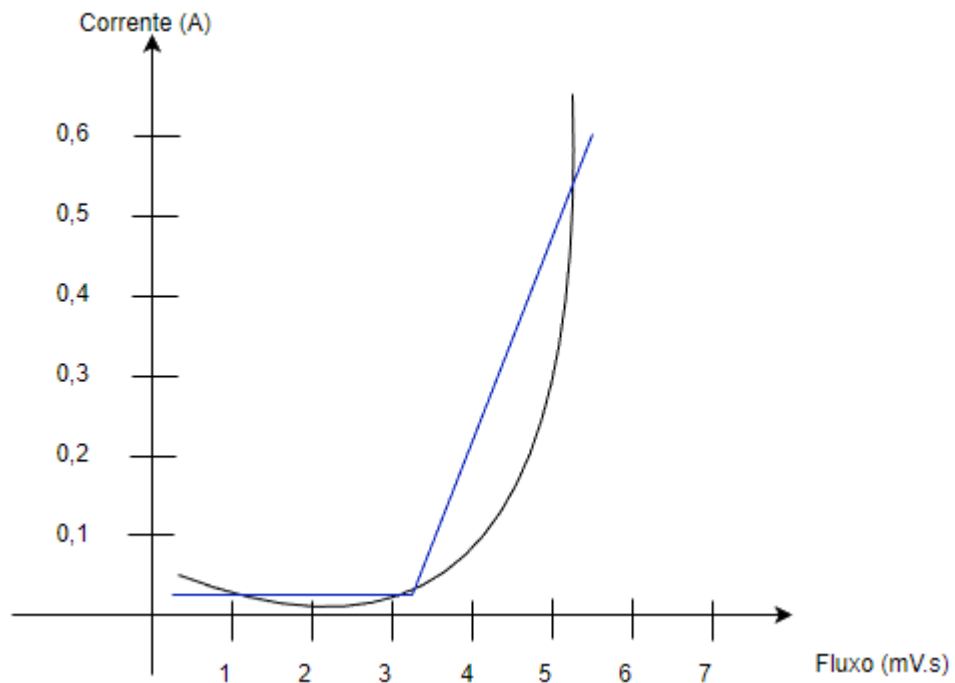


Figura 15 – Característica do elemento não – linear

Fazendo a aproximação conveniente da Figura 15, tem-se:

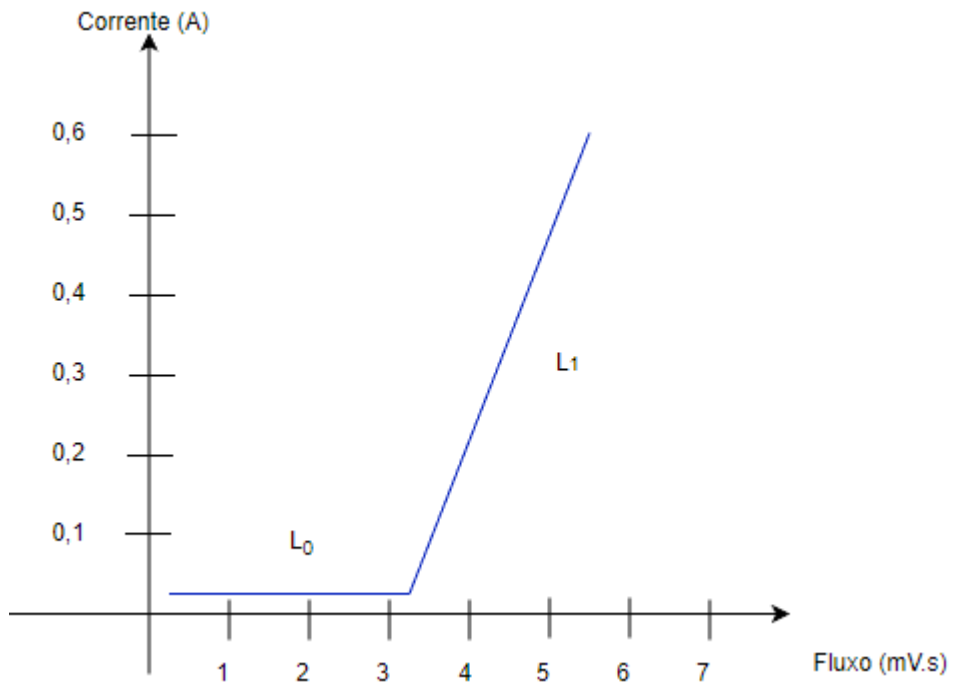


Figura 16 – Curva característica linearizada.

De maneira genérica, pode – se obter a seguinte curva linearizada

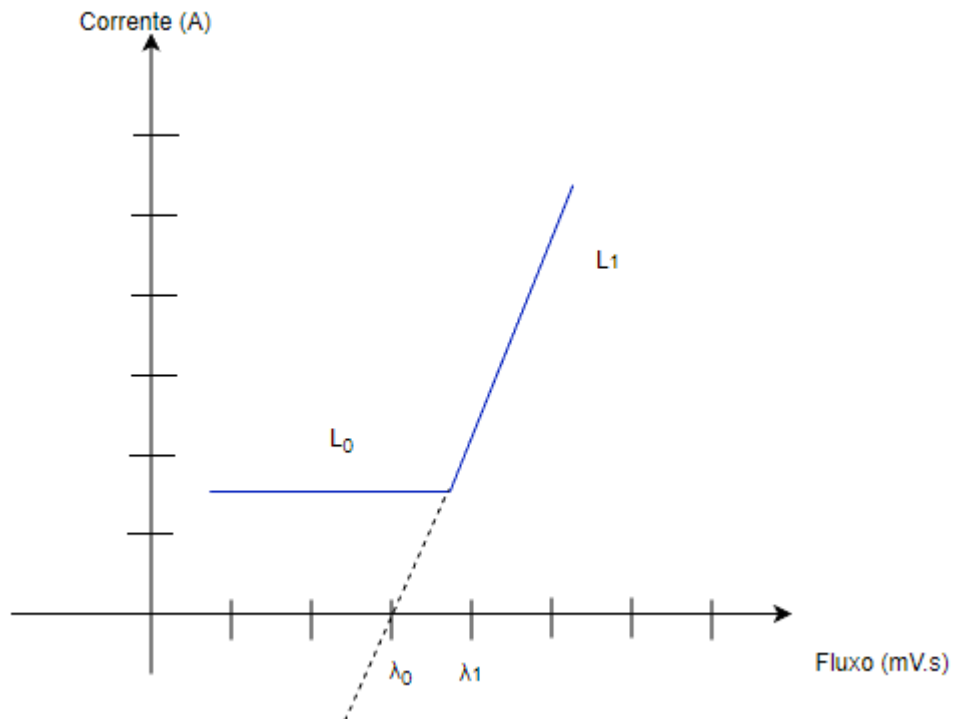


Figura 17 – Curva característica linearizada de maneira genérica.

De maneira analítica, pode – se escrever expressão da corrente em função do fluxo enlaçado como a seguir

$$i(\lambda) = \begin{cases} \frac{(\lambda - \lambda_0)}{L_1}, \text{ para } \lambda > \lambda_1 \\ \frac{\lambda}{L_0}, \text{ para } -\lambda_1 < \lambda < \lambda_1 \\ \frac{(\lambda + \lambda_1)}{L_1}, \text{ para } \lambda < -\lambda_1 \end{cases} \quad \text{Equação 35}$$

Onde

$$\lambda_1 = \lambda_0 \cdot \left(1 - \frac{L_1}{L_0}\right) \quad \text{Equação 36}$$

De acordo com a Figura 15 e a Equação 35, tem – se que

$$L_0 = 320 \text{ mH}$$

$$L_1 = 1,6 \text{ mH}$$

$$\lambda_0 = 3,2 \text{ mV.s}$$

$$\lambda_1 = 3,184 \text{ mV.s}$$

E, ainda, para a solução geral da Equação 32 e já considerando como excitação do sistema função representada pela Equação 36 e apresentando a solução geral para a situação descrita anteriormente, tem – se:

$$\frac{d\lambda}{dt} = -\frac{R}{L_1} \cdot \lambda + E \cdot \text{sen}(\omega t) + \frac{R}{L_1} \cdot \lambda_1, \lambda > \lambda_0 \quad \text{Equação 37}$$

$$\frac{d\lambda}{dt} = -\frac{R}{L_0} \cdot \lambda + E \cdot \text{sen}(\omega t), -\lambda_0 \leq \lambda \leq \lambda_0 \quad \text{Equação 38}$$

$$\frac{d\lambda}{dt} = -\frac{R}{L_1} \cdot \lambda + E \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{R}{L_1} \cdot \lambda_1, \lambda < -\lambda_0 \quad \text{Equação 39}$$

Dado que as equações que governam o circuito mostrado na Figura 13, pode-se escrever estas mesmas equações de forma genérica, como mostrado na Equação 40 a seguir:

$$\frac{d\lambda}{dt} + a \cdot \lambda = g(t) \quad \text{Equação 40}$$

Em que

$$g(t) = a \cdot b + E \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Equação 41}$$

Onde

$$\begin{aligned}
 a &= R/L_1 \text{ e } b = \lambda_1, \text{ para } \lambda > \lambda_0 \\
 a &= R/L_0 \text{ e } b = 0, \text{ para } -\lambda_0 \leq \lambda \leq \lambda_0 \\
 a &= R/L_1 \text{ e } b = -\lambda_1, \text{ para } \lambda < -\lambda_0
 \end{aligned}
 \tag{Equação 42}$$

Substituindo os valores, tem – se a Tabela 4 a seguir:

Tabela 4 – Valores numéricos associados às constantes da equação diferencial que governa o circuito da Figura 9

Intervalo	$a [s^{-1}]$	$b [mV.s]$
$\lambda > \lambda_0$	3000	3,184
$-\lambda_0 \leq \lambda \leq \lambda_0$	15	0
$\lambda < -\lambda_0$	3000	- 3,184

Por outro lado, como solução da equação diferencial encontrada, tem – se, de forma geral, a Equação 43 a seguir, como demonstrado por (BOYCE, 2020)

$$\lambda(t) = \frac{E}{a^2 + \omega^2} [a \cdot \text{sen}(\omega t) - \omega \cos(\omega t)] + b + ce^{-at}
 \tag{Equação 43}$$

Desta forma, como solução do problema, tem-se que o sistema se comportará de maneiras distintas para cada intervalo pela técnica de linearização por partes, o que permite prever melhor o comportamento do sistema quando ocorre a ferorrressonância, mesmo existindo um pequeno erro na aproximação.

Já em relação ao erro cometido, pode se obter uma solução analítica que se aproxima consideravelmente dos resultados encontrados em campo, logo as seções a seguir mostram o equacionamento de um sistema cujo sinal não é senoidal, evento que se aplica ao funcionamento dos transformadores de potencial após o advento de uma taxa de distorção harmônica consideravelmente grande na rede.

3.5. Análise no Domínio do Tempo de Sinais Não-Senoidais

A situação proposta é apresentada como um circuito elétrico contendo excitação senoidal, entretanto, a sua resposta não é senoidal. A rigor, isso faz com que o conceito de fasores não possa ser aplicado sem que haja aproximações convenientes que permitam que a álgebra a ser utilizada seja a mesma dos circuitos lineares.

Assim, para que se possa explicitar melhor o conceito, foi feita uma análise dos valores eficaz de tensão e corrente, bem como o equacionamento da potência instantânea dos sinais de tensão e corrente não-senoidais.

