

COMPARAÇÃO DE DIFERENTES MATERIAIS CONDUTORES NA RESPOSTA
EM FREQUÊNCIA DE TRANSFORMADORES DE MÉDIO PORTE

Débora Microni Soares

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Antônio Carlos Ferreira

Antônio Carlos Siqueira de Lima

Rio de Janeiro

Agosto de 2023

COMPARAÇÃO DE DIFERENTES MATERIAIS CONDUTORES NA RESPOSTA
EM FREQUÊNCIA DE TRANSFORMADORES DE MÉDIO PORTE

Débora Microni Soares

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO
COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO
GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Antônio Carlos Siqueira de Lima, D.Sc.

Prof. Rubens de Andrade Junior, D.Sc.

Prof^ª. Bárbara Maria Oliveira Santos, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

AGOSTO DE 2023

Soares, Débora Microni

Comparação de diferentes materiais condutores na resposta em frequência de transformadores de médio porte/ Débora Microni Soares – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2023.

XX, 152 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Antônio Carlos Ferreira

Antônio Carlos Siqueira de Lima

Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2023.

Referências Bibliográficas: p. 99-108.

1. Transformador de Força. 2. Síntese Racional. 3. Resposta no Domínio da Frequência. I. Ferreira, Antônio Carlos *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*“[...] Não é fácil, mas não tem segredo
Basta enfrentar o nosso medo
Coragem, coragem
O gás que ajuda a gente a levantar
Coragem, coragem
Que os sonhos criam asas pra voar.”
(Chaps Melo)*

Agradecimentos

A Deus pela generosidade e acolhimento de pai quando mais necessito de colo e pela inspiração e força que me leva a superar os desafios da vida.

Ao meu marido Jader Filipe Braga de Sousa, que soube pacientemente lidar com minha ausência e pelas palavras amigas de incentivo.

À minha filha Letícia que é minha inspiração e alegria.

Aos meus pais pela árdua tarefa de educar e proporcionar a sólida base de minha formação acadêmica.

Aos meus orientadores Antônio Carlos Ferreira e Antônio Carlos Siqueira de Lima por direcionar os estudos e compartilhar a vasta experiência do setor elétrico.

Aos professores Carmen Lúcia Tancredo Borges, Richard Magdalena Stephan, Marcelo Martins Stopa, Márcio Matias Afonso e Luciano Silva Barbosa pelo privilégio de participar de aulas e desenvolvimento de projetos em conjunto.

Aos professores Rubens de Andrade Junior e Bárbara Maria Oliveira Santos por dedicarem o seu tempo e disponibilidade para integrar a banca examinadora contribuindo de forma significativa para a melhoria deste trabalho.

Aos amigos André Felipe Alves Ferreira, Anselmo Ribeiro, Beatriz Silva Abdalla, Bruno Sodré, Carlos Eduardo Vizeu Pontes, Eduardo Ribeiro de Moraes, Jessica Almeida de Souza, Marco Antônio de Araujo e Reynaldo Galera pelo apoio e compartilhamento de conhecimentos e informações fundamentais para o desenvolvimento do trabalho.

Ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) e à COPPE/UFRJ por me conceder a oportunidade de cursar o mestrado e a todos professores do Programa de Engenharia Elétrica.

E agradeço a oportunidade de fazer parte do corpo técnico da Light S.E.S.A. que é uma empresa cuja trajetória se entrelaça com a história de desenvolvimento da cidade do Rio de Janeiro e arredores.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

COMPARAÇÃO DE DIFERENTES MATERIAIS CONDUTORES NA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE TRANSFORMADORES DE MÉDIO PORTE

Débora Microni Soares

Agosto/2023

Orientadores: Antônio Carlos Ferreira

Antônio Carlos Siqueira de Lima

Programa: Engenharia Elétrica

O transformador de força é um equipamento fundamental para o funcionamento do sistema elétrico e o seu desempenho impacta a confiabilidade da rede. Para manter a continuidade do fornecimento de energia as empresas do setor realizam manutenções preditivas e o ensaio de varredura em frequência, que serve de subsídio para obtenção de diagnósticos de estresses mecânicos. Tendo em vista a relevância do transformador e o seu alto custo de aquisição, é buscado no mercado novos modelos que conciliam os requisitos técnicos e econômicos. Neste sentido, os fabricantes oferecem transformadores com enrolamentos produzidos de alumínio em alternativa ao tradicional e difundido enrolamento de cobre. De fato, ambos são dimensionados para manter comportamento similar em regime normal de operação, mas neste trabalho pretende-se avaliar de forma comparativa o comportamento desses transformadores no espectro de frequência. Para isso propõe-se o mapeamento de polos a partir de curvas racionais sintetizadas originadas de medições de campo, cuja aderência foi avaliada por meio de indicadores numéricos. Com isso foi possível identificar que o material empregado no enrolamento afeta o comportamento do transformador, em especial, nas médias e altas frequências, bem como, avaliar qualitativamente essas diferenças.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

COMPARISON OF DIFFERENT CONDUCTIVE MATERIALS IN THE
FREQUENCY RESPONSE OF DISTRIBUTION TRANSFORMERS

Débora Microni Soares

August/2023

Advisor: Antônio Carlos Ferreira

Antônio Carlos Siqueira de Lima

Department: Electrical Engineering

The distribution transformer is a fundamental equipment for the electrical system operation and its performance impacts the reliability of the network. In order to maintain the continuity of the energy supply system, Electricity distribution companies perform predictive maintenance and the Sweep Frequency measuring, which serves as a subsidy for obtaining diagnoses of mechanical stress. Bearing in mind the relevance of the transformer and its high acquisition cost, new models are sought in the market that reconcile technical and economic requirements. In this sense, manufacturers offer transformers with windings made of aluminum as an alternative to the traditional and widespread copper winding. In fact, both are sized to maintain similar behavior in normal operation, but this work intends to comparatively evaluate the behavior of these transformers in the frequency spectrum. For this, it is proposed the mapping poles from vector fitting curves originating from real measurements, whose adherence was evaluated by means of numerical indicators. With this, it was possible to identify that the material used in the winding affects the behavior of the transformer, in particular, at medium and high frequencies, as well as to qualitatively evaluate these differences.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Abreviaturas	xx
Capítulo 1. Introdução.....	1
1.1 Relevância do tema	1
1.2 Motivação	2
1.3 Objetivo.....	4
1.4 Metodologia	5
1.5 Publicações	6
1.6 Organização do documento.....	6
Capítulo 2. Aspectos gerais de transformadores	7
2.1 Abordagem inicial.....	7
2.1 Fatores impactantes no desempenho do transformador	8
2.2 Perspectiva do material adotado no enrolamento	12
2.3 Ensaio de curto-circuito aplicado em transformadores trifásicos	17
2.4 Resposta em frequência dos transformadores de potência.....	19
2.2 Discussão do capítulo	23
Capítulo 3. Modelos de transformadores	24
3.1 Abordagem inicial.....	24
3.2 Modelo para baixa frequência.....	27
3.3 Modelo híbrido para baixas e médias frequências	31
3.3.1 Obtenção da matriz [A] para o modelo de transformador em estudo ...	33
3.3.2 Representação das resistências em função da frequência	36
3.3.3 Configuração do núcleo ferromagnético.....	37

3.3.4	Representação das capacitâncias	38
3.4	Modelo para alta frequência.....	40
3.5	Modelo a partir de medição terminais de admitância	41
3.6	Modelo de ajuste vetorial.....	42
3.7	Modelo de transformadores inteligentes	45
3.8	Diagnóstico de modelo caixa preta baseado em condição.....	45
3.9	Discussão do capítulo	46
Capítulo 4.	Metodologia e Resultados	47
4.1	Desenvolvimento do estudo.....	47
4.2	Indicadores numéricos	53
4.2.1	Coeficiente de correlação (r).....	53
4.2.2	Soma absoluta do erro logarítmico (SAEL)	53
4.2.3	Soma do erro quadrático (SEQ).....	54
4.2.4	Distância euclidiana (<i>Euclidean Distance</i> - ED)	54
4.2.5	Distância complexa (<i>Complex Distance</i> - CD).....	55
4.2.6	Erro médio quadrático (<i>Root Mean Square Error</i> - RMSE)	55
4.3	Transformadores com enrolamento de alumínio	56
4.3.1	Comparação de dados de placa e ensaios	56
4.3.2	Comparação entre ajuste vetorial e medição SFRA de H(s)	60
4.4	Transformadores com enrolamento de cobre.....	67
4.4.1	Comparação de dados de placa e ensaios	67
4.4.2	Comparação entre ajuste vetorial e medição SFRA de H(s)	68
4.5	Análise entre transformadores com enrolamentos de alumínio e cobre	74
4.5.1	Comparação no âmbito da frequência.....	74
4.5.2	Comparação da resposta temporal	90

4.6	Matriz de admitância proveniente de medição SFRA	94
4.7	Discussão do capítulo	95
Capítulo 5. Conclusão		97
5.1	Considerações finais	97
5.2	Proposta de trabalhos futuros.....	98
Referências Bibliográficas.....		99
Apêndice A Curvas medidas de $Z(s)$		109
A.1	Comparação de medições SFRA: Alumínio.....	109
A.2	Comparação de medições SFRA: Cobre.....	119
Apêndice B Ajuste vetorial de $Z(s)$		132
B.1	Comparação entre ajuste vetorial e medição SFRA de $Z(s)$: Alumínio.....	132
B.2	Comparação entre ajuste vetorial e medição SFRA de $Z(s)$: Cobre	140

Lista de Figuras

1.1: Macrofluxo das etapas do estudo.	5
2.1: Tipos de deformações radiais: (a) instabilidade livre e (b) instabilidade forçada. Modificado de [29].	14
2.2: Exemplo de deformação axial em enrolamento do tipo disco.....	15
2.3: Diagrama de ligação do ensaio de curto-circuito.	18
3.1: Circuito fase-terra equivalente do modelo do transformador para baixa frequência.	27
3.2: Parâmetros obtidos a partir do ensaio de curto-circuito.	28
3.3: Parâmetros obtidos a partir do ensaio de circuito aberto.....	29
3.4: Circuito equivalente do modelo híbrido do transformador com capacitâncias. Adaptado de [53].	31
3.5: Diagrama simplificado de um transformador de dois enrolamentos com núcleo envolvido. Adaptado de [67].	32
3.6: Representação do transformador trifásico por duas bobinas acopladas. Adaptado de [67].	33
3.7: Representação da resistência em função da frequência no modelo híbrido do transformador. Adaptado de [68].....	37
3.8: Representação do núcleo ferromagnético do tipo núcleo envolvido de três colunas. Adaptado de [68] e [70]......	38
3.9: Configurações básicas do teste de isolamento.....	39
3.10: Modelo de transformador adotado para alta frequência [75].	41
3.11: Modelo de admitância do transformador. [78].	42
4.1: Diagrama de referência para montagem do ensaio SFRA.....	47
4.2: Fluxograma da metodologia aplicada no estudo.	49
4.3: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. A. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$	61

4.4: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. A. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	61
4.5: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. B. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	62
4.6: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. B. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	62
4.7: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR.C. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	63
4.8: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR.C. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	63
4.9: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. D. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	69
4.10: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. D. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	69
4.11: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	70
4.12: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. E. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	70
4.13: VF das curvas H_1H_2 com a BT em curto do TR. C e D. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	74
4.14: VF das curvas H_1H_2 com a BT aberta do TR. C e D. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	75
4.15: VF das curvas H_1H_2 com a BT em curto do TR. A e E - (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	76
4.16: VF das curvas H_1H_2 com a BT aberta do TR. A e E - (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.	76
4.17: Comparação dos polos das curvas de $H(s)$ de TR.A e TR.B. (a) BT em curto-circuito (b) BT aberta.	80

4.18: Comparação dos polos das curvas de $Z(s)$ de TR.A e TRB. (a) BT em curto-circuito (b) BT aberta.....	80
4.19: Disposição dos polos do TR. A da síntese de $H(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.....	83
4.20: Disposição dos polos do TR. A da síntese de $Z(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.....	83
4.21: Disposição dos polos do TR. C da síntese de $H(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.....	84
4.22: Disposição dos polos do TR. C da síntese de $Z(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.....	84
4.23: Disposição dos polos do TR. D da síntese de $H(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.....	85
4.24: Disposição dos polos do TR. D da síntese de $Z(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.....	85
4.25: Disposição dos polos do TR. E da síntese de $H(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.....	86
4.26: Disposição dos polos do TR. E da síntese de $Z(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.	86
4.27: Desvio padrão dos resíduos obtidos pelo VF da síntese de $H(s)$ do TR. C e TR. D.	88
4.28: Desvio padrão dos resíduos obtidos pelo VF da síntese de $H(s)$ do TR. A e TR. E.	89
4.29: Representatividade dos resíduos em relação à ordem harmônica.	90
4.30: Resposta temporal a um impulso de tensão com base na medição H_1H_2 com BT em curto-circuito: (a) TR. C e (b) TR. D.....	90
4.31: Resposta temporal a um impulso de tensão com base na medição H_1H_2 com BT em curto-circuito: (a) TR. A e (b) TR. E.....	91
4.32: Resposta do TR. C ao IAP com valor reduzido: (a) tensão e (b) corrente.	92

4.33: Resposta do TR. C ao IAC com valor reduzido: (a) tensão e (b) corrente.....	93
4.34: Resposta do TR. D ao IAP com valor reduzido (tensão e corrente).....	93
4.35: Resposta do TR. D ao IAC com valor reduzido (tensão e corrente).	93
4.36: Curvas do MF do TR. E. (a) módulo e (b) ângulo.	94
4.37: Mapeamento dos polos do TR. E gerado a partir do MF.	95
A.1: Enrolamento A1 - curva H1H2 com a BT em curto-circuito do TR. A e B. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$	109
A.2: Enrolamento A1 - curva H1H2 com a BT em aberta do TR. A e B. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$	111
A.3: Enrolamento de A1 - Ângulo de Z fra medição H1H2. (a) BT em curto-circuito e (b) BT aberta.	112
A.4: Enrolamento A1 - curva H1H2 com a BT em curto-circuito do TR. A e C. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$	112
A.5: Enrolamento A1 - curva H1H2 com a BT em aberta do TR. A e C. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$	113
A.6: Enrolamento A1 - SEQ H1H2 com BT em curto-circuito (a) entre TR. A e TR. B (b) entre TR. A e TR. C.....	116
A.7: Enrolamento A1 - SEQ H1H2 com BT aberta (a) entre TR. A e TR. B e (b) entre TR. A e TR. C.....	117
A.8: Enrolamento Cu - curva H1H2 com a BT em curto-circuito do TR. D e E. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$	119
A.9: Enrolamento Cu - curva H1H2 com a BT aberta do TR. D e E. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$	120
A.10: Enrolamento de Cu - Ângulo de Z fra medição H1H2. (a) BT em curto-circuito e (b) BT aberta.....	121
A.11: Enrolamento Cu - H1H2 e H2H3 com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$	121

A.12: Enrolamento Cu - H ₁ H ₂ e H ₂ H ₃ com BT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).....	122
A.13: Enrolamento Cu - H ₁ H ₂ e H ₃ H ₁ com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).	123
A.14: Enrolamento Cu - H ₁ H ₂ e H ₃ H ₁ com BT em aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).....	123
A.15: Enrolamento Cu - X ₁ X ₀ e X ₂ X ₀ com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).....	124
A.16: Enrolamento Cu - X ₁ X ₀ e X ₃ X ₀ com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).....	124
A.17: Enrolamento Cu - X ₂ X ₀ e X ₃ X ₀ com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).....	125
B.1: VF da curva H ₁ H ₂ com a BT em curto-circuito do TR. A - (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).....	134
B.2: VF da curva H ₁ H ₂ com a BT aberta do TR. A - (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).	135
B.3: Detalhe do VF do TR. A - Medida de Z(s) entre H ₁ H ₂ com BT aberta.....	135
B.4: VF da curva H ₁ H ₂ com a BT em curto-circuito do TR. B. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).....	136
B.5: VF da curva H ₁ H ₂ com a BT em aberta do TR. B. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).	137
B.6: VF da curva H ₁ H ₂ com a BT em curto-circuito do TR. C. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).....	137
B.7: VF da curva H ₁ H ₂ com a BT aberta do TR. C. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).	138
B.8: Detalhe do VF do TR. D - Medida de Z(s) entre H ₁ H ₂ com BT aberta.....	141
B.9: Enrolamento de Cu - H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito do TR. D. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z (s).....	142

B.10: Enrolamento de Cu - H ₁ H ₂ com BT aberta do TR. D. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z (s).....	143
B.11: Enrolamento de Cu - H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z (s).....	143
B.12: Enrolamento de Cu - H ₁ H ₂ com BT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z (s).....	144
B.13: Enrolamento Cu - H ₂ H ₃ com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).....	145
B.14: Enrolamento Cu - H ₂ H ₃ com BT aberta do TR. E (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).	145
B.15: Enrolamento Cu - H ₃ H ₁ com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).....	146
B.16: Enrolamento Cu - H ₃ H ₁ com BT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).	146
B.17: Enrolamento Cu - X ₁ X ₀ com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).	147
B.18: Enrolamento Cu - X ₂ X ₀ com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).	148
B.19: Enrolamento Cu - X ₃ X ₀ com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).	148

Lista de Tabelas

2.1: Comparação das propriedades específica dos materiais: alumínio e cobre.....	13
2.2: Comparação física dos tipos de enrolamento: alumínio e cobre.....	15
2.3: Comparação elétrica dos tipos de enrolamento: alumínio e cobre.....	16
2.4: Comparação financeira dos materiais: alumínio e cobre.....	16
2.5: Testes de varredura em frequência em transformadores.....	22
3.1: Fenômenos transitórios associados à determinadas faixas de frequência.....	25
4.1: Configurações adotadas no ensaio SFRA	48
4.2: Relação de transformadores avaliados no estudo.....	48
4.3: Métrica de avaliação a partir dos indicadores.....	49
4.4: Premissas adotadas no ajuste vetorial.....	50
4.5: Transformadores com enrolamento de Alumínio - comparação em 60 Hz.....	57
4.6: Enrolamento Al - Ajuste vetorial de $H(s)$	60
4.7: Enrolamento Al - Correlação da amplitude - ajuste VF e medida de $H(s)$	64
4.8: Enrolamento Al - Correlação da fase - ajuste VF e medida de $H(s)$	64
4.9: Enrolamento Al - SAEL da amplitude - ajuste VF e medida de $H(s)$	65
4.10: Enrolamento Al - SAEL da fase - ajuste VF e medida de $H(s)$	65
4.11: Enrolamento Al - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de $H(s)$ do TR.A.....	66
4.12: Enrolamento Al - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de $H(s)$ do TR.B.....	66
4.13: Enrolamento Al - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de $H(s)$ do TR.C.....	66
4.14: Enrolamento Al - Demais indicadores numéricos - ajuste VF e medida de $H(s)$	67
4.15: Transformadores com enrolamento de Cobre - comparação em 60 Hz.....	68
4.16: Enrolamento Cu - Ajuste vetorial de $H(s)$	68
4.17: Enrolamento Cu - Correlação da amplitude - ajuste VF e medida de $H(s)$	71
4.18: Enrolamento Cu - Correlação da fase - ajuste VF e medida de $H(s)$	71

4.19: Enrolamento Cu - SAEL - ajuste VF e medida de H(s).	72
4.20: Enrolamento Cu - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de H(s) do TR.D.....	72
4.21: Enrolamento Cu - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de H(s) do TR.E.	73
4.22: Enrolamento Cu - Demais indicadores numéricos - ajuste VF e medida de H(s). 73	
4.23: Enrolamentos Al e Cu - SAEL de H(s) - 2MVA.....	75
4.24: Enrolamentos Al e Cu - SAEL de Z(s) - 2MVA.....	75
4.25: Enrolamento Al e Cu - SAEL de H(s) - 3MVA.	77
4.26: Enrolamento Al e Cu - SAEL de Z(s) - 3MVA.....	77
4.27: Análise dos resultados dos indicadores - ajuste VF e medição de H(s).	78
4.28: Análise comparativa entre transformadores com enrolamento de Al e Cu.....	79
A.1: Enrolamento Al - Correlação - ajuste VF e medida de Z(s).....	114
A.2: Enrolamento Al - SAEL - Correlação da amplitude - ajuste VF e medida de Z(s).	115
A.3: Enrolamento Al - SAEL corrigido - ajuste VF e medida de H(s).	116
A.4: Enrolamento Al - SEQ - ajuste VF e medida de Z(s) (TR. A e TR. B).....	117
A.5: Enrolamento Al - SEQ - ajuste VF e medida de Z(s) (TR. A e TR. C).....	118
A.6: Enrolamento Cu - Correlação entre TR. D e E - medida de Z(s).	125
A.7: Enrolamento Cu - Correlação entre H ₁ H ₂ e H ₂ H ₃ do TR. E - medida de Z(s).	126
A.8: Enrolamento Cu - Correlação entre H ₁ H ₂ e H ₃ H ₁ do TR. E - medida de Z(s).	126
A.9: Enrolamento Cu - Correlação entre H ₂ H ₃ e H ₃ H ₁ do TR. E - medida de Z(s).	127
A.10: Enrolamento Cu - Correlação entre X ₁ X ₀ , X ₂ X ₀ , X ₃ X ₀ - medida de Z(s).	127
A.11: Enrolamento Cu - SAEL de TR. D e E. - medida de Z(s).....	128
A.12: Enrolamento Cu - SAEL de H ₁ H ₂ e H ₂ H ₃ do TR. E - medida de Z(s).....	128
A.13: Enrolamento Cu - SAEL de H ₁ H ₂ e H ₃ H ₁ do TR. E - medida de Z(s).....	129
A.14: Enrolamento Cu - SAEL de H ₂ H ₃ e H ₃ H ₁ do TR. E - medida de Z(s).....	129
A.15: Enrolamento Cu - SAEL de X ₁ X ₀ , X ₂ X ₀ , X ₃ X ₀ do TR. E - medida de Z(s).	129

B.1: Enrolamento Al - desvio% de N ordens de aproximação do VF do TR. A - Z(s) entre H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito.	132
B.2: Enrolamento Al - desvio% de N ordens de aproximação do VF do TR. A - Z(s) entre H ₁ H ₂ com BT aberta.	133
B.3: Enrolamento Al - Ajuste vetorial de Z(s).	133
B.4: Enrolamento Al - Correlação da amplitude - medida e VF de Z(s).	138
B.5: Enrolamento Al - Correlação da fase - medida e VF de Z(s).	139
B.6: Enrolamento Al - SAEL da amplitude - medidas de Z(s).	139
B.7: Enrolamento Al - SAEL da fase - medidas de Z(s).	140
B.8: Enrolamento Cu - Ajuste vetorial de Z(s).	142
B.9: Enrolamento Cu - Ajuste vetorial do TR. E.	144
B.10: Enrolamento Cu - Ajuste vetorial do TR. E.	146
B.11: Enrolamento Cu - Correlação da amplitude - medida e VF de Z(s).	149
B.12: Enrolamento Cu - Correlação da fase - medida e VF de Z(s).	149
B.13: Enrolamento Cu - Correlação da amplitude do TR. E - medida e VF de Z(s). ..	149
B.14: Enrolamento Cu - Correlação da fase do TR. E - medida e VF de Z(s).	150
B.15: Enrolamento Cu - Correlação da fase do TR. E - medida e VF de Z(s).	150
B.16: Enrolamento Cu - SAEL de Z(s) entre TR.D e TR. E.	151
B.17: Enrolamento Cu - SAEL de Z(s) do TR. E - medida e VF.	151
B.18: Enrolamento Cu - SAEL de Z(s) do TR. E - medida e VF.	152

Lista de Abreviaturas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ATP	<i>Alternative Transient Program</i>
CBM	<i>Condition-based Maintenance</i>
CIGRE	Conselho Internacional de Grandes Sistemas Elétricos
CD	<i>Complex Distance</i>
ED	<i>Euclidean Distance</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FRA	<i>Frequency Response Analysis</i>
IFRA	<i>Impulse Frequency Response Analysis</i>
LVI	<i>Low Voltage Impulse</i>
MF	<i>Matrix Fitting</i>
MMGD	Micro e Mini Geração Distribuída
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i>
SFRA	<i>Sweep Frequency Response Analysis</i>
SST	<i>Solid-State Transformers</i>
VF	<i>Vector Fitting</i>

Capítulo 1.

Introdução

1.1 Relevância do tema

No universo das distribuidoras de energia elétrica tem-se a preocupação constante em manter os seus ativos em condições operativas adequadas para evitar interrupções prolongadas que afetam a qualidade do fornecimento e podem acarretar prejuízos financeiros aos consumidores e/ou concessionárias. As penalidades pelas interrupções de energia são dadas pelo agente regulador do sistema elétrico que monitora a qualidade do fornecimento de energia por meio de indicadores contidos em procedimentos do setor [1]–[3].

Um dos principais ativos que compõem o sistema de distribuição consiste no transformador, que está exposto à influência de fatores exógenos, como intempéries climáticas e vandalismo que podem ocasionar avarias e possíveis falhas.

Espera-se dos transformadores robustez, que foi posta em prova com o advento de novos dispositivos eletrônicos e de chaveamento que, conseqüentemente, estão conectados em circuitos de distribuição atendidos por esses equipamentos.

Além disso, considerando a inserção de mini e micro geração distribuída (MMGD), em especial as fotovoltaicas, que se conectaram nestes últimos anos em larga escala, torna-se relevante a avaliação do efeito desta penetração no comportamento do transformador, com o foco na operação dos conversores de energia [4].

Agregado à crescente preocupação no atendimento eficaz, buscando melhores índices de qualidade, tem-se a necessidade de garantir a eficiência na especificação técnica de transformadores, a fim de alcançar o ponto ótimo entre custo e benefício.

Entende-se que o dimensionamento do transformador é feito para uma determinada faixa de operação nominal do sistema, conforme normas e procedimentos

vigentes [5]–[8], que exigem dos clientes uma especificação mais apurada, ressaltando que qualquer incremento de confiabilidade repercute em maiores custos. Porém, investigações em outras faixas de frequência se mostram relevantes para quantificar o impacto de determinados fenômenos no desempenho do transformador a fim de estabelecer, caso aplicável, alterações de projeto.

Neste sentido, empresas do setor aderiram à aquisição de transformadores de pequeno e médio porte com enrolamentos de alumínio na busca de manter a qualidade de operação, porém com um custo menor associado.

Normalmente, alumínio e cobre são utilizados nos enrolamentos de transformadores e, embora haja uma verificação quanto ao comportamento em baixa frequência, pouco tem sido investigado quanto ao comportamento do enrolamento em uma faixa de frequência mais ampla.

No âmbito da avaliação do espectro em frequência, observa-se que os testes de banda larga são fundamentais para investigar possíveis problemas internos ao transformador, além de servir de subsídio para fins comparativos, alcançando diagnósticos de estresses mecânicos aos quais o equipamento foi submetido [9]. Entende-se que este ensaio é rico de informações e a partir de seu resultado é possível extrair dados que remetem ao comportamento do equipamento frente ao espectro em frequência.

1.2 Motivação

Para a investigação dos efeitos que componentes harmônicas de ordem elevadas causam no transformador é necessária uma modelagem completa do equipamento e conhecimento de seu projeto construtivo. Porém, os fabricantes consideram estes dados como estratégicos e, portanto, de divulgação restrita, pois esses transformadores correspondem a grandes investimentos dos quais não se pode fornecer detalhes estruturais que impactam na concorrência do mercado.

Diversos grupos de trabalho criados e estabelecidos pelo Conselho Internacional de Grandes Sistemas Elétricos (CIGRE) avaliam questões associadas a esse tema [9]–[12], dentre eles destaca-se em [11] o desenvolvimento de pesquisa que envolvem

transformadores e reatores de alta e extra alta tensão para atualizar a taxa de falha e verificar os componentes dos equipamentos que são mais susceptíveis a falhas ou defeitos, efeito da idade, dentre outros aspectos. E, em [10] foram investigados os efeitos no transformador das sobretensões transitórias ocasionadas no sistema, com o intuito de desenvolver uma metodologia de estudo que permita estabelecer novos critérios que contemplem esta interação de modo a oferecer recomendações para a melhoria da confiabilidade, análise de ocorrências, bem como fornecer subsídios para a revisão das normas técnicas, das especificações de transformadores e dos critérios de planejamento e operação dos sistemas elétricos. Verificou-se que o modelo de parâmetros concentrados possui limitação de uso para determinadas faixas de frequências. No transformador real é visto que alguns parâmetros são dependentes da frequência.

Inicialmente foi proposto nessa dissertação a avaliação do comportamento dos transformadores de médio porte com base na modelagem do equipamento e sua rede de conexão a fim de verificar o efeito dos fenômenos transitórios típicos em sistemas de distribuição com ocorrências frequentes. A princípio os fenômenos de interesse foram limitados a faixa de 60 Hz a 20 kHz. Tentou-se seguir com a modelagem do transformador adotando um modelo encontrado na literatura que dispõe de resultados mais aproximados do comportamento real do equipamento para baixas e médias frequências.

Como não foi alcançado êxito nessa análise, tendo em vista a dificuldade na obtenção dos dados reais do equipamento, tentou-se explorar a modelagem parcial do transformador com o detalhamento apenas dos enrolamentos a fim de avaliar a relação do material envolvido na operação do transformador. Essa linha de pesquisa também não alcançou os resultados esperados, mediante a dificuldade na obtenção e representação das impedâncias mútuas, que não podem ser desprezadas para este tipo de estudo.

Diante a problemática de não possuir dados suficientes para a adequada modelagem dos transformadores encontrou-se a oportunidade de exploração das curvas de impedância obtidas a partir de dados de ensaio de varredura em frequência.

Considerando o fato desse insumo ser amplamente utilizado para apoio em diagnósticos de avarias mecânicas nos transformadores, foi proposto nesse estudo aplicá-lo também para comparação entre transformadores com enrolamentos de alumínio e cobre

de tal forma a apurar as possíveis diferenças no comportamento do transformador mediante excitações na faixa de frequência compreendida entre 20 Hz e 2 MHz.

Aliado às curvas de impedância coletadas nos terminais do transformador, tem-se estudos [13]–[16] que focam no desenvolvimento de ferramentas matemáticas para estabelecimento de sínteses racionais, das quais se pode extrair dados a respeito da função de transferência, ferramentas de controle e análise por espaço de estados.

Entende-se que a avaliação comparativa das curvas de ensaio de varredura em frequência por meio de um modelo matemático foge a representação real do equipamento. Porém, atende a finalidade na qual se dedica essa pesquisa.

1.3 Objetivo

O objetivo dessa dissertação é avaliar de forma comparativa e qualitativa o comportamento dos transformadores trifásicos de médio porte com enrolamentos de alumínio e cobre no espectro da frequência e verificar se há diferenças impactantes no comportamento desses equipamentos frente às frequências distintas da rede de operação.

A investigação desse aspecto se dá a partir dos resultados de ensaio de varredura em frequência de cinco transformadores trifásicos de distribuição com potências de 2 e 3 MVA sendo proposto neste trabalho, apresentar uma comparação das curvas reais medidas a partir dos terminais do transformador com as curvas obtidas por meio de sínteses matemáticas por aproximação racional.

De posse das curvas racionais é pretendido avaliar o mapeamento dos polos e a possível diferença quanto ao impacto mediante a harmônicos de alta frequência em transformadores com enrolamento de alumínio e cobre.

1.4 Metodologia

A metodologia desenvolvida nessa dissertação consiste inicialmente em realizar comparações entre parâmetros e dados de ensaios de transformadores com enrolamentos fabricados com mesmo material no intuito de validar a análise.

A partir de um modelo matemático, cercado de premissas adotadas para não se distanciar das características físicas e reais do transformador, buscou-se a avaliação comparativa dos resultados a fim de obter uma análise qualitativa do desempenho dos transformadores fabricados com enrolamento de alumínio e cobre ao longo de uma ampla faixa de frequência. A aderência dessas sínteses é avaliada por meio de indicadores numéricos.

A avaliação do mapeamento de polos é feita a partir de curvas racionais sintetizadas, que pode não refletir exatamente a curva medida em campo, mas serve para fins comparativos entre comportamentos de transformadores produzidos com enrolamentos de materiais distintos.

A abordagem no domínio do tempo também foi desenvolvida para validação das análises comparativas a partir das curvas ajustadas por equações racionais e para uma possível verificação de parâmetros da resposta dos transformadores avaliados frente a uma perturbação de impulso.

Por fim, estabeleceu-se a modelagem completa de um dos transformadores avaliados no estudo por meio da matriz de admitância para fins de comparação dos resultados.

Na Figura 1.1 estão representadas de forma resumida as etapas deste estudo proposto.



Figura 1.1: Macrofluxo das etapas do estudo.

1.5 Publicações

A presente pesquisa levou aos seguintes trabalhos aceitos e a serem publicados no XVI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente e X Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBAI-SBSE-2023):

- “Avaliação da Resposta em Frequência do Enrolamento de Transformadores de Médio Porte Considerando Diferentes Condutores”;
- “Emprego do Ajuste Vetorial Complexo na Síntese Racional de Sistemas Representados por Admitâncias”.