3.5.1. Valor Eficaz de Sinais Com Forma de Onda Não-Senoidais

Para um sinal periódico de corrente não-senoidal, pode-se expressar este sinal em uma série de Fourier. Desta forma, pode-se escrever:

$$i = I_0 + I_1 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \theta_1) + I_2 \cdot \text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t + \theta_2) + I_3 \cdot \text{sen}(3 \cdot \omega \cdot t + \theta_3) + \dots \quad \text{Equação 44}$$

Seguindo a definição de valor eficaz, tem-se:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2 dt} \quad \text{Equação 45}$$

Assim, a partir da Equação 45, podemos escrever:

$$i^2 = I_0^2 + a(\omega t) + b(\omega t) \quad \text{Equação 46}$$

Onde

$$a(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 \cdot \text{sen}^2(k \cdot \omega \cdot t + \theta_k) \quad \text{Equação 47}$$

$$b(\omega t) = \sum_{p=0, q \neq 0, p \neq q}^{\infty} I_p \cdot I_q \cdot \text{sen}(p \cdot \omega \cdot t + \theta_p) \cdot \text{sen}(q \cdot \omega \cdot t + \theta_q) \quad \text{Equação 48}$$

Ou simplesmente:

$$i^2 = I_0^2 + \frac{T}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2 \quad \text{Equação 49}$$

Ainda, sabendo que:

$$\int_0^T \text{sen}^2(k \cdot \omega \cdot t + \theta_k) dt = \frac{T}{2} \quad \text{Equação 50}$$

$$\int_0^T \text{sen}(p \cdot \omega \cdot t + \theta_p) \cdot \text{sen}(q \cdot \omega \cdot t + \theta_q) dt = 0 \quad \text{Equação 51}$$

Desta forma, rearranjando as Equação 45, tem-se:

$$\underline{I} = \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}$$

Equação 52

Considerando a amplitude de cada harmônico, I_k , sendo igual a $\sqrt{2}$, tem-se:

$$\underline{I} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}$$

Equação 53

Desta forma, pode-se concluir que o valor eficaz de um sinal não-senoidal é dado pela raiz quadrada da soma dos valores quadrados dos valores eficazes de cada harmônico e do quadrado da componente DC do sinal.

3.5.2. Potência Associada à Tensão e Corrente Não-Senoidais

Como é possível determinar de maneira quantitativa os valores de tensão e corrente para sinais não-senoidais, é possível também determinar o equacionamento para a potência em um circuito que não seja linear. Desta forma, é conhecido pela definição de potência média, P , para um circuito alimentado por uma tensão v e com uma corrente periódica i :

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T v \cdot i \, dt$$

Equação 54

Utilizando as séries de Fourier representando as correntes e tensões, tem-se:

$$v = V_0 + \sum_{k=1}^{\infty} V_m \cdot \text{sen}(k \cdot \omega \cdot t + \theta_k)$$

Equação 55

$$i = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_m \cdot \text{sen}(k \cdot \omega \cdot t + \theta_k - \phi_k)$$

Equação 56

Desta forma, reescrevendo a Equação 54 com as devidas substituições, vem:

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} \underline{V} \cdot \underline{I} \cdot \cos \phi_k$$

Equação 57

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} \underline{V} \cdot \underline{I} \cdot \text{sen} \phi_k$$

Equação 58

3.5.3. Ferramentas e Métodos

Para a fins de demonstração teórica, foi utilizado como base o circuito da Figura 13. Ainda, como mencionado anteriormente, para fins de demonstração, os cálculos que foram realizados partirão da premissa de que as formas de onda são senoides perfeitas, o que, a rigor, não pode ser feito, uma vez que as formas de onda da saída não se comportam como senoides perfeitas.

Em outras palavras, foram feitas aproximações que permitam que a análise do problema não perca confiabilidade. Desta forma, é possível prever, de forma confiável, os resultados obtidos a partir dos cálculos para determinação dos impactos dos fenômenos de ferroressonância em um sistema elétrico que pode ser representado pelo circuito mencionado. Assim, pode-se escrever, na forma vetorial a seguinte equação:

$$\dot{E} = \dot{U} + \dot{V} \quad \text{Equação 59}$$

Onde:

- \dot{E} : Forma fasorial da tensão gerada pela fonte;
- \dot{U} : Tensão na indutância variável;
- \dot{V} : Tensão em cima da capacitância.

Desta forma, pode-se reescrever a Equação 59, como sendo:

$$\dot{U} = \dot{E} + \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot \dot{I} \quad \text{Equação 60}$$

Para facilitar a análise, é possível se superpor uma reta com coeficiente angular, $\frac{1}{\omega \cdot C}$, em um gráfico $U - I$ que representa a saturação do núcleo ferromagnético superposta com a reta representando a equação fasorial que mostra o comportamento fasorial do circuito.

Além disso, a reta descrita representa a Equação 59, a qual é representada interceptando três pontos da curva de saturação e cada ponto permite analisar um comportamento do circuito de maneira fasorial.

A Figura 18 mostra a representação mencionada nesta seção, onde os pontos A, B e C, os quais representam os pontos de interseção da reta a qual representa a tensão na indutância e os pontos do gráfico $U - I$, os quais representam um comportamento diferente do núcleo ferromagnético.

Também, em uma simples análise do gráfico, é possível perceber que o aumento da tensão eficaz na fonte, \dot{E} , desloca a curva para cima. Além disso, ao aumentar o valor

da tensão eficaz da fonte, tem-se que os pontos A e C também se deslocam para cima e se deslocam para a direita.

Ainda, se a tensão na fonte aumenta no seu valor eficaz, a frequência diminuir e o valor da capacitância também diminuir, a curva representativa da equação fasorial do sistema sobe.

Todas estas análises podem ser feitas analisando o gráfico diretamente, o que faz com que seja possível concluir como o sistema vai se comportar em cada situação da saturação do núcleo ferromagnético. Isto permite que se possa avaliar as respostas obtidas de acordo com a excitação inicial. Desta forma, com a finalidade de representar esses comportamentos, a Figura 18 mostra o diagrama fasorial que representa cada ponto do gráfico.

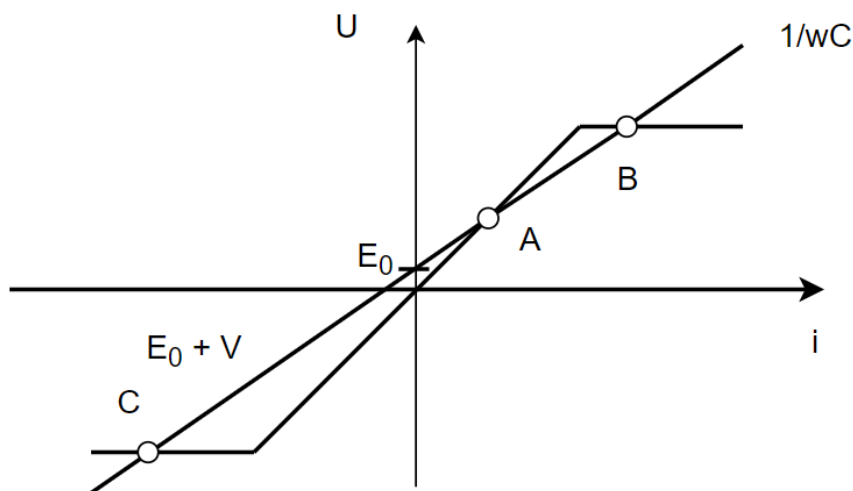


Figura 18 – Curva característica da equação fasorial e saturação do núcleo ferromagnético no plano U – I.

Desta forma, pode-se representar o comportamento fasorial do circuito como na Figura 19 seguir.

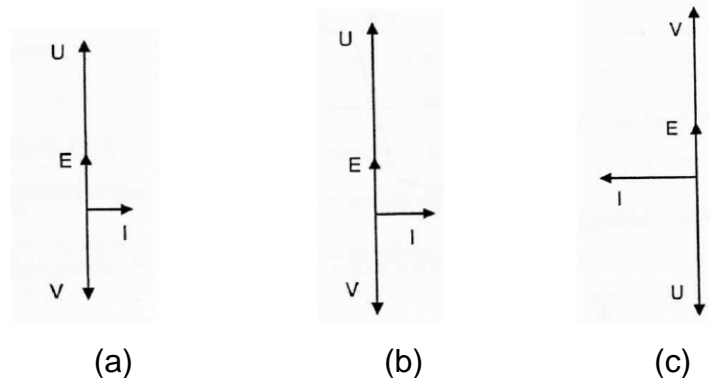


Figura 19 – Diagramas fasoriais representando cada ponto de interceptação na curva.

Na Tabela 5 apresentada é possível observar de forma direta o que acontece em cada situação. A intenção é explicitar o comportamento do circuito a partir de cada caso, fazendo com que seja mais fácil prever como se pode evitar a ocorrência do fenômeno. Ainda, a tabela também permite analisar as condições de estabilidade do circuito e como a excitação pode contribuir para que a região de instabilidade apresentada na Figura 18 sejam evitados.

Tabela 5 – Tabela com a descrição dos estados de para cada situação do diagrama fasorial

Ponto correspondente representado no diagrama fasorial	Comportamento no sistema	Descrição
a	Normal	Comportamento predominantemente indutivo. ($U > V$)
b	Instável	Além da dificuldade de ser obtida, qualquer oscilação neste ponto faz com que o comportamento do sistema volte ao ponto A ou ao ponto C.
c	Ferrossonância	Comportamento predominante capacitivo. ($U < V$)

Existem vários métodos para a resolução analítica das equações diferenciais não-lineares obtidas a partir da solução do circuito ferrossonante proposto no início dessa seção.

Entretanto, como a intenção deste trabalho é apresentar as soluções práticas para amenizar os efeitos da ferrossonância e, como (DE SOUZA, 1995) apresentou em seu trabalho algumas formas de resolução destas equações.

A intenção aqui é explicitar, de maneira teórica, como ocorrem os fenômenos a partir na resposta do circuito e como é possível evitar as regiões de instabilidade do sistema, adequando às equações obtidas à simulação e, obviamente, à prática.

3.6. Conceituação Teórica Do Processamento no *ATPDraw*

Segundo o (LIU, 1987), o ATPDraw utiliza, basicamente, três métodos para a resolução de circuitos não-lineares:

- Representação de uma fonte de corrente com atraso;
- Métodos de compensação, e
- Representações do método linear por partes.

Nesta seção, esses métodos foram discutidos de maneira mais detalhada, a fim de que se possa obter uma melhor compreensão de como os métodos de resolução de equações diferenciais não-lineares são realizados pelo software.

3.6.1. Método Da Fonte de Corrente Com Atrazo

O método da fonte de corrente com atraso consiste, basicamente, em inserir ao circuito onde fica o ramo da indutância não-linear, a qual tem uma dada curva característica $\lambda - i$ conhecida previamente, por uma fonte de corrente no ramo onde está conectado o elemento não-linear em questão.

É importante frisar que o atraso, Δt , deve ser suficientemente pequeno, uma vez que se deseja solucionar o problema com a característica $\lambda(i)$ no domínio do tempo. Desta forma, todos os valores de t no intervalo $0 \leq t \leq t_0 + \Delta t$ são conhecidos.

Assim, ao se conhecer a curva característica $\lambda(t - \Delta t)$, deseja-se, analogamente, encontrar $i(t - \Delta t)$. Para ilustrar melhor o exposto, (LIU, 1987) propõe um circuito limitador de corrente como exemplo, onde há dois elementos não-lineares e a sua curva característica especificada, conforme visto na Figura 20 e a característica não linear na Figura 21.

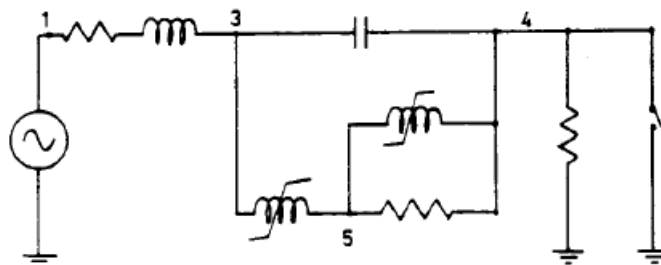


Figura 20 – Circuito limitador de corrente com dois elementos não-lineares.

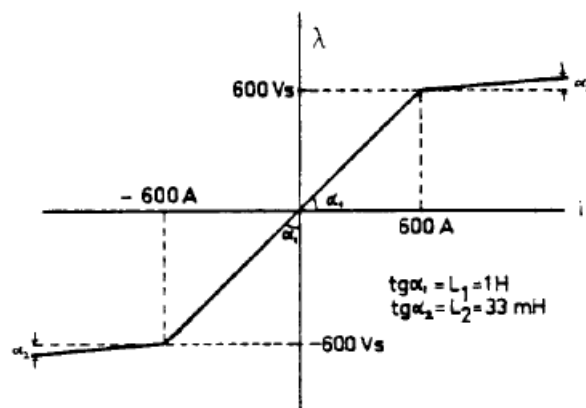


Figura 21 – Curva característica dos elementos não-lineares do circuito.

A partir da curva característica fornecida, é possível analisar o transitório no circuito proposto frente aos transitórios de chaveamento, os quais representam grandes impactos frente a sobretensões nas bobinas do primário do TP, mesmo sob frequência industrial, o que pode causar danos irreversíveis ao equipamento e comprometendo o seu funcionamento. Assim, após a simulação, obtém-se a imagem da Figura 22 seguir:

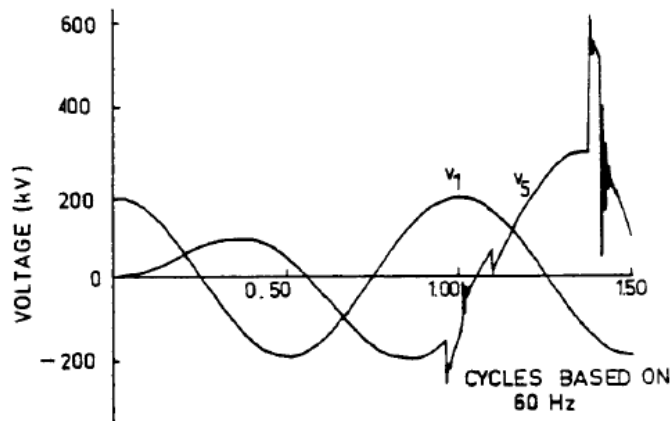


Figura 22 – Simulação do circuito exposto com a curva característica implementada.

3.6.2. Métodos da Compensação

Este método foi amplamente utilizado em versões anteriores do ATPDraw, entretanto, as novas versões não utilizam mais este método, uma vez que, devido ao aumento da complexidade dos sistemas, este método aumenta a complexidade da modelagem e pode ser corrigido pela linearização por partes. Todavia, a linearização gera erros numéricos quando há fonte de corrente em paralelo a esta carga, desta forma, é necessário ter um cuidado adicional para realizar a simulação com elementos não lineares.

Basicamente, o Método da Compensação é utilizado para eliminar um elemento não-linear do sistema. Caso haja mais de um elemento não-linear, o problema é dividido em partes, de forma que cada parte possa ter seus elementos não-lineares substituídos para que o método possa ser aplicado.

A princípio, o Método da Compensação foi aplicado para modelar para-raios de óxido de zinco, ZnO, no ATPDraw e, mais tarde, foi utilizado para os outros elementos não-lineares presentes na biblioteca do software.

Este método, de maneira simplificada, consiste na retirada dos elementos não-lineares do sistema e a injeção de uma corrente de valor conhecida, a qual, supostamente, é obtida a partir de uma fonte linear de tensão. A título de ilustração, (LIU, 1987) propõe um exemplo literal, o qual está exposto na Figura 23.

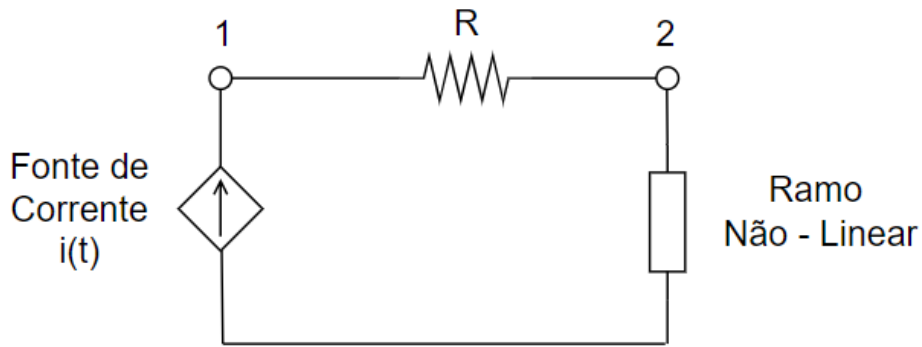


Figura 23 – Circuito com a presença do ramo não-linear.

Apesar da aparente simplicidade do circuito da Figura 23, não é possível encontrar uma resposta para os valores de tensão e corrente do elemento não-linear, o que torna inviável tentar resolver o problema proposto de forma analítica.

Assim, o método propõe que se desconecte a parte não-linear do restante do circuito, como é mostrado a seguir. Logo a Figura 24 mostra o circuito equivalente gerado a partir da desconexão da parte não-linear do circuito original, bem como com a substituição pela fonte de corrente e a conexão para se formar um circuito com características lineares e conhecidas.

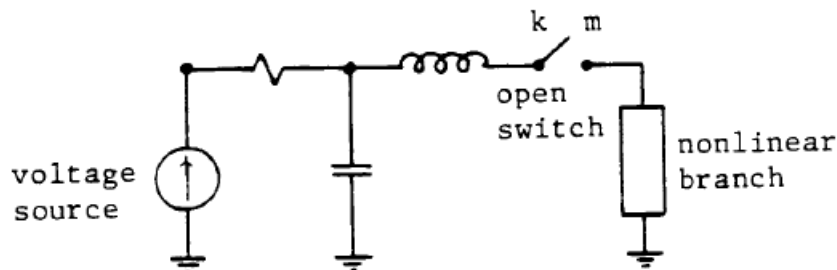


Figura 24 – Circuito desconectado da parte não-linear.

Contudo, ao se conectar apenas a fonte de tensão ao elemento não-linear, o ATPDraw poderia apresentar uma mensagem de erro dizendo que o elemento da diagonal do nó 2 é muito pequeno (matriz singular). Para contornar essa situação, é necessário se adicionar, junto ao ramo da fonte de tensão, os elementos lineares conhecidos ao ramo, como mostra a Figura 24.

Este erro ocorre porque o software tenta resolver o problema utilizando o método de Thévenin, injetando uma corrente no nó m o que gera um valor zero na diagonal principal da matriz de condutâncias e o ATPDraw para as iterações quando encontra um valor igual a zero e fornecendo a mensagem de que o elemento da diagonal principal no nó m é muito pequeno.

Dentro do método da compensação existem métodos que permitem que as soluções encontradas possam ser refinadas a partir de soluções numéricas. A exemplo do método de Newton-Rhapson, entretanto, como não é o foco principal deste trabalho, esses métodos podem ser encontrados no trabalho de (LIU, 1987), o qual caracteriza justamente o Theory Book do ATPDraw.

3.6.3. Representações do Método Linear por Partes

O método Linear por Partes é o mais utilizado devido à sua eficiência em representar as soluções que envolvem os sistemas mais modernos e as suas demandas. Desta forma, este é o método utilizado nas versões mais recentes do ATPDraw.

Em seu trabalho, (DE SOUZA, 1995) apresenta de forma analítica este método, fornecendo alguns exemplos numéricos de maneira a deixar o método mais didático e aplicável ao contexto da ferorrressonância.

Em relação a este método, também é necessário que seja conhecida previamente a característica $\lambda - i$. Desta forma, o método, de maneira simplificada, divide regiões a curva característica do fluxo pela corrente e lineariza essas partes.

Ainda, a linearização permite se determinar mais facilmente o valor das indutâncias lineares a serem utilizadas na simulação. Isso ocorre pela própria definição de indutância:

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad \text{Equação 61}$$

Desta forma, a Figura 25 mostra um exemplo do método sendo aplicado para uma indutância não-linear, o qual também é apresentado no Theory Book do ATPDraw por (LIU, 1987).

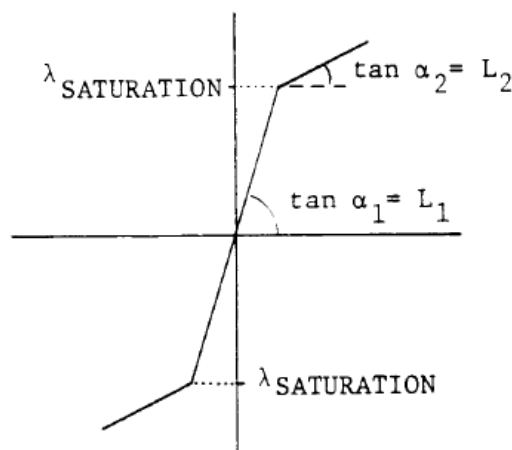


Figura 25 – Curva característica de uma indutância não-linear linearizada.

Ao contrário do Método da Compensação, o Método Linear por Partes possibilita a sua utilização para dois ou mais elementos não-lineares no mesmo circuito. A Figura 26 mostra um circuito equivalente cujas indutâncias não-lineares podem ser representadas pela curva característica da Figura 25.

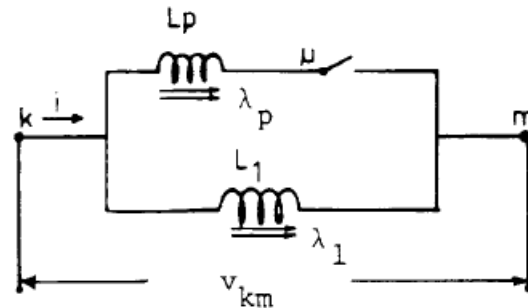


Figura 26 – Circuito equivalente representativo.

A indutância L_p em paralelo fornece um caminho para o fluxo que sempre será calculado como:

$$v_{km} = v_k - v_m \tag{Equação 62}$$

A chave é fechada toda vez que $|\lambda| \geq \lambda_{SATURATION}$ e aberta assim que o fluxo atinge a condição em que seu módulo é menor do que o seu fluxo saturado, ou ainda, $|\lambda| < \lambda_{SATURATION}$. Assim, como resultado da simulação, tem-se a Figura 27

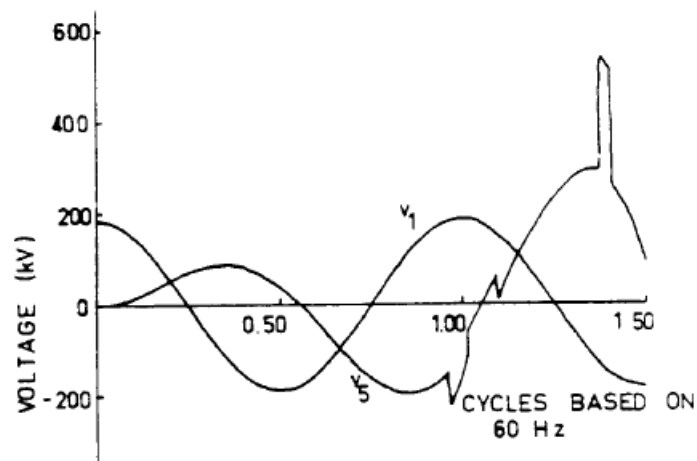


Figura 27 – Resultado da simulação do circuito.