1.6 Organização do documento

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos, sendo que no capítulo 1 consta uma breve explanação a respeito da relevância do tema, seguida de uma contextualização e abordagem sucinta da metodologia da pesquisa desenvolvida.

No capítulo 2 são concentradas as informações gerais do transformador, que é o objeto de estudo desse trabalho. A abordagem holística passa por aspectos físicos e ensaios praticados no mercado para monitoramento destes equipamentos.

Uma visão geral da modelagem de transformadores encontrada na literatura segregada de acordo com o fenômeno no qual se deseja observar é feita no capítulo 3.

No capítulo 4 estão detalhados o desenvolvimento e análises do estudo de caso e, por fim, no capítulo 5 estão consolidadas as principais conclusões a respeito do desenvolvimento do estudo, bem como as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2.

Aspectos gerais de transformadores

2.1 Abordagem inicial

Como já mencionado no capítulo anterior, o transformador de força é um equipamento de grande relevância para o sistema elétrico e o seu monitoramento se faz necessário, haja vista que é esperado um adequado desempenho ao longo de sua vida útil.

Observa-se que alguns fatores impactam no correto funcionamento do transformador, acarretando muitas vezes em sua indisponibilidade. As causas de falhas deste equipamento é alvo de estudos encontrados na literatura [17]–[21].

Investiga-se nesta dissertação se o material envolvido na fabricação dos enrolamentos do transformador pode influenciar o seu desempenho frente à distúrbios transitórios e condições atuais de funcionamento em redes com a predominância de cargas não-lineares, para isso se faz necessário ter conhecimento das principais características físicas que se destoam entre os modelos disponíveis no mercado.

Na prática, os dados disponíveis para estudo do transformador são baseados nos resultados de ensaios, que, em sua grande maioria, são feitos na própria fábrica e acompanhados pelo comprador do equipamento. E o seu monitoramento é feito por meio de testes periódicos que abrangem os aspectos químico, elétrico, mecânico e térmico do transformador [19].

No âmbito das normas que abordam esse tema tem-se definido pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) os requisitos gerais e os métodos de ensaios padronizados [5]–[8]. Vale ressaltar que as normas internacionais [22]–[25] também são usadas como referência para compor diagnósticos de análise de transformadores.

Destaca-se neste capítulo uma abordagem do ensaio de curto-circuito e da resposta em frequência dos transformadores, que são os ensaios utilizados na análise do estudo de caso discutido no capítulo 4.

2.1 Fatores impactantes no desempenho do transformador

No embasamento teórico dessa dissertação foram exploradas linhas de pesquisa das quais o assunto focal possui conexão, não limitando a abrangência ao objeto do estudo de caso a ser detalhado no capítulo 4.

Partindo do ponto de vista dos órgãos que regulamentam e operam o setor elétrico, encontram-se recomendações e exigências com relação aos padrões de qualidade de fornecimento de energia [1]–[3]. Porém, com a crescente introdução de cargas não lineares no sistema elétrico se vê a necessidade de avaliar o comportamento da rede elétrica, não só utilizando as ferramentas para monitoramento e diagnóstico padronizados por meio de indicadores definidos pelas regulamentações setoriais, mas também aprofundando em análises dos distúrbios e seus impactos sistêmicos.

Entende-se que os efeitos adversos produzidos pelas cargas não lineares se reverberam além do seu ponto de conexão com o sistema elétrico, assim como, os efeitos de distúrbios transitórios, dos quais trás impacto negativo aos equipamentos elétricos expostos a esses fenômenos, em especial aos transformadores, cujo levantamento das possíveis causas de defeito é detalhado a seguir.

Para transformador de distribuição inferior a 500 kVA os principais fatores que impactam na queima de transformadores são [18]:

- sobrecarga que remete a elevadas temperaturas nos enrolamentos causando acelerado envelhecimento do papel isolante;
- exposição à sobretensão atmosférica devido ao sistema ser predominantemente aéreo com limitações na efetividade da atenuação do impulso atmosférico por meio de para-raios;
- envelhecimento do isolamento associado à idade do equipamento; e

- curto-circuito no sistema de distribuição que expõe o transformador a esforços mecânicos e rápido aquecimento do enrolamento.

Verifica-se em [21] que a sobrecarga em transformadores reflete na elevação de temperatura ocasionando a produção de gás livre no isolamento e circulação de correntes de Foucault no núcleo magnético, além das correntes criadas por indução nas partes estruturais do transformador, que pode danificar o isolamento comprometendo a vida útil do equipamento. Nesse sentido, foi feito em [21] uma avaliação das consequências de se expor o equipamento a sobretensões permanente aliada à sobrecarga. Observa-se que nestas situações o equipamento opera muito próximo de sua saturação do núcleo magnético que leva a um expressivo aumento da corrente de magnetização e consequentemente maiores perdas a vazio. Sendo assim, para essa avaliação conjunta de sobretensão em um cenário no qual o transformador está submetido a carregamentos elevados verifica-se que a sobretensão acarreta na redução da impedância percentual do equipamento cujo desempenho frente à suportabilidade dos esforços físicos fica comprometida, além de expor o equipamento a um aumento da temperatura interna.

Também em [21] é visto que a operação do transformador em altas temperaturas ocasiona a redução de resistência mecânica do isolamento estrutural e condutor. Essa alteração das características físicas do equipamento é agravada quando o transformador estiver exposto a curto-circuito exigindo maiores esforços mecânico que pode provocar falhas no isolamento devido à baixa resistência mecânica.

Em [26] verifica-se que o transformador instalado em sistema de subtransmissão superior a 220 kV possui o isolamento elétrico exposto a estresses dielétricos devido aos transitórios ocasionados por descargas atmosféricas e chaveamentos, bem como, aos fenômenos de ressonância. É visto que as mudanças frequentes na topologia do sistema podem trazer diferentes respostas em frequência da rede. Os maiores ofensores quanto à alteração da frequência de ressonância da rede são banco de capacitores, dispositivos de eletrônica de potência e geração distribuída que podem causar sobretensões ressonantes no transformador, antes não avaliadas.

No estudo desenvolvido por [19], são apontadas como principais causas da redução do tempo de vida útil dos transformadores de distribuição: o carregamento acima da sua capacidade nominal; a condição de carregamento do sistema com cargas

desbalanceadas; equipamentos mal projetados para a finalidade; sobretensões internas e externas ao transformador e sistema de proteção inadequado e não adoção de procedimentos de manutenção preventiva.

Já em [20], é informado que a vida útil do transformador é dada pelo tempo decorrido até que a resistência do isolamento seja reduzida pela metade do valor nominal. Neste trabalho desenvolvido por [20] é visto que o valor limite de carregamento de um transformador depende de suas características operativas e dos valores de temperatura do ponto mais quente do enrolamento.

As redes de distribuição possuem algumas particularidades de acordo com a região na qual se está inserida, mas também há diversos pontos em comum que se podem ser usados como referência e boas práticas. Nesse sentido, em estudo para transformadores inferiores a 40 MVA [27] na rede de distribuição de Bangladesh verificou-se que dentre as principais causas de queimas desses equipamentos encontram-se as sobretensões por descarga atmosférica e por chaveamento, defeitos de fabricação, deterioração das vedações que levam a vazamentos de óleo isolante, exposição do equipamento a correntes de curto-circuito, além de fatores ambientais, tais como, temperatura ambiente elevada e umidade. O autor em [27] correlaciona o rápido crescimento de áreas urbanas, que exige maiores demandas de energia, com a lenta resposta de alteração do sistema. Este descasamento de investimentos na rede gera uma quantidade elevada de transformadores com sobrecarga resultando em aumento da queima deste equipamento. Ressalta-se que a sobrecarga ocasiona aquecimento no enrolamento que afeta a característica da isolação do enrolamento feita em geral por papel impregnado no óleo mineral.

Para [28], os agentes causadores de falhas em transformadores, além dos apontados pelas outras referências citadas acima, são as falhas de acessórios e componentes, o ataque por enxofre corrosivo e os defeitos após reparo do equipamento.

Observa-se na literatura que as soluções de problemas transitórios no domínio da frequência estão cada vez mais em evidência. Isto se deve aos resultados de ensaios em transformadores fornecerem um diagnóstico sobre o seu desgaste mecânico e a dificuldade de se obter de fabricante o modelo interno do equipamento para inserir em estudos transitórios no domínio do tempo.

Segundo [29], os transformadores são projetados para suportar choques mecânicos durante o transporte e grandes forças eletromecânicas devido a curto-circuito e correntes de energização. No entanto, afrouxamento, deslocamentos ou a deformação do enrolamento pode ocorrer devido a essas forças. A cada defeito que o transformador está exposto há uma redução da resistência do enrolamento, tornando-o suscetível a colapso completo no próximo transitório. A fim de evitar falhas catastróficas, a estimativa da extensão da degradação é relevante.

Um outro fator importante no estresse dos enrolamentos e na vida útil dos transformadores tem sido a crescente inserção de fontes de geração distribuída como geração fotovoltaica e/ou eólicas. Com comportamento distinto dos geradores térmicos ou hidráulicos, essas fontes possuem características intermitentes, uma vez que a inserção de potência não possui grande previsibilidade. Com isso, faz-se necessário o emprego de conversores de frequência (conjunto retificador-inversor) para a conexão da geração distribuída na rede de distribuição/transmissão. É esperado que o conversor de energia seja portanto, projetado para ser o mais eficiente possível [4]. Em estudo recente foi feita a comparação dos materiais adotados em núcleo de transformador utilizado nesses dispositivos conversores de energia e, com base na observação das tendências da curva de perfil medida verificou-se uma relação entre a frequência de comutação operacional, a carga de corrente de saída e a eficiência, mesmo com diferentes tipos de materiais de núcleo desse transformador [4].

Muito embora o mercado consiga fabricar conversores mais eficientes e adota como prática o uso de filtros passivos para minimização de harmônicos de tensão, não há ainda uma regulação sobre os harmônicos de corrente que exija alguma medida de contorno. De fato, os resultados recentes [30]–[34] mostram que há um aumento considerável de conteúdo harmônico de corrente. Esses harmônicos, por sua vez, impactam o desempenho do transformador, pois causam aumento de perdas, temperatura e até desequilíbrios elétricos e mecânicos ao longo dos enrolamentos.

2.2 Perspectiva do material adotado no enrolamento

Encontra-se na literatura estudos comparativos entre os padrões construtivos de enrolamentos dos transformadores com ênfase nas propriedades específicas do cobre e alumínio [35] [36], que são os materiais adotados no mercado para esta finalidade. Observa-se na Tabela 2.1 que as características desses materiais se destoam em alguns aspectos, porém a otimização do projeto dos transformadores, por parte dos fabricantes, visa garantir desempenho semelhante do equipamento em regime normal de operação e em exposição à corrente de curto-circuito.

De acordo com os dados da Tabela 2.1, em termos de condutividade, o cobre é o material que possui melhor desempenho. Para que o alumínio tenha a mesma capacidade de condução de corrente elétrica que o cobre é necessário que o enrolamento de alumínio tenha uma seção transversal um pouco mais que o dobro do enrolamento feito com cobre, isto reflete nas dimensões do equipamento. No caso dos transformadores de 3 MVA envolvidos neste estudo, suas dimensões seguem comparadas na Tabela 2.2. Observa-se que o transformador com enrolamento de alumínio possui dimensões, que em escala, representa uma diferença de aproximadamente 10% quando comparado com as dimensões do transformador com enrolamento de cobre. Uma estratégia adotada por fabricantes para reduzir a largura total do equipamento é acoplar radiadores mais compactos.

Com relação à densidade do material é visto que o alumínio é em torno de 30% menos denso que o cobre. Esta característica física reflete no peso da parte ativa. Observa-se que apesar de requerer mais alumínio para fornecer a mesma característica de condução de corrente elétrica que o cobre, os fabricantes conseguem produzir enrolamento de alumínio com peso próximo ao estabelecido para o enrolamento de cobre.

O transformador é um equipamento que é exposto à esforços mecânicos temporários, sendo assim, é importante que o material utilizado na fabricação tenha capacidade de suportar determinados estresses mecânicos sem alterar suas características físicas. Uma das propriedades relacionada ao comportamento mecânico do material é a elasticidade. O alumínio possui 60% da elasticidade do cobre, observa-se com isso que o alumínio é mais propenso a sofrer ruptura diante de esforço mecânico comparado ao cobre quando expostos às mesmas condições. Constata-se por meio de suas características

físicas que o alumínio possui baixa resistência a tração. Outro fator relevante é a capacidade do material manter íntegro diante esforços transversais, haja vista que no momento do curto-circuito este tipo de estresse mecânico ocorre internamente ao transformador.

Tabela 2.1: Comparação das propriedades específica dos materiais: alumínio e cobre.

Propriedade do material	Unidade	Alumínio	Cobre	Razão Al/Cu
Condutividade elétrica	S/m	$3,8 \times 10^7$	$6,0 \times 10^7$	0,63
Condutividade térmica	W/m°C	222	393	0,56
Resistividade (à 20°C)	$\mu\Omega\text{m}$	27,8	17,2	1,61
Densidade	kg/dm ³	2,70	8,90	0,30
Elasticidade	GPa	69	110	0,63
Cisalhamento	GPa	25,5	63,4	0,40
Resistência a tração	MPa	46,50	124	0,38
Coefficiente de expansão	$\mu\text{m/m}^\circ\text{C}$	24	17	1,41
Ponto de fusão	°C	660,20	1084,88	0,61

Fonte: [36],[37],[38] e [39].

Dois tipos de esforços mecânicos requerem maior atenção para o projeto de transformadores, são eles esforços radiais e axiais. A aplicação de carga radial no enrolamento do transformador, dependendo da intensidade, pode ocasionar deformações conforme mostrado na Figura 2.1.

Esta deformação pode se concentrar em apenas um ponto quando a parte condutora do enrolamento possui a resistência mecânica maior que a resistência mecânica da estrutura de suporte. Este tipo de deformação é conhecida na literatura como “instabilidade livre” [40]. Para este caso, visto na Figura 2.1(a), a deformação não possui uma projeção característica, podendo surgir alterações no enrolamento em um ou mais pontos para dentro ou fora da circunferência [40].

Como também pode gerar ondulações ao longo de toda a superfície do enrolamento, que na literatura é conhecida como “instabilidade forçada”, que ocorre quando há sustentação interna por espaçadores distribuídos homogeneamente ao longo da circunferência do enrolamento fazendo com que a estrutura de suporte tenha maior rigidez mecânica do que os condutores [40]. Conforme visto na Figura 2.1(b), a instabilidade forçada, nesse caso excedeu o limite elástico do material condutor

produzindo deformação entre todos os suportes ao longo da circunferência do enrolamento, com a curvatura voltada para dentro [40].

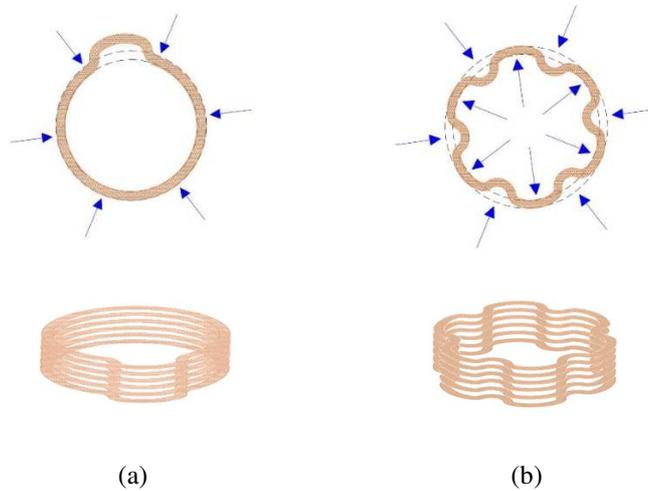


Figura 2.1: Tipos de deformações radiais: (a) instabilidade livre e (b) instabilidade forçada. Modificado de [29].

Já as forças axiais produzem o efeito de comprimir os enrolamentos e estão associadas a componentes de fluxo magnético de dispersão radial. No caso de transformadores com enrolamento do tipo disco, a aplicação de carga axial pode causar um tombamento, conforme visto na Figura 2.2. Esta inclinação do condutor pode ocasionar redução do canal de resfriamento entre enrolamento interno e o externo levando a uma redução na indutância de dispersão do transformador [40].

É levado em consideração nos projetos dos transformadores a exposição de forças de compressão axial nas extremidades dos enrolamentos que, se não bem projetadas, podem causar deformação nas estruturas de fixação dos enrolamentos. Tendo em vista as características distintas dos materiais cobre e alumínio frente à esforços mecânicos percebe-se que o alumínio requer um projeto mais robusto do ponto de vista de fixação do enrolamento, de tal forma a garantir resistência às forças axiais sobre os enrolamentos durante um evento de curto-circuito passante.