Um dos principais artifícios que o ATPDraw utiliza no processamento das equações é ter, como ponto de partida, $\lambda(0) = \lambda_{residual}$, ou seja, as equações passam a ter como valor inicial o fluxo residual, o que substitui qualquer fluxo calculado internamente.

É possível obter uma melhor análise do fluxo residual focando apenas a análise no primeiro quadrante da curva característica linearizada. Desta forma, é possível dividir a curva em pontos com propriedades específicas que permitem apresentar de maneira mais visual a ideia de como funciona o processamento das equações diferenciais não-lineares por parte do ATPDraw. Desta forma, é possível observar a curva linearizada na Figura 28 a seguir:

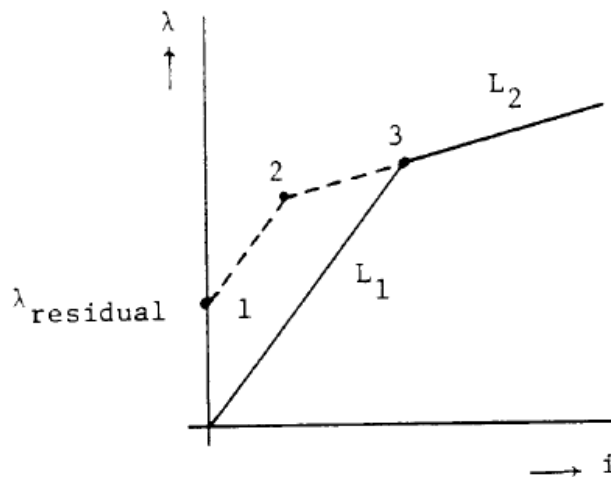


Figura 28 – Representação do comportamento do fluxo residual.

Desta forma, a partir da Figura 28, pode-se construir a Tabela 6 mostrada a seguir:

Tabela 6 – Características dos pontos destacados.

Seção de Reta	L_1	L_2
De 1 para 2	Nota-se que há paralelismo entre ela e a reta de inclinação L_1 .	O ponto de interseção entre as retas deixa de ser o ponto 3 e passa a ser o ponto 2 devido ao $\lambda_{residual}$.
De 2 para 3	A reta com inclinação L_1 sofre um deslocamento, de forma que $\lambda_{residual} > 0$, deixando a sua característica de linearidade, porém ainda com comportamento de uma reta.	A reta com inclinação L_2 assume um outro valor para $\lambda(0)$, o qual é maior do que o valor anterior.
3	O ponto 3 deixa de ser ponto de interseção entre a reta de inclinação L_1 e a reta de inclinação L_2 .	Para que a sua característica seja mantida, a saturação deve ser de valor considerável.

O Método Linear Por Partes também pode ser usado para determinar a curva de histerese do material ferromagnético e este é representado pelo “type-96 pseudo-nonlinear hysteretic reactor” presente na biblioteca do software.

3.7. Soluções De Regime Permanente com Harmônicos

Existem alguns métodos para a solução de regime permanente com harmônicos que são utilizados pelo ATPDraw, entretanto, o método aplicado é conhecido como Harmônicos das Soluções de Regime Permanente.

Para a determinação da resposta de um circuito ferorrressonante, o ATPDraw utiliza métodos que passam pela determinação do fluxo de potência, permitindo com que o sistema tenha definidas as suas matrizes de condutância, de tensão e de correntes.

Desta forma, pelos métodos iterativos baseados nos conceitos de cálculo numérico, é possível realizar as iterações até encontrar soluções satisfatórias para as respostas desejadas.

Já o método conhecido por Método da Soluções de Harmônicos de Regime Permanente, o qual foi dado o devido foco nesta seção, foi desenvolvido por H. W. DOMMEL (1986) e ele possibilita que se determine os harmônicos diretamente das equações fasoriais do sistema. As indutâncias não-lineares devem ser substituídas por fontes de corrente contendo a qual deve injetar no nó uma corrente com a frequência fundamental, assim como também correntes com frequências harmônicas conhecidas previamente determinadas.

Este artifício permite tratar o circuito como um circuito linear, o que permite utilizar as equações conhecidas para se encontrar os valores de tensão e corrente que fluem pelo circuito proposto. A Figura 29 mostra, de maneira literal, como este método pode ser aplicado.

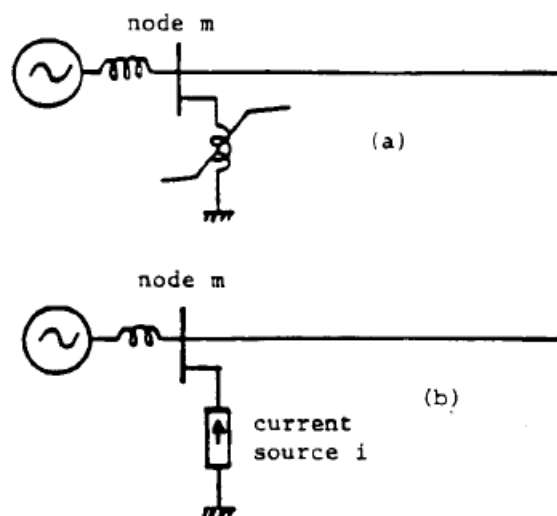


Figura 29 – Substituição do elemento não-linear pela fonte de corrente com a frequência fundamental.

Desta forma, os efeitos não-lineares são representados como fontes de corrente em um vetor $[I_A]$, o que permite encontrar a solução completa com apenas duas iterações. A primeira iteração do fluxo de potência é usada para obter, aproximadamente, soluções na frequência fundamental, ao passo que a segunda interação, ou “iteração de distorção”, permite encontrar os harmônicos de alta frequência.

A primeira e a segunda iteração são especificadas de maneira bem detalhada no Theory Book do ATPDraw, as quais podem ser analisadas graficamente e através de métodos numéricos, os quais são usados para se determinar os valores de fluxo de potência presentes em um sistema elétrico e é possível encontrar maiores detalhes no trabalho de (LIU, 1987) e de (H. W. DOMMEL, 1986).

3.8. Conceituação Teórica do Processamento no TINA Texas Instruments

O software TINA Texas Instruments apresenta uma gama de elementos que permitem se analisar com grande precisão o comportamento do sistema com a variação da frequência de operação.

Pelo próprio manual, nota-se que o programa é voltado, em especial, para circuitos eletrônicos, os quais operam com frequências muito altas, da ordem de GHz. Assim, o software, em seu desenvolvimento, permite que haja maior confiabilidade nas simulações.

De maneira prática, este tipo de software ainda favorece a análise de transitórios de alta frequência, o que permite diferenciar casos de ferorrressonância e de transitórios eletromagnéticos. Portanto através da modelagem no domínio do tempo e no domínio da frequência foi aplicado o estudo de caso, desde a importância em termos de falha, a definição dos componentes de circuito equivalente e análise das simulações.

4. Estudo de Caso

Para fins de estudo prático, foi modelado o transformador de potencial produzido e fornecido pela empresa Brasformer Braspel®, o BPS33I, cuja classe de tensão é de 36 kV e é de uso interno em painéis utilizados em subestações de parques eólicos. Este modelo foi escolhido pela sua aplicação e maior taxa de falha conforme visto no item 4.1.

Ademais utilizou-se a configuração da subestação proposta por SECCO (2015) a qual caracteriza um sistema responsável por conectar os sinais de tensão gerados pelos aerogeradores com a rede do sistema de distribuição. Já para o esquema do sistema de geração da central eólica foi utilizado o modelo de Reis (2017), onde foi considerado o modelo de geração a conversores plenos sob transitórios de energização.

4.1. Análise Estatística de Falhas dos TPIs

Como mencionado até aqui, os TPs sofrem muitas avarias por conta dos transtornos ocasionados pela ferrorressonância. É importante salientar que, nesta seção, os dados apresentados foram fornecidos pelo departamento de Qualidade da Produção da empresa Brasformer Braspel, a qual tem larga experiência no mercado de transformadores de potencial e tem se adequadado às novas demandas do sistema elétrico como um todo, em especial, por parte dos parques eólicos.

Ainda, deve-se apontar que, muitos problemas causados na rede vêm do aumento do uso de equipamentos baseados em eletrônica de potência, como os inversores de frequência e os conversores DC/AC, os quais apresentam grande utilidade em equipamentos eletrônicos que são comuns do cotidiano, como celulares e computadores.

Assim, para que se tenha uma definição quantitativa dos casos de ferrorressonância envolvendo TPIs em parques eólicos, tem-se o gráfico da Figura 24.

O total de peças fornecidas ao mercado no intervalo mostrado na Figura 30 foi de 359 peças do modelo BPS33I, entretanto, é apenas um modelo dentre vários outros. Desta forma, tem-se, só para este modelo, a devolução de 17 peças no total, o que dá, em porcentagem, 4,73% de avarias do equipamento, excluindo este modelo dos demais e refazendo a análise de taxa de falha para o mesmo período os outros TPIs tiveram 92,4% de devolução, por isto a análise é primordial para o aperfeiçoamento do projeto e descoberta de falhas de uso.



Figura 30 – Gráfico de devoluções de TPIs.

É importante mencionar que, a alta taxa de devolução se deu exclusivamente ao modelo BPS 33I e que foram utilizados apenas em parques eólicos, não sendo contabilizados, aqui, as peças deste modelo que foram utilizados em outros tipos de subestações.

Com isso, no período mencionado, o equipamento passou mudanças no seu projeto, de forma a mitigar o efeito de ferorrresonância e melhorar a distribuição das capacitâncias parasitas da bobina de alta tensão, com mudança de geometria e métodos construtivos.

4.2. Resposta em Frequência do Transformador de Potencial Indutivo (FRA) e Apresentação de Resultados

O objetivo de avaliar o TPI sob ensaio de resposta em frequência é definir o ponto de menor impedância possível. Ocorrendo isto, tem-se a frequência que o equipamento opera em ressonância, fazendo com que a dissipação de energia esteja no seu ponto máximo e o dispositivo possa a entrar em colapso térmico ou elétrico.

Para este tópico, lançou-se mão do auxílio do software TINA Texas Instruments®, o qual apresenta como saída uma modelagem precisa e mais simples de ser computada do que o próprio ATPDraw®, o que facilita muito nas determinações das funções de transferência, bem como, na plotagem das formas de onda da tensão e do ângulo no domínio da frequência.

Antes de mais nada, o modelo aqui apresentado foi definido na Figura 12, a qual contempla aquele definido pelo CIGRÉ (CIGRÉ, 2000), de maneira que se pôde observar

que as medidas e as simulações tiveram comportamentos próximos aos valores reais. Para o estudo, as características do TPI estão listadas na Tabela 7:

Tabela 7 - Dados do TPI objeto sob estudo para simulação

Classe de tensão	36 kV
Relação de transformação	34500:115 V
Isolamento	Resina epoxilica
Potência	400 VA
Resistência nos enrolamentos do primário	7430 Ω
Resistência nos enrolamentos do secundário	0,289 Ω
Indutância no enrolamento primário	2,62 mH
Indutância no enrolamento secundário	1,309 mH
Resistência de magnetização	2181,76 Ω
Indutância de magnetização	3,085 H
Comprimento do núcleo	0,800 m
Área de seção do núcleo:	48,75 cm ²
Capacitância entre o primário e o terra	1,54 nF
Capacitância entre o secundário e o terra	45 nF
Capacitância entre o primário e o secundário	4,2 nF

Assim, a Figura 31 a seguir mostra o circuito já inserido no software TINA Texas Instruments® e a Figura 32 mostra a resposta em frequência do equipamento cujos dados foram implementados no software.