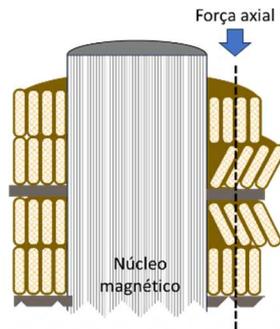


Figura 2.2: Exemplo de deformação axial em enrolamento do tipo disco.

Para um mesmo volume de amostra, o alumínio apresenta cisalhamento com exposição de 50% a menos de carga comparado com a deformação do cobre. Esta diferença é tratada pelos fabricantes com o aumento do volume de alumínio a fim de manter o desempenho frente à esforços mecânicos. Associado aos esforços mecânicos tem-se a elevação da temperatura. Neste quesito o alumínio possui dilatação em torno de 40% a mais comparado com o cobre e o ponto de fusão é cerca de 60% do valor verificado para o cobre. A relação de exposição do material à estresses numa determinada temperatura e tempo de permanência da carga mecânica é denominada fluência do material. Destaca-se que a exposição do transformador a esses esforços mecânicos pode levar ao desgaste irreversível do material. É verificado que a curva de fluência do alumínio sofre maiores alterações do que a curva de cobre frente ao aumento do esforço mecânico dada uma determinada temperatura. De acordo com [41], para a temperatura de 140 °C, a taxa de fluência em estado estacionário aplicada uma carga de 65,1 MPa é 1,75 vezes a taxa verificada para tensão aplicada de uma carga de 39,2 MPa. Para o cobre esta proporção é de 1,51.

Tabela 2.2: Comparação física dos tipos de enrolamento: alumínio e cobre.

Característica técnica	Alumínio	Cobre	Razão Al/Cu
Potência nominal	3 MVA	3 MVA	1
Peso do óleo	3.878 kg	1.863 kg	2,0816
Peso do tanque e acessórios	2.800 kg	2.316 kg	1,2090
Peso da parte ativa	4.500 kg	4.321 kg	1,0414
Volume do óleo	4.262 l	2.166 l	1,9677
Comprimento	2.900 mm	2.625 mm	1,1048
Largura do tanque (sem radiador)	1.018 mm	908,4 mm	1,1207
Altura	2.730 mm	2.500 mm	1,0920

Em geral, a eficiência do transformador pode ser comparada por meio dos valores de perdas. Para este estudo, tem-se como exemplo comparativo os valores expostos na Tabela 2.3. Vale ressaltar que as características físicas e otimização do projeto tem que estar atrelada ao custo final do transformador de tal forma a possibilitar os usuários a escolher a opção mais rentável e que garanta um funcionamento adequado do equipamento na rede.

Como já elucidado anteriormente os projetos de transformadores com enrolamento de alumínio, com o objetivo de buscar mesmo desempenho operacional do transformador com enrolamento de cobre, são feitos considerando enrolamentos com mais quantidade de material que repercute em um maior volume e, não necessariamente, aumento de peso. Este volume a mais, para os transformadores apresentados neste trabalho, fica em torno de 10%, o que repercute em um aumento do núcleo e consequentemente gasto a mais de material ferromagnético. Este núcleo maior gera no final maiores perdas a vazio quando comparado com transformador com enrolamento de cobre, como pode ser visto na Tabela 2.3.

Tabela 2.3: Comparação elétrica dos tipos de enrolamento: alumínio e cobre.

Potência nominal	Tipo de enrolamento	Impedância %	Perda a vazio	Perda total
2 MVA	Alumínio	5,05 %	3.101 W	22.001 W
2 MVA	Cobre	6,01 %	2.602 W	17.594 W
3 MVA	Alumínio	5,06 %	3.102 W	26.670 W
3 MVA	Cobre	6,98 %	3.030 W	18.030 W

Em termos de comparação financeira, o alumínio é adquirido no mercado com o valor menor que o praticado para o cobre. Esta diferença fica em torno de 26%.

Tabela 2.4: Comparação financeira dos materiais: alumínio e cobre.

Período verificado	Alumínio (USD\$/t)	Cobre (USD\$/t)	Dólar (R\$/USD\$)	Razão Al/Cu
Média semana (03/04/2023 à 06/04/2023)	2.332,13	8.878,00	5,0663	0,2627
Média semana (10/04/2023 à 14/04/2023)	2.302,60	8.912,00	4,9889	0,2584
Média semana (17/04/2023 à 20/04/2023)	2.389,38	8.925,25	4,9755	0,2677
Média semana (24/04/2023 à 28/04/2023)	2.330,20	8.579,80	5,0486	0,2716
Média mensal (abril/2023)	2.336,11	8.815,11	5,0198	0,2650

Fonte: [42].

Na Tabela 2.4 a unidade de medida dos metais é dada em dólar/tonelada (USD\$/t) e o Dólar é referente à média das taxas de venda praticadas no dia anterior dado por R\$/USD\$.

Cumprido destacar que todo o cobre utilizado nos enrolamentos do transformador é passível de reciclagem, não havendo nesse processo perda de material. Em contrapartida, apesar do alumínio ser o tipo de resíduo mais reciclado do Brasil, seu processo de reciclagem produz escória tendo em vista que, em geral, o alumínio é encontrado no mercado em ligas compostas por outros materiais.

Apesar de haver garantias de desempenho semelhante para transformadores com enrolamento de cobre e alumínio, não se encontra amplamente divulgado estudos que apontam comparações entre os comportamentos dos equipamentos para distintas frequências.

Neste sentido nos itens a seguir deste trabalho esta avaliação é explorada.

2.3 Ensaio de curto-circuito aplicado em transformadores trifásicos

Antes da entrada em operação, os transformadores trifásicos de potência de médio porte são submetidos à ensaios que, em sua grande maioria, são feitos na própria fábrica e acompanhados pelo comprador do equipamento. No caso de ensaio de curto-circuito, sua execução leva em consideração a disponibilidade de laboratórios e centros de pesquisa certificados, assim como, a programação do transporte e logística, calibração de parâmetros, preparo do local e análise de resultados. É um ensaio oneroso para os fabricantes diante todo o preparo envolvido, e por este motivo é comum que os compradores aceitem relatórios de curto-circuito extraídos de um modelo semelhante do transformador a ser colocado em operação. Portanto, não é realizado esse ensaio para cada transformador fabricado [43].

A partir do relatório de ensaio de curto-circuito são extraídas informações relevantes para a modelagem do transformador para baixas frequências.

Na Figura 2.3 está representado o diagrama de montagem do ensaio de curto-circuito na configuração estabelecida para alimentação trifásica, que se dá por meio do

enrolamento primário conectado pelos terminais H_1 , H_2 e H_3 , sendo o enrolamento secundário conectado em curto-circuito através dos terminais X_1 , X_2 e X_3 . Esse ensaio consiste em aplicar uma tensão nominal primária, oriunda dos transformadores monofásicos, T_{2-X} , sob os terminais H_1 , H_2 e H_3 e medir a corrente primária e secundária do transformador ensaiado a partir dos derivadores de corrente, R_{sh} . Destaca-se que o ensaio é realizado três vezes para cada posição do comutador. Mede-se a indutância dos reatores limitadores de corrente, X_F , antes e depois do ensaio para verificar se a variação do parâmetro está dentro do esperado. É observado, também a calibração dos instrumentos de medição envolvidos.

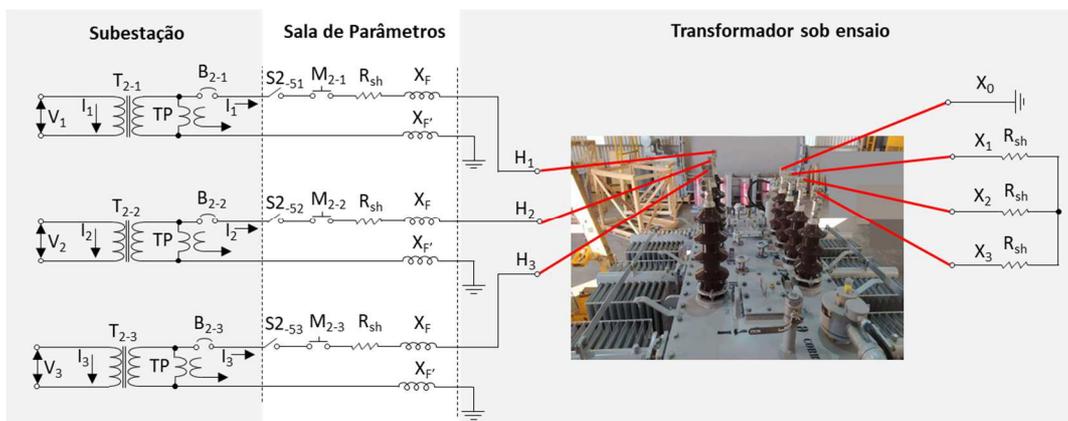


Figura 2.3: Diagrama de ligação do ensaio de curto-circuito.

Na Figura 2.3, B_{2-X} representa os disjuntores de seccionamento e proteção dos transformadores T_{2-X} , ambos localizados na subestação do laboratório. Os transformadores de potencial, TP, nos quais são coletadas as tensões do ensaio também estão localizados na subestação. Na sala de parâmetros é feito o fechamento do circuito com o acionamento das chaves de fechamento síncrono, M_{2-X} , mantendo as chaves seccionadoras, $S2_{XX}$, fechadas.

2.4 Resposta em frequência dos transformadores de potência

A literatura atual estressa a vertente de estudo do transformador sob o olhar de sua resposta em frequência [9], [44], [45]. Isso se deve ao fato de se tornar corriqueiro a realização de ensaios de varredura de frequência e mais claro o entendimento das análises deste tipo de resposta. Este tipo de modelagem que é feita a partir de dados de entrada e saída sob o ponto de vista dos terminais do transformador, sem maiores detalhes do modelo interno, é denominado pela literatura como Caixa Preta.

É prática do mercado das empresas distribuidoras de energia elétrica obter curvas de resposta em frequência de transformadores de médio porte para controles internos e possível atuação preventiva em caso de diagnóstico de alteração estrutural do equipamento.

O método de ensaio mais aplicado para essa finalidade consiste basicamente em coletar medições entre terminais do transformador através de um dispositivo que injeta sinal de amplitude constante e frequência variada cujos sinais de entrada e saída medidos são relacionados através de uma função de transferência. Para certificar a integridade do transformador no decorrer do transporte até o seu ponto de instalação as distribuidoras costumam repetir o ensaio de varredura em frequência no momento de seu recebimento. De posse dessas curvas é gerado um histórico do transformador no qual é consultado para obter comparações com ensaios futuros a serem feitos no decorrer de sua vida útil e em casos de eventos na rede que possam impactar o correto desempenho do equipamento.

De fato, o uso das curvas de medição de varredura em frequência não leva à modelos de transformadores que proporcionam algum detalhamento interno do equipamento, haja vista que a modelagem desenvolvida em pesquisas disponibilizadas na literatura é baseada em circuitos contendo ramos RLC sem vínculo com a geometria física do equipamento. Porém, neste estudo é pretendido usar as informações das curvas avaliadas individualmente de tal forma a gerar um diagnóstico que reflita o comportamento global do transformador.

Para a análise da resposta em frequência adota-se meios comparativos tendo em vista que a observância de pequenas variações dos parâmetros elétricos do transformador impacta nas curvas de função de transferência analisada e refletem em diagnósticos de deformação radiais, deslocamentos axiais, flexão axial ou possíveis variações do espaço

em disco. Com a realização deste teste é possível avaliar a integridade mecânica do transformador, pois identifica problemas no enrolamento, como deslocamentos de bobinas, no núcleo laminado e no sistema de isolamento [46]. Encontra-se na literatura estudos com abordagem global sobre a aplicação do método de medição de resposta em frequência no diagnóstico de defeitos em transformadores [47].

A análise da resposta em frequência (*Frequency Response Analysis - FRA*) pode ser usada para medir a função de transferência, analisar as características de resposta de frequência do transformador e diagnosticar o estado do enrolamento em uma ampla faixa de frequência.

Dentre as análises realizadas, a mais aplicada consiste no método de medição de varredura da resposta em frequência (*Sweep Frequency Response Analysis - SFRA*). Segundo [47], o teste consiste em aplicar e medir no terminal do transformador, escolhido como entrada, um sinal de tensão senoidal com módulo constante (geralmente na faixa de 1–20 V), e frequência variada (na faixa de hertz a mega-hertz) e coletar o sinal em outro terminal, escolhido como saída, cuja proporção destes dois sinais (sinal de saída sobre o sinal de entrada) é denominado como função de transferência.

O resultado da varredura do espectro de frequência (SFRA) é usualmente a razão entre os sinais de tensão de saída (U_2) e o de entrada (U_1) expressos em dB, conforme expressão dada em na equação (3.20), e apresentados em gráficos de Bode [48].

$$20 \log \frac{|U_2|}{|U_1|} = 20 \log H(s) [dB] \quad (2.1)$$

O ângulo avaliado é composto do defasamento entre os sinais de tensão expresso em graus, identificado na equação (2.2). As curvas são representadas em escala logarítmica que abrange toda a faixa de frequência avaliada [48].

$$\varphi = tg^{-1}(\angle U_2 - \angle U_1) [Graus] \quad (2.2)$$

A partir da função de transferência, $H(s)$, cujo módulo e ângulo são expressos pelas equações (3.20) e (2.2), é possível obter a curva de impedância, $Z(s)$, do transformador em função da frequência conforme equação (2.3).

$$Z(s) = \frac{50}{H(s)} - 50 \text{ } [\Omega] \quad (2.3)$$

Por se tratar de um método comparativo, é recomendado pelos fabricantes que seja feito a coleta de medição no transformador com condições operativas adequadas de tal forma a garantir uma curva característica para o transformador. Em caso de falha deste equipamento deve ser realizado o teste novamente para viabilizar a comparação das curvas resultantes. Encontrando alguma diferença entre o traçado das curvas é indício de que houve alterações mecânicas internas. Em caso de falha de um transformador que não possui histórico de resposta em frequência há a alternativa de se realizar o teste SFRA em um transformador saudável que possua especificação técnica semelhante e comparar o resultado com os traços do transformador falhado [45].

Desenvolvimento de pesquisa recente considera a comparação entre respostas SFRA e modelo desenvolvido por elementos finitos na busca de reproduzir uma biblioteca de traços de possíveis avarias no enrolamento do transformador com o uso do ambiente computacional [44]. Ressalta-se a relevância do estudo tendo em vista que para realizar o levantamento dessas curvas em campo seria necessário causar danos no transformador, que é um equipamento de elevado custo de aquisição, e com a possibilidade de se ter uma fonte de consulta de traços típicos de defeitos a avaliação SFRA tornando a avaliação mais robusta e assertiva.

Outro método consiste na análise da resposta em frequência ao sinal de impulso (*Impulse Frequency Response Analysis - IFRA*) que corresponde à medição do impulso em um dos terminais (com amplitude típica entre 200 e 300 V_{pico}, tempo de subida inferior a 200 ns e duração inferior a 20 μs) e coleta do sinal de saída em outro terminal [49]. Neste método, a análise é feita de forma indireta. É extraído os componentes discretos no domínio da frequência a partir da realização de uma transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*) dos sinais medidos [49].

O método de IFRA tem a vantagem de ser um teste rápido, pois requer apenas alguns minutos para realização em campo, enquanto o método SFRA gasta um tempo grande, podendo levar cerca de duas horas, para coleta das medições [47]. Em contrapartida, o método IFRA tem a desvantagem de requerer mais equipamentos de

medição em campo para a montagem do teste ao contrário do método SFRA que utiliza apenas um dispositivo gerador de sinais.

De acordo com fabricante do dispositivo gerador de sinais [50], para um transformador trifásico é recomendado a realização da varredura do espectro de frequência de pelo menos seis configurações destacadas na Tabela 2.5 extraída da norma IEEE std C57.149-2012 [25].

Tabela 2.5: Testes de varredura em frequência em transformadores.

Tipo de teste	Teste N°	3Φ Δ-Y Grupo 2 Θ=30° atrasado	3Φ Y- Δ Grupo 2 Θ=30° atrasado	3Φ Δ - Δ Grupo 1 Θ=0°	3Φ Y - Y Grupo 1 Θ=0°	1 Φ
Circuito aberto na AT do transformador com demais terminais flutuando	1	H ₁ -H ₃	H ₁ -H ₀	H ₁ -H ₃	H ₁ -H ₀	
	2	H ₂ -H ₁	H ₂ -H ₀	H ₂ -H ₁	H ₂ -H ₀	H ₁ -H ₂ (H ₁ -H ₀)
	3	H ₃ -H ₂	H ₃ -H ₀	H ₃ -H ₂	H ₃ -H ₀	
Circuito aberto na BT do transformador com demais terminais flutuando	4	X ₁ -X ₀	X ₁ -X ₂	X ₁ -X ₂	X ₁ -X ₀	
	5	X ₂ -X ₀	X ₂ -X ₃	X ₂ -X ₃	X ₂ -X ₀	X ₁ -X ₂ (X ₁ -X ₀)
	6	X ₃ -X ₀	X ₃ -X ₁	X ₃ -X ₁	X ₃ -X ₀	
Curto-circuito sem envolvimento do neutro e terra	7	H ₁ -H ₃	H ₁ -H ₀	H ₁ -H ₃	H ₁ -H ₀	H ₁ -H ₂
	8	H ₂ -H ₁	H ₂ -H ₀	H ₂ -H ₁	H ₂ -H ₀	Curto-circuito em
	9	H ₃ -H ₂	H ₃ -H ₀	H ₃ -H ₂	H ₃ -H ₀	X ₁ -X ₂

Fonte: Modificado de [25].

Cabe destacar que as análises das falhas em transformadores utilizando a resposta em frequência não leva a interpretações unânimes dos resultados, pois há dificuldades de correlacionar os parâmetros elétricos do modelo às possíveis falhas [28].

2.2 Discussão do capítulo

A análise preditiva dos transformadores é de fundamental importância, em especial para as companhias de distribuição de energia, tendo em vista a necessidade de garantir a confiabilidade da rede minimizando os custos com operação e manutenção [51].

Diversos fatores impactam no desempenho do transformador, sendo buscado pela literatura soluções de mercado que atenuem as interferências externas que, muitas vezes está atrelada a um incremento de custo associado. Em contrapartida, tem-se a oferta no mercado de uma alternativa compreendida por transformadores mais econômicos com a substituição do material dos condutores de cobre por alumínio mantendo o mesmo comportamento em regime normal de operação assegurado pelos fabricantes.

Uma outra alternativa cada vez mais praticada para prevenir falhas em transformadores é a aplicação de ensaio de varredura em frequência em momentos cruciais de operação do transformador o que traz a vantagem de montar um histórico do equipamento. Entende-se que este ensaio é rico de informações e estuda-se neste trabalho a possibilidade de extrapolar a análise de seus resultados para uma investigação comparativa do comportamento do transformador no âmbito de espaço de estados.

Capítulo 3.

Modelos de transformadores

3.1 Abordagem inicial

A evolução da rede elétrica em anos recentes tem repercutido em grandes mudanças na caracterização dos sistemas de distribuição de energia elétrica, levando a uma maior complexidade tanto operativa, quanto ao que se refere na necessidade de estudos e modelos dos componentes da rede elétrica.

No que diz respeito aos consumidores comerciais e residenciais do sistema de distribuição de energia ressalta-se que a inserção em grande escala de equipamentos eletrônicos pode causar relevantes distorções na corrente, impactando no correto funcionamento do transformador de força, que é projetado para operar com sinais senoidais de corrente e tensão. Estas distorções podem repercutir num aumento das perdas nos enrolamentos e conseqüentemente aquecimento do transformador.

No viés da geração distribuída e setor industrial são dadas soluções tecnológicas na busca de eficiência das plantas (geração e fabril). Em geral são inseridos equipamentos com a presença de eletrônica de potência, que injetam no sistema elétrico correntes não senoidais. Embora em regime permanente a atuação destes dispositivos tende a ser minimizada no que se refere às tensões, devido à inclusão de filtros na saída dos conversores, não há, ainda, regulamentação no que se refere ao conteúdo harmônico da corrente. Além disso, não há uma garantia que durante fenômenos transitórios, o conversor de frequência junto com os filtros de saída não contribua para ressonâncias e outras oscilações transitórias. Avalia-se que a contribuição deles com correntes distorcidas pode atingir valores expressivos em ocorrências de falha na rede na qual estão inseridos, em especial as do tipo desequilibradas [52].

Apesar do transformador de força ter um conceito simples e amplamente estudado, sua representação em estudos transitórios pode ser bem complexa, pois o comportamento é influenciado pelo tipo de material utilizado, a configuração do núcleo magnético, que leva a ter diferentes curvas de saturação, e a disposição das bobinas [53].

Na Tabela 3.1 estão listadas as faixas de frequência nas quais são observadas as respostas dos fenômenos transitórios passíveis de ocorrer em sistemas elétricos.

Tabela 3.1: Fenômenos transitórios associados à determinadas faixas de frequência.

Fenômeno observado	Faixa de frequência característica
Ferroressonância	0,1 Hz a 1 kHz
Rejeição de carga	0,1 Hz a 3 kHz
Eliminação de falha	50 Hz a 3 kHz
Chaveamento de linha	50 Hz a 20 kHz
Transitórios de tensão de recuperação	50 Hz a 100 kHz
Sobretensões por raios	10 kHz a 3 MHz
Comutação de disjuntores em subestações isoladas a gás SF6 (<i>Gas Insulated Switchgear</i> – GIS)	100 kHz a 50 MHz

Fonte: Modificada de [54].

Normalmente um transformador sob influência de transitórios eletromagnéticos possui internamente uma distribuição desigual de tensões [55], que pode ocasionar um aumento das perdas no núcleo, uma vez que a reatância associada é crescente com o aumento da frequência até o pico de ressonância do transformador, que é o ponto de inflexão, na qual, a partir dele o aumento de frequência proporciona a redução da reatância. Também, pode causar a ressonância interna no transformador sob influências das capacitâncias entre espiras e entre enrolamento [56] e aumento de ruídos, que pode levar o equipamento ao desgaste mecânico precoce.

Sendo assim, a análise preditiva dos fenômenos físicos associados aos equipamentos elétricos do sistema de distribuição, em especial do transformador, requer uma correta e representativa modelagem.

A fim de cercar essas análises de rede, na literatura é possível encontrar diversos modelos de transformadores propostos para cada finalidade de estudo, cujas limitações de faixa de frequência do fenômeno a ser estudado é bem evidente. Para fins de estudo no âmbito da frequência é comum segregar o espectro em faixas das quais é possível

avaliar fenômenos e desempenho da rede considerando os detalhes pertinentes de cada intervalo de frequência.

A segregação das faixas de frequência em geral segue a designação adotada para o setor de telecomunicações, que dentre as delimitações definidas no amplo espectro de frequência, se encontra a frequência extremamente baixa (< 3 kHz), frequência muito baixa (3 a 30 kHz), baixa frequência (30 a 300 kHz), média frequência (300 kHz a 3 MHz), alta frequência (3 a 30 MHz) e frequência muito alta (30 a 300 MHz) [57]. Porém, no universo de estudo dos fenômenos transitórios descritos na Tabela 3.1, estas terminologias típicas variam conforme a ênfase da pesquisa.

Sendo assim, para esta dissertação, o termo baixa frequência é designado para a faixa menor que 600 Hz, média frequência compreendido entre 600 Hz e 10 kHz e alta frequência para a faixa de 10 kHz a 2 MHz.

Destaca-se que o transformador possui comportamentos bem distintos com a variação da frequência e, por este motivo as literaturas validam seus modelos para estreitas faixas de atuação. Sendo assim, os modelos expostos neste capítulo foram divididos conforme sua faixa de frequência na qual o resultado é representativo.

Entende-se que não é adequado o uso do modelo convencional de transformadores, que é adotado em estudos de fluxo de potência e de regime permanente, para uma análise que envolva ampla faixa de frequência. Sendo assim, para o desenvolvimento desta pesquisa se faz necessário o uso de modelos de transformadores mais completos. Contudo, é de extrema dificuldade obter acesso a dados para a modelagem do equipamento considerando suas características construtivas, como por exemplo, geometria interna de núcleo e enrolamento, e também dados dos materiais utilizados em sua fabricação.

A adoção de solução intermediária na qual é representado o transformador com o maior nível de detalhe possível, denominados modelos híbridos, é uma opção quando se tem disponível dados de ensaios e de placa do transformador. Esse modelo é amplamente estudado na literatura [53], [58]–[60], porém os detalhes para uma fiel reprodução frequentemente não são divulgados e os desenvolvimentos matemáticos em sua grande maioria se tratam de transformadores monofásicos. Mediante a dificuldade em avançar com um modelo de transformador trifásico buscou-se a avaliação comparativa baseada

em curvas medidas da impedância no espectro em frequência. Os modelos desenvolvidos na literatura que utilizam desses insumos são baseados em funções matemáticas que não possuem relação com o modelo físico do transformador [13], [15], [61], [62]. Por esse motivo, nesta pesquisa tomou-se o cuidado de realizar avaliações comparativas com conclusões restritas ao dado observado.

Pretende-se neste capítulo fazer uma abordagem geral a respeito de alguns dos modelos desenvolvidos para representar o transformador, que é o equipamento focal desta pesquisa.

3.2 Modelo para baixa frequência

No que tange a estudos de baixa frequência encontra-se normalmente dois tipos de abordagens principais. Caso o estudo seja realizado na frequência industrial para análise de fluxo de potência ou de transitórios eletromecânicos, o transformador, usualmente, é tratado apenas como resistência associada a uma reatância em série, que corresponde à sua reatância de dispersão. Se o objetivo for a análise do comportamento dos transformadores para frequências abaixo de 1 kHz, emprega-se o modelo equivalente convencional, conforme amplamente divulgado na literatura técnica [63]–[65] e mostrado na Figura 3.1.

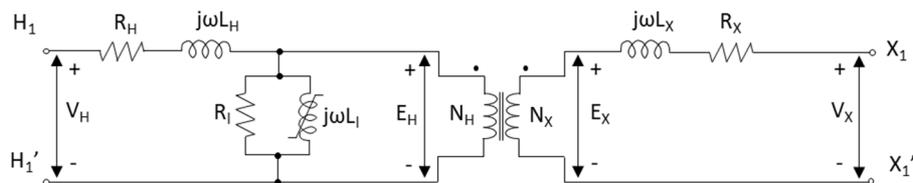


Figura 3.1: Circuito fase-terra equivalente do modelo do transformador para baixa frequência.

Na Figura 3.1 os índices H e X representam a alta e a baixa tensão do transformador, respectivamente, e o índice l (*limb*) diz respeito aos parâmetros associados ao ramo magnetizante.

Cabe destacar que a tensão induzida (E_{rms}) nos enrolamentos do transformador tem relação direta com a frequência (f) [Hz], número de espiras (N), área da seção

transversal do núcleo magnético [m^2] e a máxima densidade do campo magnético ($B_{m\acute{a}x}$) [T], conforme Equação (3.1) [66].

$$E_{rms} = 4,44fNAB_{m\acute{a}x} [V] \quad (3.1)$$

Para a modelagem equivalente do transformador é preciso de informações de placa e dados de ensaios a vazio e de curto-circuito.

A partir dos relatórios de ensaio de curto-circuito se obtém os parâmetros elétricos que representam o comportamento dos enrolamentos do transformador. Para a obtenção desses parâmetros, despreza-se o efeito do ramo paralelo, sendo a impedância equivalente representada apenas pelas reatâncias série do circuito apresentado na Figura 3.1.

Sendo assim, o circuito equivalente do transformador se resume, neste caso, aos parâmetros identificados na Figura 3.2.

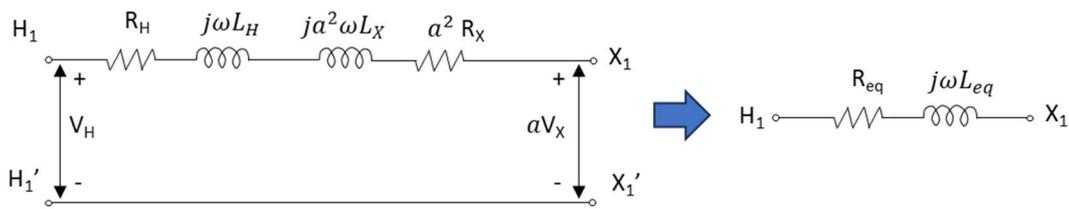


Figura 3.2: Parâmetros obtidos a partir do ensaio de curto-circuito.

Na Figura 3.2 tem-se a reatância e resistência do enrolamento de baixa tensão referenciadas para o lado de alta do transformador através da relação entre espiras (a) expressa na Equação (3.2).

$$a = \frac{N_H}{N_X} \quad (3.2)$$

A partir dessas simplificações é possível obter uma impedância equivalente do transformador dada pela Equação (3.3).

$$Z_{eq} = R_{eq} + j\omega L_{eq} [\Omega] \quad (3.3)$$

Ao realizar a medição a partir dos terminais de alta tensão do transformador, aplicando a corrente nominal (I_H) se obtém por meio da medição da potência de curto-circuito (P_{cc}) a resistência equivalente, conforme Equação (3.4).

$$R_{eq} = R_H + a^2 R_X = \frac{P_{cc}}{I_H^2} [\Omega] \quad (3.4)$$

E, a partir da medição de tensão de curto-circuito (V_{cc}) no lado de alta do transformador é possível obter o módulo da impedância equivalente de curto-circuito (Z_{cc}), conforme Equação (3.5).

$$|Z_{cc}| = \frac{V_{cc}}{I_H} [\Omega] \quad (3.5)$$

As reatâncias de dispersão são obtidas por meio de manipulação matemática de acordo com a Equação (3.6).

$$\omega L_{eq} = \omega(L_H + a^2 L_X) = \sqrt{Z_{cc}^2 - R_{eq}^2} [\Omega] \quad (3.6)$$

Os parâmetros do ramo magnetizante são representados por elementos passivos conectados em paralelo, fase-terra, que são obtidos por meio de dados extraídos do ensaio a vazio. Para esse caso, despreza-se as resistências e reatâncias associadas ao ramo série, sendo que o circuito equivalente do transformador se resume aos parâmetros identificados na Figura 3.3.

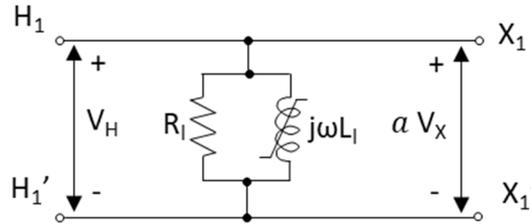


Figura 3.3: Parâmetros obtidos a partir do ensaio de circuito aberto.

No ensaio a vazio emprega-se a tensão nominal nos terminais do lado de baixa tensão do transformador e mantém o lado de alta tensão aberto, para essa configuração mede-se as grandezas elétricas nos terminais de baixa tensão.

Ressalta-se que para a modelagem da admitância *shunt*, dada pela Equação (3.7), é considerada que a tensão induzida nos enrolamentos do transformador seja igual a sua tensão nominal.

$$Y_l = \frac{1}{R_l} + \frac{1}{j\omega L_l} = G_l - jB_l [S] \quad (3.7)$$

A partir da medição de potência a vazio (P_0) é possível obter a condutância (G_l), dada pela Equação (3.8).

$$G_l = \frac{P_0}{V_H^2} [S] \quad (3.8)$$

De posse da corrente medida no ensaio a vazio (I_0) é possível calcular o módulo da admitância, dada pela Equação (3.9).

$$|Y_l| = \frac{aI_0}{V_H} [S] \quad (3.9)$$

A susceptância (B_l) é calculada a partir da relação matemática entre admitância e condutância, conforme Equação (3.10).

$$B_l = \sqrt{Y_l^2 - G_l^2} [S] \quad (3.10)$$

Com este modelo equivalente do transformador é possível verificar a suportabilidade do equipamento frente a sinais de corrente e tensão nominais, bem como, em eventos de curto-circuito. Para que o modelo convencional seja aplicado em transformadores trifásicos é levado em consideração que a rede seja balanceada e a representação dos parâmetros seja por fase, sendo necessário a realização de conversões a depender da forma de ligação dos enrolamentos primários e secundários [64]. Como já mencionado, em alguns estudos é possível desconsiderar o efeito da saturação do núcleo magnético, limitando a representação do transformador apenas a resistência ôhmica do enrolamento e a reatância de dispersão.

O modelo convencional dado pelo circuito equivalente possui limitações de resposta fora da faixa de frequência de operação da rede. Portanto não é recomendado o seu uso para estudo de fenômenos transitórios de alta frequência, pois não representa adequadamente o comportamento do transformador, que nesse caso, passa a ter características predominantemente capacitivas.