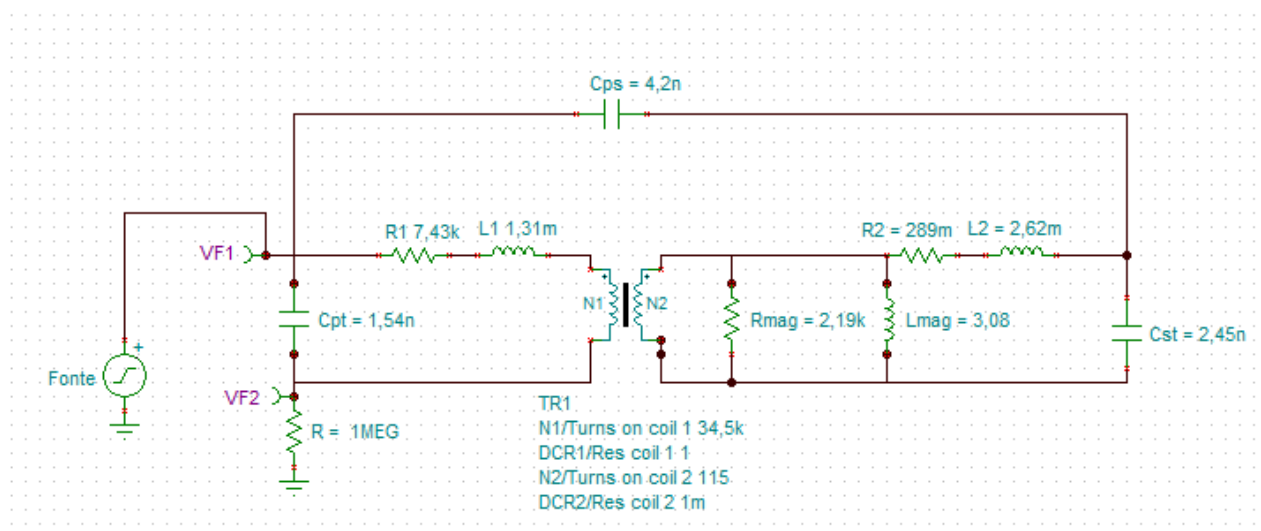


Figura 31 – Circuito representativo do modelo citado implementado no TINA Texas Instruments®.

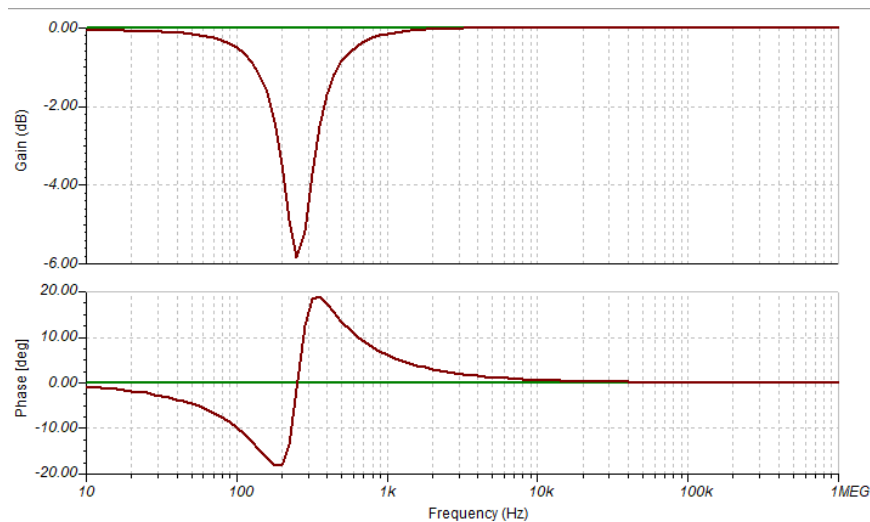


Figura 32 – Resposta em frequência do TPI de estudo.

Como é conhecido, nos pontos de ressonância, o erro entre a relação de transformação nominal e a relação de transformação medida é muito grande, ocorrendo que o equipamento passe a não operar corretamente devido aos valores de tensão e corrente. Observa-se um único ponto de ressonância próximo aos 300 Hz.

Portanto conclui-se a importância da capacitância da bobina primária na ressonância com a indutância do ramo magnetizante. Além disto as outras capacitâncias do modelo não contribuíram para ressonâncias locais ou de menor amplitude e maior frequência.

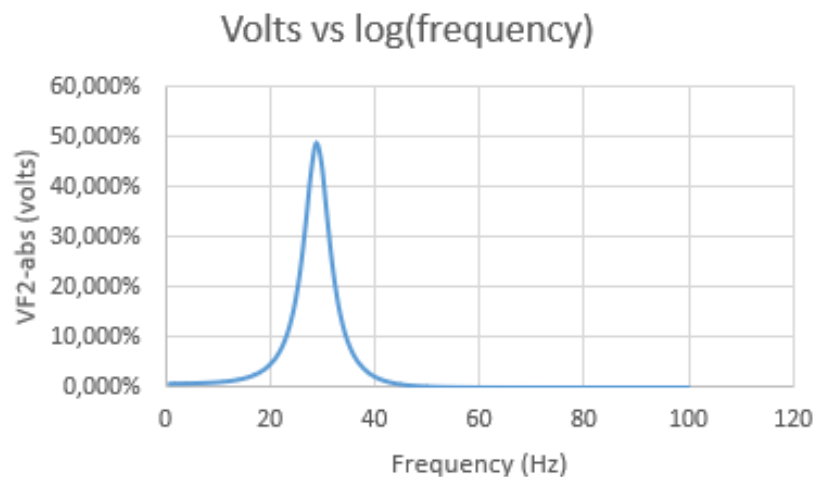


Figura 33 – Relação entre o erro do transformador em função da frequência.

Desta forma, como parâmetro de comparação, foi utilizado como laboratório de ensaio o laboratório montado na empresa *HVEX–High Voltage Equipment*, servindo de apoio para as medições em campo para esta dissertação e comparação

Assim, para fins comparativos, a Figura 34 mostra o comportamento da magnitude da impedância vista pelos terminais de aplicação no TPI modelado. A Figura 35 mostra o

ângulo de fase e o seu comportamento no domínio da frequência e como o ângulo se comporta.

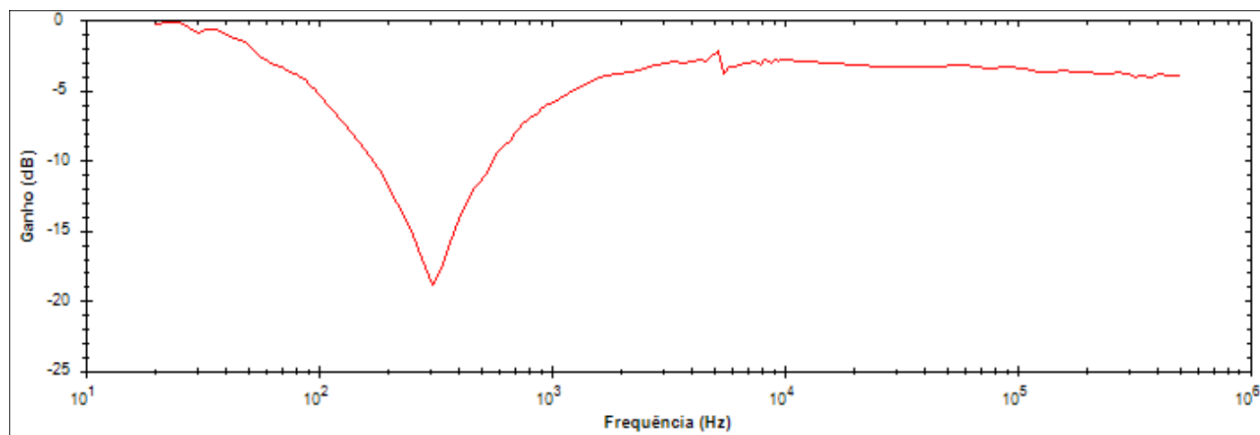


Figura 34 – Comportamento da magnitude da impedância medida em laboratório.

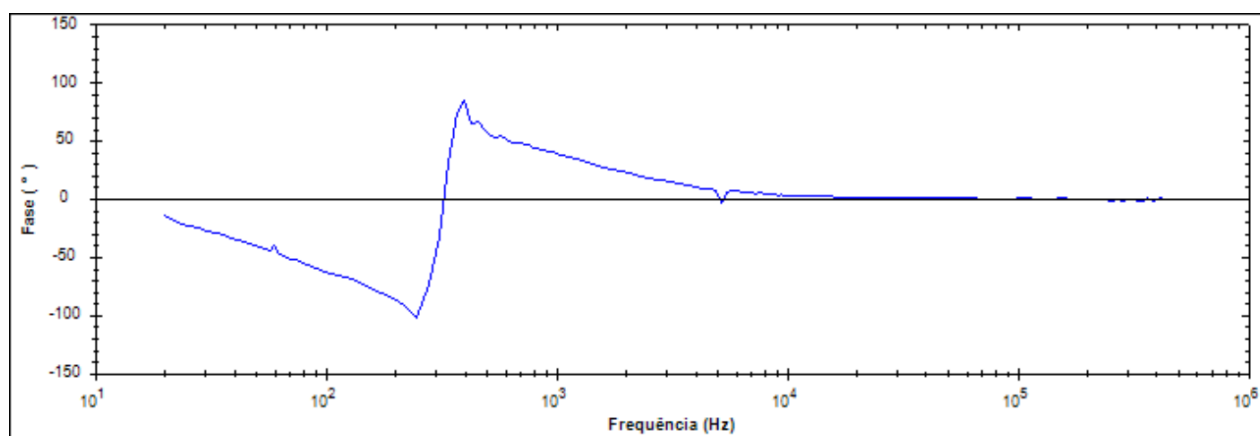


Figura 35 – Comportamento do ângulo de fase do TPI durante o FRA.

4.3. Implementação do Problema no ATPDraw

A implementação do problema no ATPDraw permite analisar os efeitos dos fenômenos de ressonância durante o seu regime transitório. Ou seja, a resposta em frequência mostra os pontos em que o sistema entra em ressonância, a análise do domínio do tempo permite analisar se há componentes harmônicos durante a energização, faltas e desligamentos.

Contudo, para que, neste caso, possa-se apresentar uma análise no domínio tempo e concluir o que ocorre em campo, é necessário que se haja a sua modelagem. Portanto são apresentados os dados, conforme visto na Tabela 8, os dados para a parametrização:

Tabela 8 – Dados do sistema simulado no ATPDraw.

Dados do Sistema	Valores em dados Reais
Fonte	619 V
Impedância Associada à Fonte	0,06 Ω
Impedância do Cabo	0,005 Ω

Para o transformador, tem-se a Tabela 9 a seguir:

Tabela 9 – Dados do TPI simulado no ATPDraw.