3.3 Modelo híbrido para baixas e médias frequências

O modelo híbrido proposto por [53] é validado para análises em baixas e médias frequências e consiste em um modelo de parâmetros concentrados incluindo o efeito de saturação do núcleo. Para este modelo utilizou-se o princípio da dualidade para obtenção dos parâmetros elétricos. No modelo híbrido é considerado o fluxo de dispersão representado por uma matriz inversa de indutâncias, denominada $[A]$, bem como as capacitâncias entre enrolamento e entre enrolamento e massa.

Para representar de forma mais fiel ao verificado na prática, as resistências das bobinas são consideradas dependentes da frequência sendo modeladas como série de Foster de segunda ordem, cuja modelagem segue detalhada no item 3.3.2.

Esse modelo proposto em [53], representado na Figura 3.4, foi validado com a comparação dos dados reais de um transformador de 15 kVA delta-estrela 208/120V núcleo envolvido. Cabe ressaltar que esse modelo contempla a representação de transformadores trifásicos com conexão em delta ou estrela, pois as conexões são feitas nos terminais externo ao modelo.

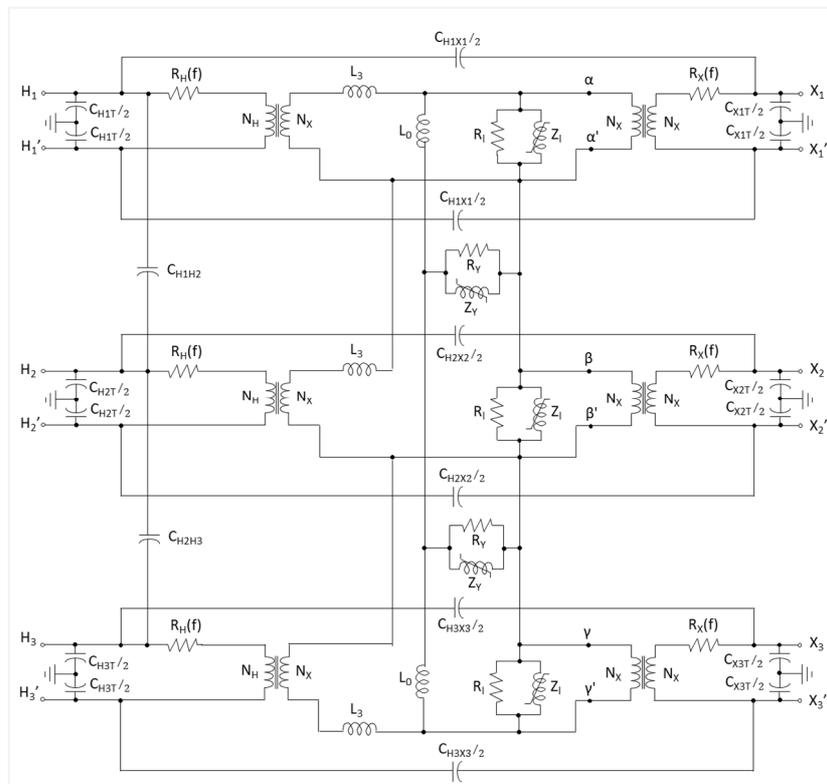


Figura 3.4: Circuito equivalente do modelo híbrido do transformador com capacitâncias. Adaptado de [53].

Os elementos da matriz inversa de indutâncias são obtidos a partir da impedância de curto circuito [59], que é calculada por meio de ensaios normalmente disponibilizados pelos fabricantes.

Em geral, a obtenção da matriz inversa de indutâncias se dá a partir da matriz de admitância que pode ser formada pelo método da transformação linear [67].

Na Figura 3.5 consta a representação de um transformador trifásico de dois enrolamentos, com núcleo envolvido, cujas bobinas estão com as tensões e correntes devidamente identificadas.

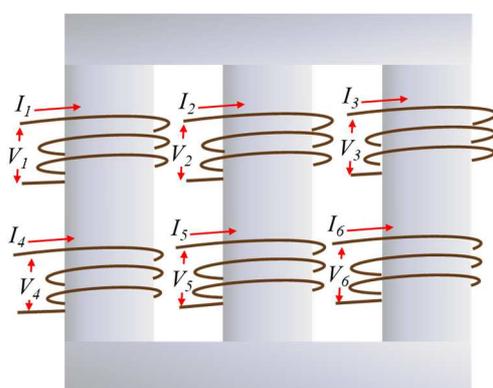


Figura 3.5: Diagrama simplificado de um transformador de dois enrolamentos com núcleo envolvido. Adaptado de [67].

O transformador da Figura 3.5 pode ser representado por duas bobinas acopladas, conforme visto na Figura 3.6. Em que as matrizes correspondem ao exposto a seguir:

- I_P : corrente circulante no primário do transformador,
- V_P : tensão entre os terminais primário do transformador,
- I_S : corrente circulante no secundário do transformador,
- V_S : tensão entre os terminais do transformador,
- Y_{PP} : Admitância própria do enrolamento primário,
- Y_{SS} : Admitância própria do enrolamento secundário,
- Y_{PS} : Admitância mútua entre enrolamento primário e secundário, e
- Y_{SP} : Admitância mútua entre enrolamento secundário e primário.

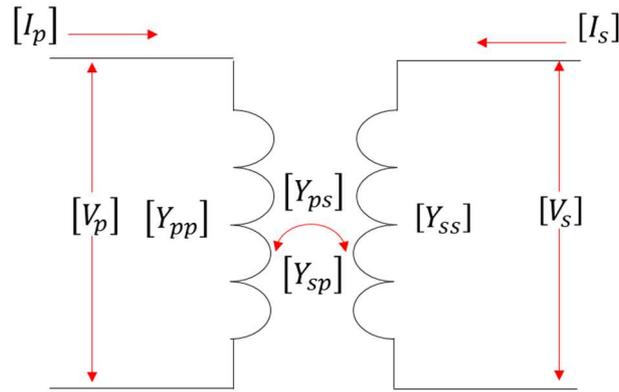


Figura 3.6: Representação do transformador trifásico por duas bobinas acopladas. Adaptado de [67].

Sendo assim, partindo da premissa que o equipamento em estudo é balanceado, é possível modelar as ligações do transformador em sub matrizes [67], conforme exposto na Equação (3.11).

$$\begin{bmatrix} I_p \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{PP} & Y_{PS} \\ Y_{SP} & Y_{SS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_p \\ V_s \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

3.3.1 Obtenção da matriz [A] para o modelo de transformador em estudo

A partir das relações básicas no transformador mostradas nas equações (3.12) e (3.13).

$$V_1 = Z_1 I_1 + Z_m I_2 \quad (3.12)$$

$$V_2 = Z_m I_1 + Z_2 I_2 \quad (3.13)$$

Para o ensaio de curto-circuito a tensão no secundário é igual a zero, nesse caso, substituindo a Equação (3.14) em (3.13) tem-se a Equação (3.15). Ao isolar I_2 e substituir na Equação (3.12) obtém-se a Equação (3.16). Logo, a impedância de curto-circuito Z_{cc} é dada pela Equação (3.17).

$$V_2 = 0 \quad (3.14)$$

$$0 = Z_m I_1 + Z_2 I_2 \quad (3.15)$$

$$V_1 = \frac{Z_1 Z_2 + Z_m^2}{Z_2} I_1 \quad (3.16)$$

$$Z_{cc} = \frac{Z_1 Z_2 + Z_m^2}{Z_2} \quad (3.17)$$

Transformando a impedância de curto-circuito para admitância tem-se a Equação (3.18).

$$Y_t = \frac{1}{Z_{cc}} \quad (3.18)$$

A partir do ensaio a vazio, considerando a corrente I_2 igual a zero, e substituindo a Equação (3.19) nas equações (3.12) e (3.13) é possível extrair a relação de transformação do equipamento conforme a Equação (3.20).

$$I_2 = 0 \quad (3.19)$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_1}{Z_m} = \frac{n_1}{n_2} = a \quad (3.20)$$

Desta forma, a admitância primitiva Y_n é dada de acordo com a matriz vista na Equação (3.21).

$$\mathbf{Y}_p = \begin{bmatrix} Y_t & -aY_t \\ -aY_t & a^2Y_t \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Para transformador com conexão delta estrela, que é o foco deste trabalho, tem-se as seguintes submatrizes.

$$\mathbf{Y}_{TR} = \begin{bmatrix} Y_{PP} & Y_{PS} \\ Y_{SP} & Y_{SS} \end{bmatrix} pu \quad (3.22)$$

$$Y_{PP} = Y_{SS} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}Y_t & \frac{-Y_t}{3} & \frac{-Y_t}{3} \\ \frac{-Y_t}{3} & \frac{2}{3}Y_t & \frac{-Y_t}{3} \\ \frac{-Y_t}{3} & \frac{-Y_t}{3} & \frac{2}{3}Y_t \end{bmatrix} pu \quad (3.23)$$

$$Y_{PS} = \begin{bmatrix} \frac{-Y_t}{\sqrt{3}} & \frac{Y_t}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & \frac{-Y_t}{\sqrt{3}} & \frac{Y_t}{\sqrt{3}} \\ \frac{Y_t}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{-Y_t}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} pu \quad (3.24)$$

$$Y_{SP} = \begin{bmatrix} \frac{-Y_t}{\sqrt{3}} & \frac{Y_t}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & \frac{-Y_t}{\sqrt{3}} & \frac{Y_t}{\sqrt{3}} \\ \frac{Y_t}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{-Y_t}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}^T pu \quad (3.25)$$

A partir da matriz de admitância é possível obter a matriz de reatância conforme Equação (3.26).

$$X_{TR} = \begin{bmatrix} Y_{PP} & Y_{PS} \\ Y_{SP} & Y_{SS} \end{bmatrix}^{-1} pu \quad (3.26)$$

Para obter a matriz [A] basta dividir a frequência angular pela reatância calculada a partir da Equação (3.26), conforme pode ser visto na Equação (3.27).

$$[A] = [L]^{-1} = \frac{2\pi f}{X_{TR}} pu \quad (3.27)$$

A matriz de indutância inversa no modelo híbrido disponível no *software* ATPDraw [68] é representada como Matriz [A][R] sendo a coluna da resistência zerada.

Em estudos que requerem alterações de parâmetros, tais como avaliação de falhas internas de transformadores, é utilizado o recurso da componente *library* [54] para

acoplar estes dados da matriz [A] modificada ao modelo híbrido do transformador implementado no *software* ATPDraw [68].

3.3.2 Representação das resistências em função da frequência

Do ensaio de curto-circuito obtém-se o valor de reatância série para a frequência de 60 Hz. Este valor é utilizado como ponto inicial para modelagem com variação de frequência.

É de entendimento geral que a reatância série possui alteração de parâmetros com a variação da frequência. A resistência dependente da frequência no modelo híbrido é calculada entre 0,1 a 10 kHz [69].

Os valores típicos das resistências são assumidos conforme Equação (3.28) [69]:

$$R_s(\omega) = R_0 \cdot \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (3.28)$$

Em que R_0 é a resistência verificada na frequência angular (ω_0) do sistema em regime permanente.

Tendo em vista que esta expressão remete a obtenção de valores de resistências inferiores aos valores propostos pela literatura, para este modelo híbrido disponibilizado no *software* ATPDraw [68] esta resistência é modelada utilizando a série de Foster de segunda ordem [53] cujas equações podem ser vistas nas equações (3.29) e (3.30).

$$R(\omega) = R_0 + \frac{R_1 \cdot \omega^2 \cdot L_1^2}{R_1 + \omega^2 \cdot L_1^2} + \frac{R_2 \cdot \omega^2 \cdot L_2^2}{R_2 + \omega^2 \cdot L_2^2} \quad (3.29)$$

$$L(\omega) = R_0 + \frac{R_1^2 \cdot L_1}{R_1^2 + \omega^2 \cdot L_1^2} + \frac{R_2^2 \cdot L_2}{R_2^2 + \omega^2 \cdot L_2^2} \quad (3.30)$$

Levando em consideração que as resistências R_1 e R_2 , bem como as indutâncias L_1 e L_2 são desconhecidas neste modelo, é estabelecido uma rotina baseada em algoritmo genético cuja função objetivo é definida na Equação (3.31).

$$\text{Função objetivo} = \text{mín}(|R(\omega) - R_s(\omega)| + |\omega \cdot L(\omega)|) \quad (3.31)$$

Uma indutância negativa $L_0 = -(L_1 + L_2)$ é adicionada em série com a resistência do enrolamento para compensar a indutância das células de Foster. Uma restrição é colocada na indutância total $|L_0| < L$ onde L é o inverso do elemento diagonal da matriz $[A]$. A restrição é tratada simplesmente definindo $L_1 = L_2 = 0,5L$ quando a restrição é violada e, então, é dada sequência na obtenção de novos valores otimizados para R_1 e R_2 [69].

Na Figura 3.7 está representado o circuito de Foster de segunda ordem adotado no modelo de transformadores híbridos para representar a variação dos elementos série com a frequência.

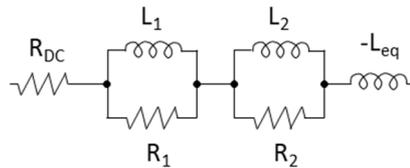


Figura 3.7: Representação da resistência em função da frequência no modelo híbrido do transformador. Adaptado de [68].

3.3.3 Configuração do núcleo ferromagnético

No modelo híbrido do transformador os fenômenos de saturação e histerese são representados pelo indutor não linear através de sua curva de saturação. É fundamental a modelagem destas características em estudos associados à qualidade de energia elétrica e proteção de sistemas elétricos, pois a não linearidade do núcleo do transformador pode causar prejuízos na operação de sistemas de distribuição e subestações elétricas [52].

A composição de indutores e resistências é representada no modelo híbrido de forma matricial que é conectada à matriz $[A]$ por meio de um enrolamento fictício entre

o núcleo ferromagnético e o enrolamento mais interno. Na Figura 3.8 tem-se a representação do núcleo adotado no modelo híbrido do transformador.

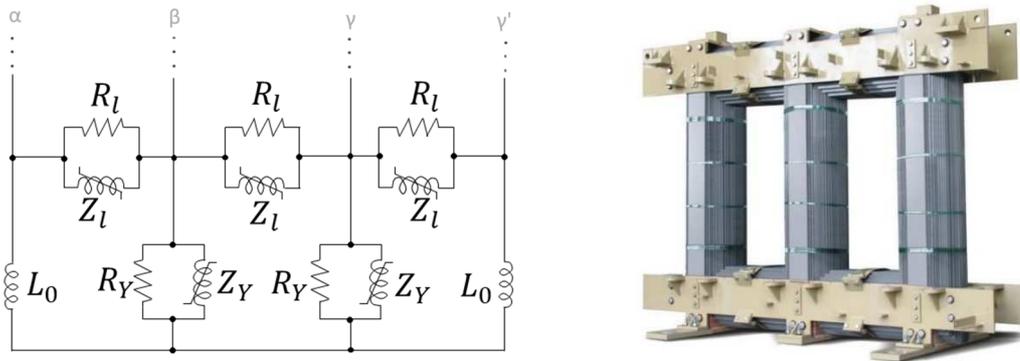


Figura 3.8: Representação do núcleo ferromagnético do tipo núcleo envolvido de três colunas. Adaptado de [68] e [70].

3.3.4 Representação das capacitâncias

A capacitância é um parâmetro fundamental de ser modelado para estudos de transitórios com frequência acima de 10 kHz. Em casos de estudos de sobretensões causadas por comutação, que são transitórios de frente lenta (da ordem de 50 Hz a 20 kHz), a capacitância também se mostra relevante [10], [71].

Os valores de capacitância dos transformadores são obtidos por meio de ensaio de dielétrico realizado pelo fabricante que em seu relatório fornece a medida de capacitância, fator de potência e fator de dissipação do transformador. Em geral realiza-se esse ensaio na frequência nominal do equipamento e o comportamento para demais frequências é determinado por padrões preestabelecidos em normas. [72]

Na Figura 3.9 está representada de forma simplificada as capacitâncias associadas aos transformadores trifásicos de dois enrolamentos, que são capacitâncias entre os enrolamentos de alta e baixa do transformador (C_{H-X}), capacitâncias entre o enrolamento de alta tensão e a carcaça do transformador (C_{H-T}) e capacitâncias entre o enrolamento de baixa tensão e a carcaça do transformador (C_{X-T}).

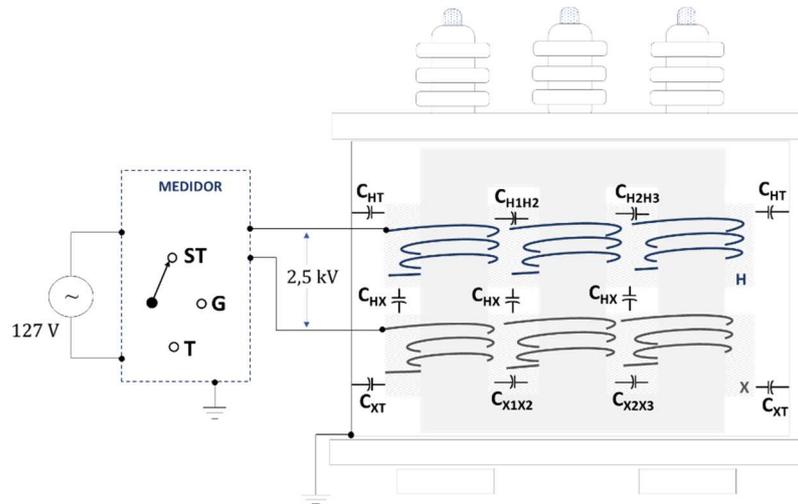


Figura 3.9: Configurações básicas do teste de isolamento.

No modelo híbrido do transformador, além de considerar estes mencionados valores de capacitâncias observa-se que na Figura 3.4 tem-se representada para transformador trifásico de núcleo envolvido as capacitâncias entre enrolamentos de alta tensão, H1-H2 e H2-H3. Entende-se que de posse das dimensões internas do transformador é possível calcular estas capacitâncias, porém na falta desta informação física do transformador se é possível estabelecer estas capacitâncias por meio de cálculos aproximados [58].

O ensaio de fator de potência do isolamento consiste em injetar tensão no enrolamento sob teste e coletar medições de potência e corrente que circulam entre os terminais nas configurações básicas de teste das quais se pode extrair os seguintes dados:

- Medição do isolamento entre os terminais de alta tensão e baixa tensão e carcaça (posição da chave seletora de baixa tensão do dispositivo de ensaio em T),
- Medição do isolamento entre o terminal de alta tensão e a carcaça (posição da chave seletora do dispositivo de ensaio em G - teste em equipamento aterrado),
- Medição do isolamento entre os terminais de alta tensão e baixa tensão (posição da chave seletora em ST - teste em equipamento isolado),
- Medição do isolamento entre os terminais de baixa tensão e alta tensão (posição da chave seletora em ST),

- Medição do isolamento entre os terminais de baixa tensão e alta tensão e carcaça (posição da chave em T),
- Medição do isolamento entre os terminais de baixa tensão e carcaça (posição da chave em G).

3.4 Modelo para alta frequência

Rigorosamente falando, um modelo de alta frequência do transformador demanda a representação detalhada dos enrolamentos e do núcleo. Enquanto que os enrolamentos passam a ser representados por circuitos RLC distribuídos, o núcleo torna-se um circuito magnético com parâmetros não lineares e variantes na frequência. Para a construção de tal modelo, faz-se necessário dispor de informações detalhadas da geometria e dos materiais empregados no equipamento. Como já mencionado, essas informações tipicamente não são disponibilizadas pelos fabricantes. Somado a isso, tem-se o aumento da complexidade computacional necessária para a implementação do modelo.

Para esse universo de pesquisa encontra-se na literatura o uso de elementos finitos para a modelagem do transformador, no qual o núcleo é representado por equações estabelecidas para condição de contorno a fim de absorver todo o fluxo gerado pelos enrolamentos [73], [74].

O modelo de circuito equivalente para atendimento ao estudo de transitórios requer uma implementação de componentes adicionais no intuito de expandir a sua representatividade quanto à resposta em frequência. Os elementos de parâmetros concentrados de maior relevância para incorporação no modelo convencional são as capacitâncias associadas ao isolamento do transformador, pois é o efeito entre as capacitâncias e indutâncias intrínsecas ao modelo que geram os pontos de ressonâncias verificados na curva de resposta em frequência medida em campo.

Seguindo essa linha de pesquisa, a caracterização do transformador é dada a partir de sua resposta terminal, perdendo nesse caso, a relação do modelo com o equipamento real. A representação das capacitâncias existentes nos enrolamentos do transformador para esse modelo é dada por elementos equivalente conforme mostrado na Figura 3.10.

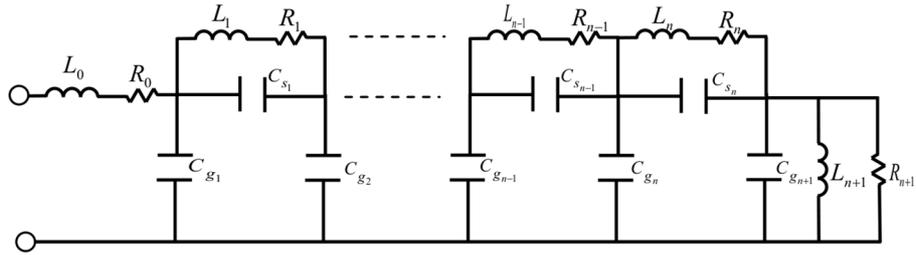


Figura 3.10: Modelo de transformador adotado para alta frequência [75].

Na Figura 3.10 tem-se para a representação do núcleo magnético os elementos R_{n+1} , que representa as perdas no núcleo, L_{n+1} , que diz respeito à indutância de magnetização do núcleo e C_{gn+1} que representa a capacitância do isolamento entre as lâminas de aço do núcleo. Nesse modelo proposto por [75], os enrolamentos são representados por (1 a n) conjuntos de bobinas, sendo que os elementos indutivos L (1 a n) consistem nas indutâncias próprias e resistivos R (1 a n) representam as perdas do cobre de cada conjunto de bobinas. Os termos R_0 e L_0 representam as conexões entre o enrolamento e a bucha. E, para completar o modelo, os termos C_s (1 a n) representam as capacitâncias entre os discos, bobinas ou camadas do enrolamento e C_g (1 a n) representam as capacitâncias entre cada conjunto de bobinas do enrolamento do transformador e as suas partes aterradas (núcleo e tanque).

Na literatura é explorado também o modelo semelhante ao exposto na Figura 3.10, porém com a representação dos parâmetros distribuídos [76].

3.5 Modelo a partir de medição terminais de admitância

Muito embora não abordado no presente trabalho, há ainda uma possível formulação híbrida na qual combina-se as medições das impedâncias do transformador. Há a possibilidade de se estudar os efeitos dos fenômenos transitórios no transformador partindo da forma analítica por meio da matriz de admitância do equipamento. Ressalta-se que para esse modelo só é possível ter acesso aos dados dos terminais, sendo denominado Caixa Preta.

Os elementos da matriz de admitância de curto-circuito podem ser obtidas por meio da relação da medição de corrente que flui no terminal dividida pela tensão aplicada a esse mesmo terminal mantendo os demais terminais aterrados [77]. Para a obtenção da matriz completa faz-se necessário realizar essa medição em todos os terminais do transformador.

A modelagem da matriz de admitância em conjunto com a matriz de perdas, conforme visto na Figura 3.11 representa de forma adequada o comportamento do transformador em sistema balanceado e em regime permanente.

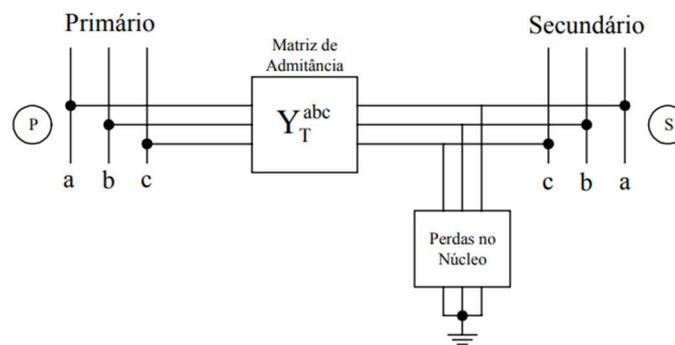


Figura 3.11: Modelo de admitância do transformador. [78].

Nessa dissertação a matriz de admitância é montada com base nas medições em campo dos elementos por meio do ensaio de varredura em frequência, cujo detalhamento pode ser visto no capítulo 4.

Pretende-se, com isso, comparar a resposta desse modelo matemático desenvolvido para um determinado transformador com as curvas medidas entre seus terminais para as configurações de ensaio padronizadas por norma [25].

3.6 Modelo de ajuste vetorial

O modelo de transformadores feito por meio de ajuste vetorial consiste na aplicação do método numérico estabelecido pelo algoritmo denominado *Vector Fitting* (VF) [13], [16], [61], [79] que calcula a aproximação de função racional de uma estrutura multiporta linear, com base nas respostas em frequência simuladas ou medida. A partir desta modelagem não é possível obter detalhes construtivos do transformador, sendo desta forma categorizado como modelo Caixa Preta.

Com o uso do VF é possível realocar um conjunto de polos reais e/ou complexo conjugados de forma a obter uma aproximação racional que se mostrou precisa em diversas aplicações, seja para dados medidos ou calculados em uma dada faixa de frequência. Portanto, dada uma função $f(s)$, ela pode ser aproximada por uma representação em espaço de estados, conforme equação (3.32).

$$\mathbf{f}(s) \approx \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} + s\mathbf{E} \quad (3.32)$$

Ou pode ser expressa na forma de polos e resíduos, conforme equação (3.33).

$$\mathbf{f}(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{\mathbf{R}_n}{s - a_n} + \mathbf{D} + s\mathbf{E} \quad (3.33)$$

Na equação (3.32) a matriz \mathbf{A} contém apenas polos reais ou complexos conjugados, e cuja dimensão $N \times N$ corresponde ao número de polos considerados na aproximação, a matriz \mathbf{C} contém elementos reais ou complexo conjugados, \mathbf{B} é uma matriz seletora contendo 1 ou 0 e os termos \mathbf{D} e \mathbf{E} são sempre reais positivo. Na equação (3.33) \mathbf{R}_n é a matriz de resíduos contendo elementos reais ou pares complexos conjugados.

A acurácia do ajuste VF realizado é medida por meio do valor de erro quadrático médio (*root mean square error* – *RMS-error*) dado pela equação (3.34).

$$RMS - error(x, y) = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{N_c} (\sum_{i=1}^{N_s} |(y_i - x_i)^2|)}}{\sqrt{N_c \times N_s}} \quad (3.34)$$

O termo x_i , com dimensão (N_c , N_s), diz respeito a curva de referência selecionada para ser ajustada por meio de aproximação racional, o termo y_i , com dimensão (N_c , N_s) corresponde à aproximação racional realizada, N_c é o número de elementos da curva de referência e N_s é o número de amostras de frequência.

Inicialmente buscou-se o ajuste racional das curvas de impedância do enrolamento dos transformadores em estudo, contudo, a impedância do transformador atinge valores da ordem de 10^6 sendo que a apuração de poucos desvios contamina a qualidade do ajuste como um todo. Para os casos considerados neste estudo, a aproximação racional levou a

erros RMS na ordem de 10^4 . Diante o exposto, buscou-se avaliar também a curva ajustada por meio do valor médio das diferenças ponto a ponto obtidas entre as curvas sob análise, conforme equação (3.35).

$$desvio\% = \left(\frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \frac{|y_i - x_i|}{|x_i|} \right) \times 100 \quad (3.35)$$

Em que, o termo x_i , diz respeito a curva de referência selecionada para ser ajustada por meio de aproximação racional, o termo y_i , corresponde à aproximação racional realizada e N_s é o número de amostras de frequência.

O método *Matrix Fitting* (MF) é um aprimoramento do VF desenvolvido por Gustavsen e Semley [62]. A rotina MF verifica a passividade da função racional aproximada com o objetivo de garantir a validade do processo de ajuste. Nesta rotina é calculado os autovalores em toda a faixa de frequência e feita a análise da componente real. Há a possibilidade de assegurar a passividade no processo de ajuste nos casos em que a função racional aproximada viole o critério da passividade. Nestes casos é feito a realocação dos zeros através da variação dos resíduos [80].

Na rotina MF, a função a ser aproximada pode ser um escalar complexo ou um vetor com elementos complexos. Em caso de modelagem por um vetor com elementos complexos, todos os elementos do vetor são aproximados por funções racionais compartilhando os mesmos polos [80].

A análise da resposta transitória do transformador pode ser desenvolvida a partir das rotinas VF e MF cujo código fonte, feito no *software* MATLAB®, é de domínio público [14].

É possível estabelecer um circuito RLC equivalente à síntese por função racional produzida pelas rotinas VF e MF. Destaca-se que esses elementos passivos não possuem vínculo direto com o modelo físico do transformador.

3.7 Modelo de transformadores inteligentes

Com o avanço da tecnologia associada aos materiais semicondutores há interesse do setor elétrico em buscar soluções que utilizem deste insumo para mitigar os impactos causados pela inserção de geração distribuída e redes inteligentes. Observa-se concentração de esforços no desenvolvimento de transformadores de estado sólido (*Solid-State Transformers* - SST) que basicamente são dispositivos de transformação dotados de tecnologia de eletrônica de potência e conversores eletrônicos [81], [82]. Estudam-se a possibilidade de substituição de transformadores de distribuição por este novo dispositivo que possui a vantagem de ser mais leve e compacto do que o transformador convencional. O SST também pode ser usado para auxiliar na regulação de tensão, controle de fluxo de energia, limitação de corrente de falha e compensação de queda de tensão [83].

A modelagem do SST engloba o transformador de alta frequência, cujo modelo simplificado basicamente é compreendido pelo modelo convencional do transformador acrescido de capacitâncias, integrado a conversores e elementos de chaveamento aplicado em eletrônica de potência [84].

3.8 Diagnóstico de modelo caixa preta baseado em condição

Para o usuário final é fundamental que o modelo do transformador proporcione um diagnóstico preciso, porém não é relevante ter conhecimento de toda a sua estrutura interna, mas sim, a forma como este equipamento se relaciona com o sistema ao qual se está conectado.

Diante o exposto, com base em um modelo caixa preta do transformador foram desenvolvidas ferramentas que utilizam algoritmos inteligentes que processam dados associados à condição do transformador (físicos, mecânicos e operacionais) para a avaliação do estado do equipamento, que pode ser dada em tempo real ou mostrada via diagnóstico específico [85].

Esta linha de pesquisa é aplicada na manutenção baseada na condição (*condition-based maintenance* - CBM) que fornece subsídios para o monitoramento do transformador a fim de evitar falhas indesejáveis e atuar de forma preventiva [85].

Observa-se em estudo recente que os métodos de aprendizado de máquinas são aplicáveis no diagnóstico de transformadores para a detecção precoce de problemas técnicos. Entende-se que o gerenciamento de ativo dotado de informações provenientes de redes com inteligência artificial é crucial para evitar danos maiores e garantir a confiabilidade do sistema elétrico [17]. Mas, para isso é necessário dotar de um arcabouço de informações técnicas que muitas vezes se encontram dispersas, armazenada em bancos de dados distintos e não padronizados. Das diversas técnicas existentes para avaliar a saúde do transformador, há aplicações das quais os dados de entrada faltantes ou incompletos são tratados [86].

3.9 Discussão do capítulo

Neste capítulo foi feita uma revisão bibliográfica a respeito dos modelos de transformadores adotados em estudos elétricos conforme a sua aplicação. Detalhou-se os modelos mais usuais aplicado para baixas e médias frequências e foi explorado os modelos disponibilizados na literatura para altas frequências, bem como, modelos estabelecidos a partir de dados de medição. Este último foi o modelo escolhido para o desenvolvimento do estudo proposto. Além disso foi abordado de forma sucinta sobre as novas pesquisas a respeito de modelagens de transformadores inteligentes e o uso de inteligência artificial para exploração de diagnósticos relacionados ao desempenho do equipamento frente ao novo cenário do sistema elétrico.

Capítulo 4.

Metodologia e Resultados

4.1 Desenvolvimento do estudo

Esse estudo se atém à comparação dos espectros em frequência de transformadores fabricados com enrolamentos de alumínio e cobre com o objetivo de verificar de forma qualitativa se há diferenças impactantes no comportamento desses equipamentos frente a frequência distinta da rede de operação.

Adotou-se como insumo as medidas de SFRA coletadas em campo, sendo algumas delas proveniente de ensaio executado pela própria autora e outros adquiridos do banco de dados histórico do equipamento. Levou-se em consideração a montagem do ensaio SFRA sob a ótica dos testes normatizados visto na Tabela 2.5.

Na Figura 4.1 é visto um exemplo de configuração de montagem do ensaio SFRA no qual se estabelece a medida entre os terminais de alta tensão do transformador, H_1 e H_2 , com os demais terminais em aberto.