Dados do TPI	Valores em Dados Reais
Impedância do Primário ($R + j\omega L$)	7430 + j0,494 Ω
Impedância do Secundário ($R + j\omega L$)	0,289 + j0,00262 Ω
Resistência de Magnetização (R_{mag})	2187,76 Ω
Indutância de Magnetização (L_{mag})	3,085 H
Capacitância do Primário (C_{PT})	1,54 nF
Capacitância do Secundário (C_{ST})	45nF
Capacitância entre Primário e Secundário (C_{PS})	4,2 nF

A curva de saturação do TPI terá a seguinte forma:

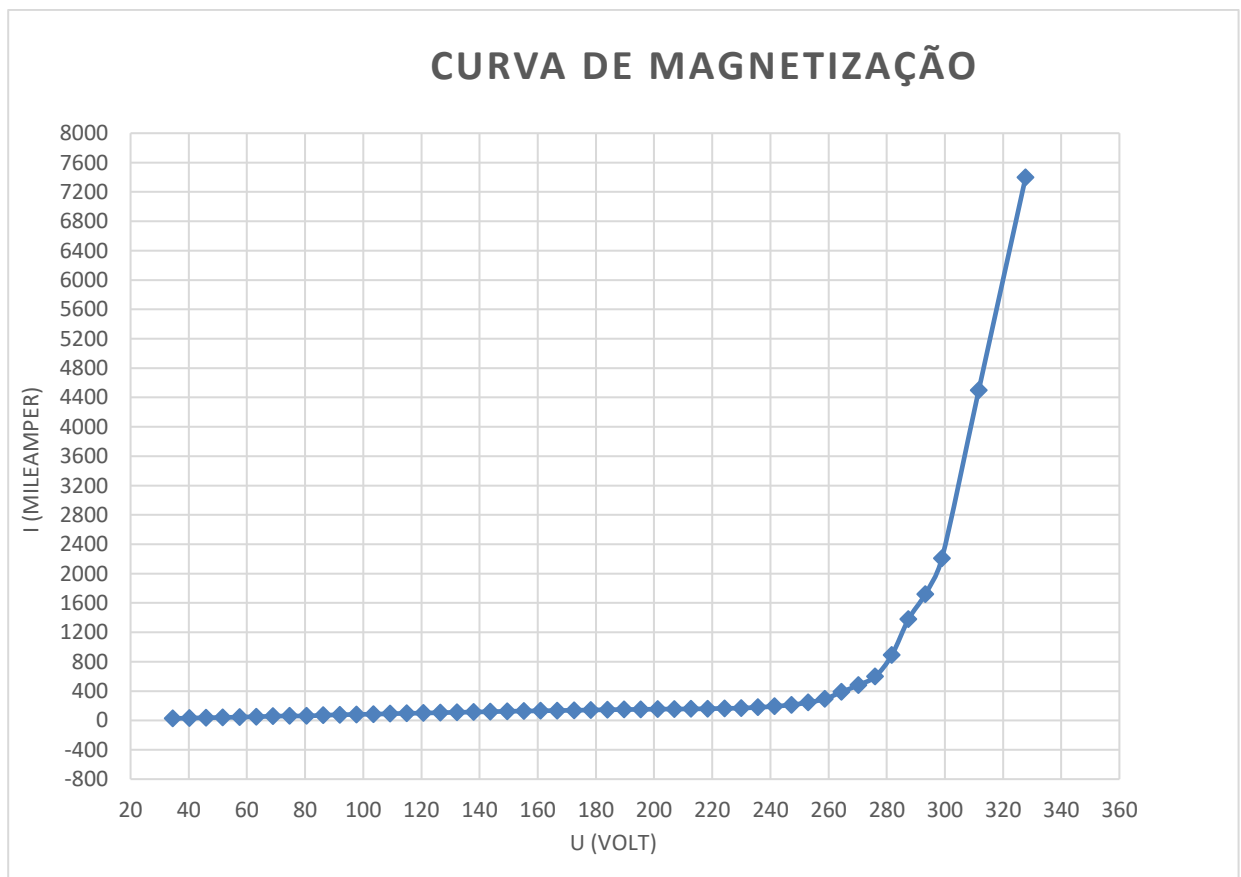


Figura 36 – Curva de saturação do TPI.

A Figura 37 a seguir apresenta o sistema simulado no ATPDraw

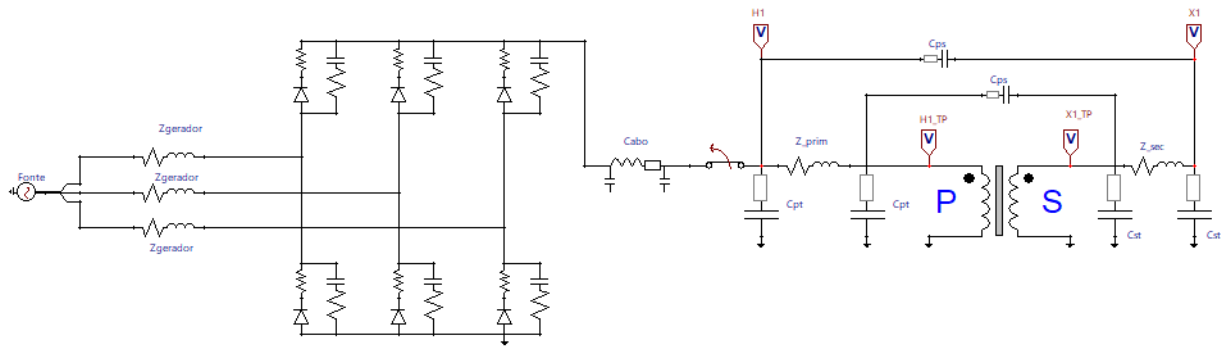


Figura 37 – Simulação do modelo do TP mostrada no ATPDraw.

A Figura 37 mostra o modelo de um inversor do tipo PWM conectado aos dados utilizados para os aerogeradores

Assim, a resposta fornecida pela simulação no domínio do tempo é apresentada na Figura 38:

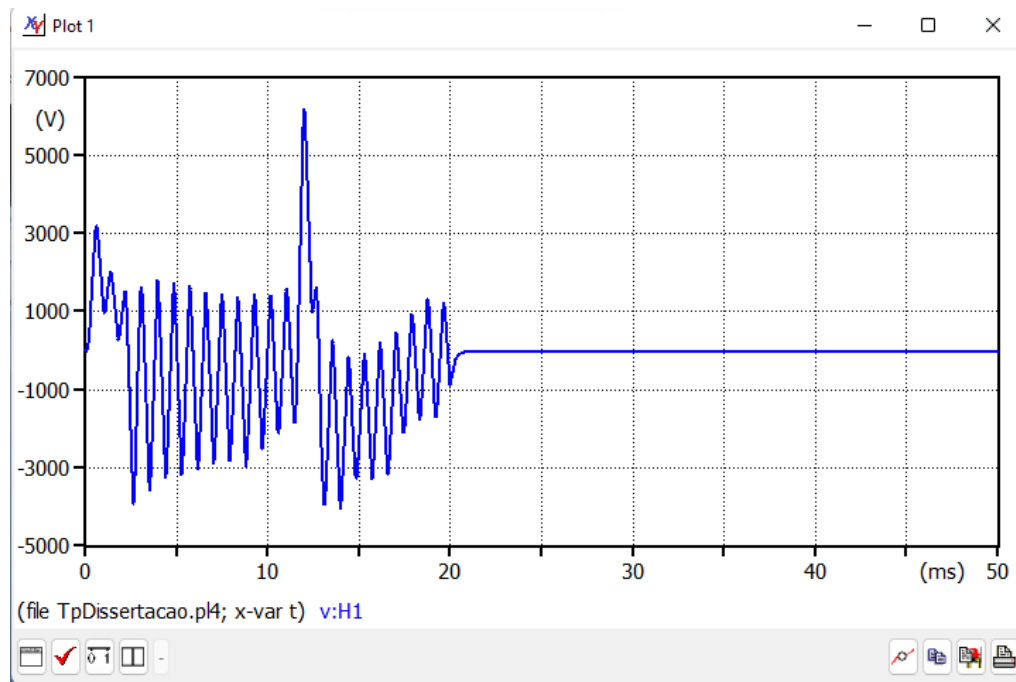


Figura 38 – Transitório apresentado no primário do modelo do TP.

Nota-se que, ao abrir a chave, a qual representa a abertura de uma fase, tem-se que a constante de tempo para o efeito transitório do transformador devido ao efeito indutivo ainda fornece tensão até que haja, de fato, o valor zerado da tensão.

A Figura 39 mostra a tensão no secundário do TPI.

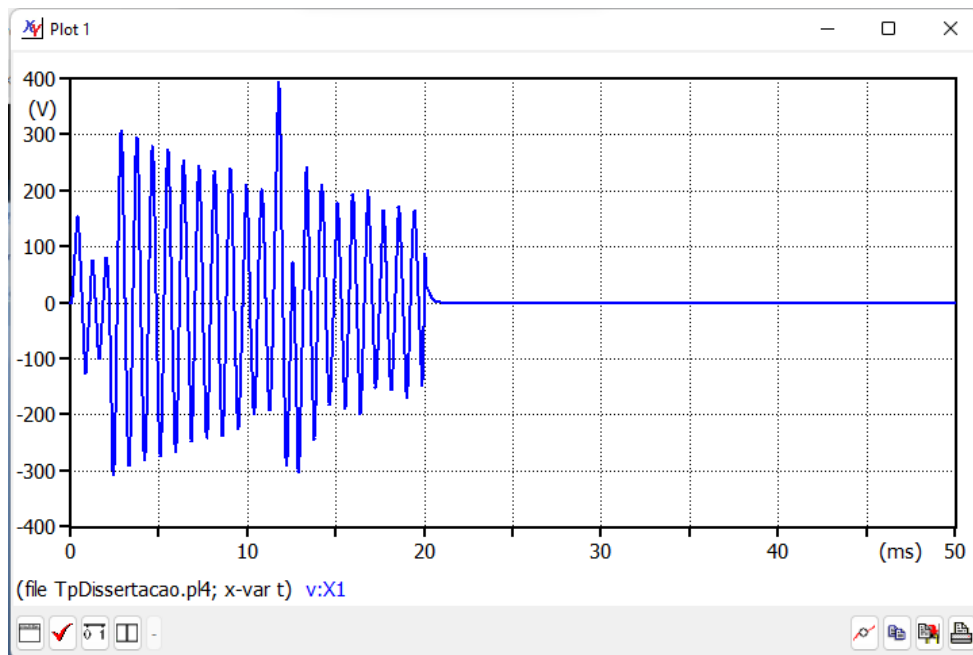


Figura 39 – Tensão no secundário no TPI.

A Figura 39 mostra que, ao ocorrer as sobretensões observadas no primário do TPI, as tensões no secundário também serão afetadas. Contudo, ao sofrer variações bruscas de tensão no primário, as capacitâncias inerentes ao transformador de potencial não dissiparão de forma conveniente os efeitos das elevações de tensão, o que pode promover sobretensões destrutivas ao equipamento, como é possível observar no sistema.

Para esta situação, foi utilizada uma chave que é dependente apenas do tempo, não considerando o efeito da sobretensão, o que seria possível, de maneira simplificada, simular a operação de um relé em uma linha caso a chave utilizada fosse uma chave controlada por tensão.

Destaca-se que os valores de sobretensão aqui obtidos, embora não representem risco significativo, aparecem apenas para exemplificar o fenômeno. A depender das configurações da rede em uma situação real, estes valores podem superar a isolação do equipamento.

A Figura 40 mostra a decomposição dos harmônicos a partir da Série de Fourier e a distribuição das tensões, bem como a taxa de distorção harmônica para a sequência zero.

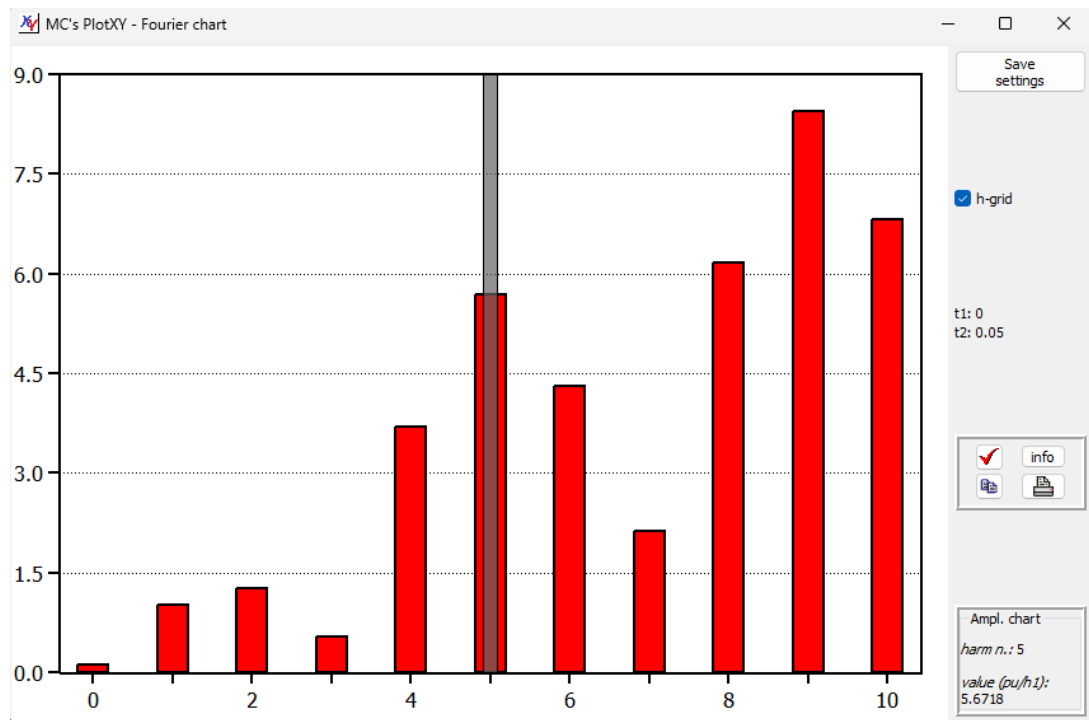


Figura 40 - Decomposição harmônica da tensão no secundário do TPI.

A decomposição das tensões harmônicas fornece informações sobre o espectro harmônico que compõe a forma de onda de tensão no secundário após o efeito transitório.

Desta forma, deseja-se decompor os sinais que compõem as tensões transitórias de alta frequência, de forma que estas formas de onda possam se aproximar de senoides e de maneira que seja possível haver uma melhor compreensão da faixa de frequência envolvida.

Contudo, pode-se perceber pela breve análise da Figura 39 que, na composição da forma de onda de tensão transitória, há tensões na frequência de ressonância do TPI, o que mostra que transitórios de alta frequência podem levar o transformador a operar em ressonância, implicando na operação indevida do mesmo.

Para um caso como este, não há um sentido físico concreto em se determinar a taxa de distorção harmônica das tensões e correntes, uma vez que os transitórios são comuns devido ao grande número de chaveamentos que ocorrem em subestações de parques eólicos devido à sua quantidade considerável de inversores de frequência.

Em termos de análise, a janela de simulação que vai da frequência fundamental até a frequência que representa o décimo harmônico se deu porque, em parques eólicos, esta faixa de frequência é extremamente comum. Há também a presença de transitórios de manobra dentro desta faixa de frequência, uma vez que este tipo de transitório surge

devido a incontingências na operação e até mesmo devido a chaveamentos que são comuns em subestações, como manutenções de disjuntores e situações semelhantes.

Pela análise quantitativa da Figura 40, pode-se perceber que a tensão no secundário do TPI na frequência de 300 Hz é de aproximadamente 6 pu, o que já é um indicativo muito concreto de que a relação de transformação do equipamento já se perdeu e promove um grande erro de medida na leitura das tensões, tirando completamente o equipamento da sua região de exatidão.

De maneira visual, é possível perceber que, ao aumentar a frequência dos transitórios aos quais o transformador é impactado, as formas de onda passam a se aproximar de ondas do tipo dente de serra, o que pode implicar em perdas de isolamento na parte ativa do transformador antes mesmo do sinal de tensão no primário ser transformado para valores relativos ao secundário do TPI.

Por fim, os transitórios de alta frequência mostram que as capacitâncias entre primário e secundário não são suficientes para absorver a energia gerada devido às frequências extremamente altas dessas tensões, o que implica no fato de que o secundário do transformador também é extremamente danificado devido à esta condição.

Também, ao operar próximo à sua frequência de ressonância, o equipamento pode encontrar uma região de estabilidade assintótica, o que implica no fato de que, ao funcionar nesta condição, pode ser que o equipamento encontre a região de ressonância e não saia mais desta região até que este entre em colapso térmico.

5. Conclusões

Neste trabalho, pôde-se concluir que há um ponto de ressonância para o TPI em estudo, o qual foi encontrado em torno de 300 Hz, fazendo com que se possa prever de maneira mais consistente quais as regiões de operação do TPI.

Pode-se notar, então, que há grande semelhança entre as formas de ondas simuladas e medidas, o que mostra que o modelo é eficaz. As pequenas distorções observadas nas medições em campo são ocasionadas devido às perdas inerentes às características construtivas do equipamento, podendo ser causadas pelo efeito Joule nos cabos, o que interfere nas capacitâncias do transformador. Não obstante, a medição apresenta um segundo ponto de ressonância, próximo a 60 kHz, que provavelmente remete-se àquela entre a bobina de baixa tensão e o núcleo.

Assim sendo, em uma usina de geração eólica, pode-se concluir que, devido aos harmônicos de sequência negativa, especialmente durante um evento de falta monofásica, é bem provável que o equipamento entre em ressonância, uma vez que, na composição da forma de onda das tensões transitórias, pode-se constatar que há, como componente harmônica, por volta de 6 pu de tensão na frequência de ressonância do equipamento.

Como mencionado ao longo deste trabalho, os harmônicos de sequência positiva surgem na rede a partir do grau elevado de potência reativa na rede. No caso dos parques eólicos, tem-se ainda o caso da perda de sincronismo entre os aerogeradores, o que causa um descompasso na rotação dos aerogeradores, provocando diferenças da geração de tensão, promovendo o aparecimento de harmônicos que induzam o TPI à uma condição ferrorressonante.

Atualmente, os aerogeradores do tipo full converter não apresentam mais os problemas de perda de sincronismo, entretanto, existem muitos modelos antigos de aerogeradores em funcionamento, o que pode ser constatado pelas dimensões continentais do Brasil.

A simulação de transitórios apresenta um pico de tensão no seu inicial e isto se dá pelo efeito capacitivo dos cabos que, antes mesmo de iniciarem a operação, possuem energia armazenada devido ao campo elétrico que surge a partir da tensão nestes cabos. Entretanto, o valor do pico de tensão obtido se encontra dentro da tensão máxima nominal do TPI, a qual é de 36 kV. Contudo, para esta análise, o que realmente interfere é a questão da alta frequência que surge na forma de onda da tensão, o que, como mostrado, pode fazer surgir a frequência de ressonância.

Assim sendo, ao se conectar com o TPI, a tensão armazenada passa a alimentar o equipamento de forma abrupta, promovendo uma elevação de tensão tão grande que o dispositivo sofre com a saturação repentina do material ferromagnético, fazendo com que o equipamento busque equalizar a energização abrupta do seu material ferromagnético, gerando, assim o fenômeno de ferrorressonância.

Com isso, sempre ocorre uma grande presença de tensões harmônicas de sequência negativa, em especial, há uma grande elevação da tensão, o que pode implicar na saturação do núcleo, distorcendo os sinais de tensão e favorecendo o fenômeno da ferrorressonância.

Como foi possível notar, a melhor maneira para que se possa diminuir os efeitos da ferrorressonância se dão pela disposição das capacitâncias próprias do TP, de forma que, ao encontrar-se os pontos de ressonância, pode-se variar a disposição das bobinas para que a ferrorressonância seja atingida em frequências maiores, garantindo assim que o equipamento apresente uma menor chance de entrar em ressonância quando em operação.

6. Sugestões Para Trabalhos Futuros

Reforçando ainda o ponto de que a ferorrressonância é um tema antigo e de vasta aplicação, é preciso mencionar que este tipo de fenômeno muitas vezes ocorre por conta de subestações que já foram construídas em tempos em que havia muito menor demanda de energia por parte de cargas não-lineares.

Com o advento das energias renováveis cada vez mais presente no sistema de geração, a presença dos harmônicos tem aumentado substancialmente, o que praticamente obriga os estudos a respeito dos fenômenos descritos nesse trabalho ganhem maior notoriedade, sendo assim, é de suma importância que haja estudos interessados em analisar os impactos gerados por sobretensões que durem grande intervalo de tempo, caso não sejam atenuadas intencionalmente pelo sistema de proteção.

Desta forma, faz-se necessário haver uma readequação no sistema operativo destes empreendimentos, bem como o desenvolvimento de equipamentos que permitam a melhor operação dos sistemas de medição e de proteção presentes nessas subestações.

Com isso, para o desenvolvimento de trabalhos futuros, é desejável que haja como objeto de estudos alguns pontos mencionados neste trabalho, sendo eles:

- Estudo de circuitos ferorrressonantes para subestações em centrais eólicas;
- Verificar a operação de inversores do tipo PWM durante transitórios, em especial faltas monofásicas;
- Estudos de filtros de harmônicos para mitigar ou atenuar correntes e tensões de harmônicos de sequência negativa;
- Análise dos impactos gerados nos sistemas de proteção de subestações de parques eólicos;
- Simulação da bobina de alta tensão através de Método dos Elementos Finitos para compreender a disposição das capacitâncias próprias afim de alterar seu valor sem enfraquecer a rigidez dielétrica frente a transitórios de frente rápida e descargas atmosféricas.

7. Referências Bibliográficas

- A. J., G. (jun. de 1975). Computation of ferroresonant overvoltages in actual power systems by Galerkin's method. *In: IEEE Pica Conference 1975, New Orleans.*
- AGGARWAL R.P., S. N. (1981.). Failure of electromagnetic voltage transformer due to sustained overvoltage on switching - an indepth field investigation and analytical study. *IEEE Trans, on Power Apparatus on Systems*, pp. v. PAS-100, n. 11, p. 4448-4455,.
- APRILLE Jr., T. T. (1972). Steady-state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs. *IEEProc*, v. 60, p. 108-114.
- B. A., M. (1981). Ferroresonant modeling using the Electromagnetic Transients Program. *Dissertacao (Mestrado)*. North Dakota State University.
- B.A., M. (May de 1992). Ferroresonance and chaos - observation and simulation of ferroresonance in a five-legged core distribution transformer. *Dissertacao (Doutorado)*. North Dakota State University.
- BELCHIOR, F. N. (2015). Notas de Aula: Qualidade de Energia Elétrica - Harmônicos. Itajubá, Minas Gerais, Brasil: Grupo de Estudos da Qualidade da Energia Elétrica - GQEE, Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI.
- BETHENOD, J. (1907). Sur le transformateur et resonance. *L'Eclairae Electricque*. Em S. D. ApudMOBK B.A., *Application of nonlinear dynamics and chaos* (pp. 289-296). *IEEE Trans, on Power Delivery*, v. 9, n. 2, p.
- BOUCHEROT, P. (1920, december). Existence de deux regimes en ferroresonance. In S. D. ApudMORK B.A., *Application of nonlinear dynamics and chaos* (pp. 827-828). *IEEE Trans, on Power Delivery*, v. 9, n. 2, p. 1009-1017, abr. 1994.
- BRANDWAJN, V., DOMMEL, H., & DOMMEL. (1982). I.I. Matrix representation of three-phase n-winding transformers for steady-state and transient studies. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*,, vol. 101, no. 6, pp. 1369-1378,.
- C.F., G. (1978.). *Applied numerical analysis. 2. ed.* Raiding: Addison-Wesley Publishing.
- COLON F.R., T. T. (1973). Fast periodic steady-state analysis for large-signals electronic circuits. *IEEE Journal Solid-State Circuits*, v. SC-8, p. 260-269,.
- D.A, Z. (1990). On the periodic steady-state problem by the Newton method. *IEEE Trans, on Circuits and Systems*,, v. CAS-27, n. 12, p. 1263-1268.
- DE JESUS, N. C. (2003). ANÁLISE DA QUEIMA DE PÁRA-RAIOS DE ÓXIDO DE ZINCO (ZNO) DURANTE FENÔMENOS DE FERRORRESSONÂNCIA EM UM SISTEMA

- DE DISTRIBUIÇÃO. *SNPTEE - SEMINÁRIO NACIONAL DE PRODUÇÃO E TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉTRICA*. Uberlândia.
- DE JESUS, N. N. (2003). INVESTIGAÇÃO E DIAGNÓSTICO DA QUEIMA DE PÁRA-RAIOS EM SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO: UM CASO DE FERRORESSONÂNCIA. V *SBQEE - Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica*. Aracaju: CIGRÉ.
- DE SOUZA, B. A. (28 de Abr. de 1995). METODOS COMPUTACIONAIS DA RESPOSTA DE CIRCUITOS NAO LINEARES. Campina Grande, Paraíba, Brasil.
- de Souza, B. A. (Abril de 1995). Tese de Doutorado. *Métodos Computacionais da Resposta de Circuitos Não - Lineares Com Excitação Periódica: Um Estudo Voltado Para a Análise de Ferroressonância*. Campina Grande, Paraíba, Brasil.
- Edminister, J. A. (1991). *Circuitos Elétricos*. São Paulo: McGraw-Hil, Inc.
- F., V. (1990). Nonlinear differential equations and dynamical systems. *Springer-Verlag*. Berlin.
- FERNANDES JR, D. N. (s.d.). *UM MODELO DE TRANSFORMADOR DE POTENCIAL CAPACITIVO PARA ESTUDOS DE TRANSITÓRIOS ELETROMAGNÉTICOS*. Campina Grande: Departamento de Engenharia Elétrica – UFCG.
- Fitzgerald, A. E. (1975). *Máquinas Elétricas*. São Pauo: McGraw - Hill do Brasil, LTDA.
- FRANÇA, R. P. (20 de Dezembro de 2016). MODELO DE PROXIMIDADE AO LAÇO PRINCIPAL DE HISTERESE EXPANDIDO APLICADO AO ESTUDO DA FERRORESSONÂNCIA EM UM TRANSFORMADOR MONOFÁSICO DE POTÊNCIA. Salvador, Bahia, Brasil: UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA ESCOLA POLITÉCNICA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA.
- GERMAY N., M. S. (1974). Review of ferroresonance phenomena in highvoltage power system and presentation of a voltage transformer model for predetermining them. *CIGRÉ*, pp. paper 33-18.
- GLAZIER J.A, L. A. (Jul. de 1988). Quasi-periodicity and dynamical systems: an experimentalist's view. *IEEE Trans, on Circuits and Systems*, pp. v. 35, n. 7, p. 790-809.
- H. W. DOMMEL, A. Y. (April de 1986). Harmonics from transformer saturation. *IEEE Trans. Power Delivery*, pp. Vol. PWRD-1, pp. 209-215.
- HAYASHI, C. (1964). Non-linear oscillations in physical systems. New York:: McGraw-Hill Book.
- HUGHES, M. A. (1975.). *Capacitor Voltage Transformer System*. United States Patent.

- IZYKOWSKI, J., KASZTENNY, B., ROSOŁOWSKI, E., SAHA, M. M., & HILLSTROM, B. (1998). Dynamic Compensation of Capacitive Voltage Transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 1, p. 116–122.
- JANUÁRIO, M. C.-P. (2007). MODELAGEM DA PRIMEIRA RESSONÂNCIA DE TRANSFORMADORES. *Décimo Segundo Encontro Regional Ibero-americano do CIGRÉ*. Foz do Iguaçu: XII ERIAC.
- KANG, Y.-C., ZHENG, T., KIM, Y.-H., JANG, S.-I., & KIM, Y.-G. (2007). Compensation of the Secondary Voltage of a CCVT Considering Hysteresis Characteristics of the Core in Time Domain. *IPST conference*.
- KIENY, C. (1991.). Application of the bifurcation theory in studding and understanding the global behavior of a ferroresonant electric power circuit. *IEEE Trans, on Power Delivery*, pp. v. 6, n. 2, p. 866-872,.
- KIENY, C. L. (1991). Ferroresonance study using Galerkin method with pseudo-arclength continuation method. *IEEE Trans, on Power Delivery*, pp. v. 6, n. 4, p. 1841-1847.
- KUNDERT K.S., S. G.-V. (fev. de 1988). Applying harmonic balance to almost-periodic circuits. *IEEE Trans, on Microwave Theory and Techniques*, pp. v. MTT-36, n. 2,.
- LEUVEN EMTP CENTER. (1987). Alternative Transients Program Rule Book. *Heverlee, Belgium: Leuven EMTP Center*.
- Lira, G. R. (julho de 2012). Tese de Doutorado. *Monitoramento de Para - Raios de Óxido de Zinco com Base na Medição da Corrente de Fuga Total*. Campina Grande, Paraíba, Brasil.
- LISSANDRO, B. V. (2010). MODELAGEM DE TRANSFORMADORES NO PROGRAMA ATP PARA O ESTUDO DO FENÔMENO DA FERRORESSONÂNCIA. *Dissertação de Mestrado*. Salvador, Bahia, Brasil: UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA.
- LIU, T.-U. S. (1987). Harmonics from Steady-State Solutions. Em T.-U. S. LIU, *Eletro-Magnetic Transientes Program* (pp. páginas 12-29 até 12-35). Portland, Oregon: Branch of System Engineering Bonneville Power Administration.
- M., A. C. (jan. de 1991). Transient simulation and analysis of a five-limb step-up transformer following an out-of-phase synchronization. *IEEE Trans. Power Delivery*, pp. v. 6, n. 1, p. 196-207, .
- MACHADO, E. P. (Março de 2009). Uma Técnica para Compensação Dinâmica de Transformadores de Potencial Capacitivos. Campina Grande, Paraíba, Brasil.

- MAIRS D.D., S. D. (mar. de 1989). Overvoltages on five-legged core transformers in rural electric systems. *IEEE Trans, on Industrial Applications*, pp. v. 25, n. 2, p. 366-370,.
- MARROQUES, L. S. (Fevereiro de 2015). Modelagem e Posicionamento de Para - Raios em Redes Subterrâneas de Parques Eólicos Conectadas a Redes Aéreas Utilizando o ATP. *Dissertação de Mestrado*. Uberlândia, Minas Gerais, Brasil.
- MARTI J.R., S. A. (1991). Ferroresonance in power systems: fundamental solutions. *IEEProc.-C*, vol. 138, pp. no. 4, pp. 321-329.
- MORAIS, T. M. (2006). Uma Nova Modelagem de Transformadores Trifásicos para Análise Harmônica em Sistemas de Distribuição. *XVII SEMINÁRIO NACIONAL DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA - SENDI* (p. página 7). Belo Horizonte: ENERSUL - Energias do Brasil e Universidade Estadual Paulista - UNESP.
- MORK B.A., S. D. (abr. de 1994.). Application of nonlinear dynamics and chaos to ferroresonance in distribution systems. *IEEE Trans, on Power Delivery*, pp. v. 9, n. 2, p. 1009-1017.
- MORK, B. A., GONZALEZ, F., ISHCENKO, D., STUEHM, D. L., & MITRA, J. (2007). Hybrid transformer model for transient simulation - Part I: development and parameters,. *IEEE Transactions on Power Delivery*,, vol. 22, no. 1.
- MORK, B. A., GONZALEZ, F., ISHCENKO, D., STUEHM, D. L., & MITRA, J. (2007). Hybrid transformer model for transient simulation - Part II: laboratory measurements and benchmarking. *IEEE Transactions on Power Delivery*,, vol. 22, no. 1,.
- NAIDU, S. (1991). Time domain model for the ferromagnetic core, including the effects of hysteresis and eddy-currents. *IEE Proc.-A*,, pp. v. 138, n. 1, p. 44-50,.
- NAIDU, S. S. (1992). Resposta de regime permanente do núcleo ferromagnético com excitação senoidal. *IX Congresso Brasileiro de Automatica*. Vitória.
- NAIDU, S. S. (1993). Steady-state sinusoidal response of circuits with a non-linear inductive element. *IEE Proc.-A*,, pp. v. 140, n. 4, p. 287-293.
- NAIDU, S. S. (1995). A Newton-Raphson scheme for the analysis of ferroresonant circuits.
- NAKHLA M.S., B. J. (1977). Determining the periodic response of nonlinear systems by a gradient method. Em *Circuit Theory and Applications* (pp. v. 5, p. 225-273).
- ODESSEY PH., W. (1950). Critical conditions in ferroresonance. *Trans. AIEEE*, v. 57.
- PARKER T.S., C. L. (1989). Practical numerical algorithms for chaotic systems. *Springer-Verlag*. New York.
- Pereira, M. P. (s.d.). *Ressonância e Ferroressonância em Sistemas*. Rio de Janeiro: Furnas Centrais Elétricas.

- R.H., H. (february de 1968). Ferroresonant overvoltage control based on TNA tests on three-phase. *IEEE Trans, on Power Apparatus and Systems*, pp. v. PAS-87, p. 352-361.
- R.H., H. (abr. de 1965). Ferroresonant during single-phase switching of 3-phase distribution. *Trans, on Power Apparatus and Systems*, pp. 289-293.
- R.H., H. (october de 1967). Ferroresonant during single-phase switching of 3-phase distribution. *IEEE Trans, on Power Apparatus and Systems*, pp. v. PAS-86, n. 10, p. 1258-1261.
- Reis, A. d. (s.d.). Uma Análise dos Fatores de Influência na Geração de Distorções Harmônicas em Unidades Eólicas.
- RIBAS, J. C. (27 de Agosto de 2012). MODELAGEM DO FENÔMENO DA FERRORESSONÂNCIA CONSIDERANDO HISTERESE: ANÁLISE EM SUBESTAÇÃO DE ENERGIA. *Dissertação de Mestrado*. CURITIBA, Paraná, Brasil: Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica – PPGE, Departamento de Engenharia Elétrica – Setor de Tecnologia, da Universidade Federal do Paraná – UFPR.
- RIFALDI, A. &. (2001). Edición del Manual del ATP en formato PDF. Buenos Aires: CAUE - COMITE ARGENTINO DE USUARIOS DE EMTP -ATP.
- SECCO, G. P. (2015). Procedimento para estudo de coordenação das proteções elétricas em Centrais de Geração Eólica. São Paulo, São Paulo, Brasil.
- SEMLYEN A., A. A. (1987.). Harmonic Norton equivalent for the magnetising branch of a transformer. *LEE Proc.-C*, pp. v. 134, n. 2, p. 162-169,.
- SEMLYEN A., A. A. (1989). Harmonic domain modeling of laminated iron core. *IEEE Trans, on Power Delivery*, pp. v. 4, n. 1, p. 382-390,.
- SMITH D.R., S. S. (set./out. de 1975.). Overvoltages with remotely-switched cable-fed. *IEEE Trans, on Power Apparatus and Systems*, pp. v. PAS-94, n. 5, p. 1843-1853.
- STUEHM D. L., M. B. (Jul. de 1989). Five-legged core transformer equivalent circuit. *IEEE Trans, on Power Delivery*, pp. v. 4, n. 3, p. 1786-1793.
- ZADEH, H. K. (2004). Correction of Capacitive Voltage Transformer Distorted Secondary Voltages Using Artificial Neural Networks. *7th Seminar on Neural Network Applications in Eletrical Engineering*.
- ZADEH, H. K., & LI, Z. A. (2007). Compensation Scheme for CVT Transient Effects Using Artificial Neural Network. Chicago, USA.