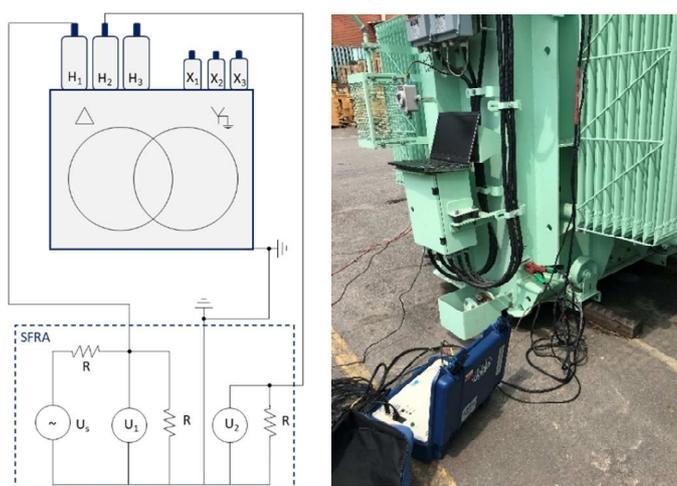


Figura 4.1: Diagrama de referência para montagem do ensaio SFRA.

Para este trabalho utilizou-se curvas medidas em campo a partir do dispositivo gerador de sinais cujas configurações seguem informadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Configurações adotadas no ensaio SFRA

Faixa de frequência medida	20,07 a 1.989.018,917 Hz
Quantidade de Pontos coletados	1041
Resistência da fonte (R)	50 Ω
Resistência utilizada para referência (R)	50 Ω
Resistência a ser medida o sinal de saída (R)	50 Ω
Tensão de entrada (U_s)	20 V _{pico}

Neste trabalho foram selecionados cinco transformadores, cujas descrições simplificadas seguem identificadas na Tabela 4.2, nos quais as análises sob o olhar da função de transferência entre os sinais de tensão medidos, $H(s)$, e da impedância, $Z(s)$, são expostas segregadas em amplitude e fase. Ressalta-se que a ligação desses transformadores é delta-estrela aterrado (Dyn1).

Tabela 4.2: Relação de transformadores avaliados no estudo.

TR	Sn [MVA]	RT [kV]	Zcc [%]	Material do enrolamento	Fabricante
A	3	25,6/13,8	5,03	Alumínio	Fab. 1
B	3	25,6/13,8	5,04	Alumínio	Fab. 1
C	2	25,6/13,8	4,88	Alumínio	Fab. 1
D	2	25,6/13,8	6,01	Cobre	Fab. 2
E	3	25,6/13,8	6,98	Cobre	Fab. 3

Todas as comparações realizadas nesta dissertação foram divididas em três faixas de frequências características sendo a faixa 1 de 20 a 600 Hz, faixa 2 de 600 Hz a 10 kHz e faixa 3 compreendida entre 10 kHz e 2 MHz, no intuito de observar os comportamentos característicos do transformador ao longo do espectro em frequência [87].

Na Figura 4.2 tem-se uma representação esquemática do desenvolvimento do estudo e as premissas adotadas em cada etapa.

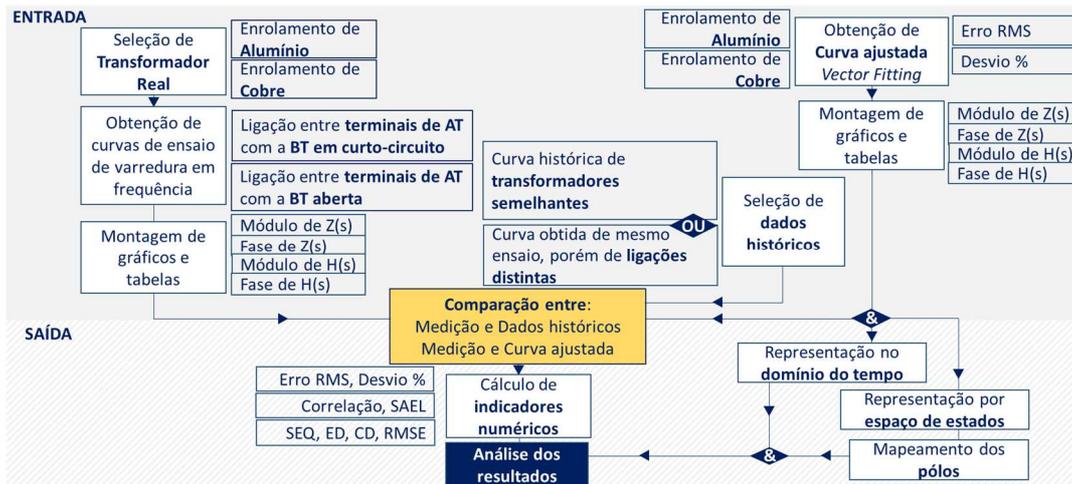


Figura 4.2: Fluxograma da metodologia aplicada no estudo.

Adotou-se o uso de indicadores numéricos, cujas formulações constam detalhadas na seção 4.2, com o intuito de estabelecer parâmetros comparativo entre as curvas da função de transferência $H(s)$, e entre as curvas de impedância, $Z(s)$, obtidas por meio do ensaio SFRA feito nos cinco transformadores avaliados.

Para consolidar os resultados apurados dos indicadores numéricos foi estabelecida a premissa de classificação da análise comparativa em três condições atreladas a relação de similaridade entre as curvas avaliadas, conforme Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Métrica de avaliação a partir dos indicadores.

++	Curvas correspondentes	Obeve-se resultado do indicador coerente e dentro do limite pré-definido.
+	Parcial	Dentre os resultados apurados há violação das premissas em uma ou mais faixa de frequência.
-	Curvas não correspondentes	Indicador pouco representativo havendo a necessidade de buscar informações complementares para certificar o resultado apurado.

Inicialmente realizou-se a comparação entre modelos de transformadores semelhantes de mesmo padrão construtivo fabricados com enrolamentos de alumínio no intuito de validar os parâmetros comparativos propostos neste estudo. Para a análise dos transformadores com enrolamento de cobre adotou-se a alternativa de comparação das curvas de $H(s)$ e $Z(s)$ provenientes do mesmo transformador, porém coletadas pelo ensaio SFRA a partir de distintas configurações de ligação de seus terminais.

Também foi realizado a comparação entre modelos de transformadores com potências distintas cujos enrolamentos são fabricados com mesmo material na tentativa de estabelecer uma relação entre eles. Os resultados comparativos feitos com base nas medições em campo estão disponíveis para consulta no Apêndice A.

Visando uma melhor exposição dos resultados, na seção 4.3 encontram-se as análises comparativas das curvas sintetizadas por meio do método *Vector Fitting* a partir da função de transferência $H(s)$ dos três transformadores com enrolamento de alumínio (TR. A, TR. B e TR. C) e, na seção 4.4 estão as análises feita considerando os dois transformadores com enrolamento de cobre (TR. D e TR. E). Cabe destacar que nestas referidas seções também se encontram as avaliações comparativas entre as impedâncias de curto-circuito, Z_{cc} , e a impedância medida por meio do ensaio SFRA, Z_{sfra} , para a frequência de 60 Hz.

Utilizou-se a parametrização mostrada na Tabela 4.4 para a obtenção de adequadas sínteses racionais dadas a partir de medições de varredura em frequência coletadas para as distintas configurações de ensaio adotadas no estudo.

Tabela 4.4: Premissas adotadas no ajuste vetorial.

Parâmetros	Descrição das opções disponibilizadas no VF	Opção adotada
<i>opts.stable</i>	= 0 → polos instáveis são mantidos inalterados na função racional estabelecida. = 1 → polos instáveis são convertidos em polos estáveis na função racional estabelecida.	= 1
<i>opts.asymp</i>	= 0 → modelo com parcelas $D=0, E=0$. = 1 → modelo com parcelas $D \neq 0, E=0$. = 2 → modelo com parcelas $D \neq 0, E \neq 0$.	= 1 → para síntese das curvas de $Z(s)$ = 2 → para síntese das curvas de $H(s)$

	= 1 → restrição de não trivialidade relaxada.	
<i>opts.relax</i>	= 0 → restrição de não trivialidade padrão.	= 1
	= 0 → identificação do polo por meio das parcelas C, D e E da função em espaço de estados.	
<i>opts.skip_pole</i>	= 1 → uso de polos iniciais como polos finais.	= 0
	= 0 → identificação do resíduo por meio das parcelas C, D e E do modelo em espaço de estados.	
<i>opts.skip_res</i>	= 1 → pula o cálculo de C, D e E, mantendo estas parcelas nulas.	= 0
	= 1 → o modelo de espaço de estados tem conjugado real e complexo. A variável de saída A é diagonal (e esparsa).	
<i>cmplx_ss</i>	= 0 → o modelo de espaço em estados possui apenas parâmetros reais. A variável de saída A é quadrada com blocos 2x2 (e esparsos).	= 0

Apesar dos polos da função racional serem representação matemática, não assegurando a condição de similaridade com os polos reais do transformador, tomou-se o cuidado de garantir para esta síntese que a representação seja feita somente por polos estáveis.

Ressalta-se que foi adotado para síntese das curvas de $H(s)$ o uso do modelo completo de espaço de estados considerando a parcela **E**, tendo em vista que representa as capacitâncias internas do modelo, que para este caso são representativas. Já para os ajustes vetoriais feitos a partir das curvas de $Z(s)$ foi considerado como premissa a parcela **E** nula.

Dois pontos importantes devem ser determinados previamente ao cálculo da função racional que interferem significativamente no resultado final. Um deles consiste em estabelecer os polos iniciais da função matemática, o outro ponto se trata do número de iterações predefinido para o cálculo do VF.

Para essas sínteses foi adotada a distribuição logarítmica de N polos iniciais com a frequência variando 0 a 2 MHz. Estabeleceu-se o limite de 100 iterações e criou-se

cenários cujo valor de N variou entre 10 e 50 a fim de obter a curva sintetizada que mais se aproximasse da curva real tomando como alvo o mínimo valor da raiz do erro médio quadrático. Observou-se a partir deste levantamento que o ajuste vetorial realizado para estes transformadores alcançou razoável representação a partir de N igual a 40 polos, sendo adotado como valor padrão para o estabelecimento de todas as curvas racionais sintetizadas geradas neste trabalho.

Ressalta-se que os ajustes realizados a partir das curvas de $Z(s)$ obtiveram valores de erro médio quadrático muito elevados. Observa-se que o pico de ressonância representado no ajuste foi estabelecido em um ponto deslocado da curva de referência. Como os valores associados a impedância possuem ordem de grandeza de 10^5 verificou-se que essa diferença repercute em expressivos erros apurados.

Sendo assim, também foi adotado no estudo a métrica do desvio percentual entre as curvas medidas e curvas racionais sintetizadas em relação ao valor medido de referência. Estes desvios foram usados para definir a quantidade de iteração aplicada ao VF para cada curva de $Z(s)$. O detalhamento dos ajustes vetoriais realizados entre as curvas de $Z(s)$ e as comparações por meio de indicadores numéricos para os transformadores com enrolamento de alumínio e cobre podem ser vistos no Apêndice B.

Na sequência foi feita a avaliação do espaço de estados, em especial do ponto de vista qualitativo de mapeamento dos polos, na busca por diferenças verificadas entre os pares de transformadores com potências semelhantes, porém fabricados com enrolamentos de materiais distintos (alumínio e cobre). Essas análises foram estabelecidas para os pares de transformadores de 2 MVA (TR. C e TR. D) e de 3 MVA (TR. A e TR. E). Também foi feita uma avaliação temporal a partir das curvas sintetizadas para verificar as diferenças entre as frequências de oscilação e tempo de atenuação frente a um sinal de impulso. O detalhamento desta avaliação comparativa entre enrolamentos de alumínio e cobre encontra-se na seção 4.5.

Como já foi dito anteriormente, as análises das curvas de ensaio SFRA dizem respeito ao comportamento de segmentos do transformador. Sendo assim, a montagem da matriz de admitância do transformador TR. E foi estabelecida com base nas medições SFRA de cada terminal do transformador para verificar similaridade, em especial no

quesito de disposição dos polos considerando uma representação global do equipamento. O detalhamento desta análise pode ser visto na seção 4.6.

4.2 Indicadores numéricos

4.2.1 Coeficiente de correlação (r)

O coeficiente de correlação de Pearson (r) é um indicador numérico que qualifica a correspondência linear entre dois valores ou curvas [88], sendo que na análise de seu resultado os valores que se aproximam de 0 (zero) se tratam de amostras que não possuem conexão e, em contrapartida, os resultados que se aproximam de 1 (um) significam que a amostra possui similaridade. A equação (4.1) consta a formulação do referido indicador, em que, para esse estudo, x_i e y_i são os i -ésimos elementos das curvas avaliadas em função da frequência e N é o número total da amostra de frequência.

$$r(x, y) = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i \times y_i)}{\sqrt{(\sum_{i=1}^N x_i^2) \times (\sum_{i=1}^N y_i^2)}} \quad (4.1)$$

Adotou-se como premissa neste estudo o valor do módulo de r maior que 0,8 para indicar correspondência entre as curvas avaliadas.

4.2.2 Soma absoluta do erro logarítmico (SAEL)

O indicador numérico SAEL em sua formulação utiliza dados em escala logarítmica, sendo mais recomendado para avaliação da relação entre as curvas de impedância dos transformadores realizadas por esse estudo, pois em geral, as avaliações dos resultados de resposta em frequência por motivos de melhor visualização também são expressas em escala logarítmica [88]. Segue na equação (4.2) a formulação adotada para esse indicador, sendo que x_i e y_i são os i -ésimos elementos das curvas em função da frequência referente ao par de transformadores sob análise, sendo o x_i o valor de referência, e N é o número total da amostra de frequência.

$$SAEL(x, y) = \frac{\sum_{i=1}^N |20\text{Log}_{10}y_i - 20\text{Log}_{10}x_i|}{N} \quad (4.2)$$

Foi estabelecido neste trabalho para fins de análise comparativa o valor de SAEL menor que 5 para indicar correspondência entre as curvas avaliadas.

4.2.3 Soma do erro quadrático (SEQ)

O indicador SEQ é adotado para comparar dados com pequenas variações, pois sua formulação é embasada na diferença entre os elementos avaliados.

Conforme exposto em [88], o desvio padrão e a raiz quadrada média são dados estatísticos que podem ser classificados como um indicador de soma do erro quadrático (SEQ). Sendo assim, para esse estudo utilizou-se a formulação de SEQ representada na equação (4.3), em que x_i e y_i são os elementos do par de curvas em função da frequência das quais se está realizando a análise e N diz respeito ao número total da amostra.

$$SEQ(x, y) = \frac{\sum_{i=1}^N (y_i - x_i)^2}{N} \quad (4.3)$$

Vale ressaltar que este indicador é fortemente influenciado por pontos de pico e vale de valores relativamente distintos [88], pois grandes diferenças são agregadas ao indicador com seus valores elevados ao quadrado. Com isso, foi verificado que a aplicação deste indicador neste trabalho não se mostrou representativa em determinadas análises, em especial nas comparações feitas entre as curvas de Z(s).

Tendo em vista esta volatilidade dos valores obtidos por este indicador mediante diferenças expressivas entre a curva avaliada e a curva de referência medida, adotou-se o valor de SEQ menor que 10 para indicar correspondência entre o par analisado.

4.2.4 Distância euclidiana (*Euclidean Distance* - ED)

O cálculo da distância euclidiana (ED) é baseado no teorema de Pitágoras e foi aplicado neste trabalho para avaliar a diferença entre as distâncias de duas curvas de amplitude de H(s) ou Z(s) representados no espaço bidimensional. De acordo com a

equação (4.4), x_i e y_i são os i -ésimos elementos da curva de amplitude avaliada na resposta em frequência referente ao par de transformadores sob análise, sendo o x_i o valor de referência da curva de amplitude, e N é o número total da amostra de frequência [9].

$$ED(x, y) = \sqrt{\sum_{i=1}^N (y_i - x_i)^2} \quad (4.4)$$

Ressalta-se que este indicador foi aplicado nas comparações apenas das curvas de amplitude a fim de adotar a mesma metodologia vista em [9]. E, considerou-se para a avaliação de aderência entre as curvas, o valor de ED menor que 0,05.

4.2.5 Distância complexa (*Complex Distance - CD*)

O cálculo da distância complexa (CD) possibilita avaliação conjunta das curvas de módulo e ângulo de $H(s)$ e $Z(s)$. Na Equação (4.5) tem-se que x_i e y_i são os i -ésimos elementos de $H(s)$ e $Z(s)$ referente ao par de transformadores sob análise em função da frequência, sendo o x_i o valor de referência [9].

$$CD(x, y) = \sqrt{\left[\sum_{i=1}^N (x_i \cos \varphi_{xi} - y_i \cos \varphi_{yi})^2 + (x_i \sin \varphi_{xi} - y_i \sin \varphi_{yi})^2 \right]} \quad (4.5)$$

Para este estudo considerou-se para a avaliação de aderência entre as curvas o valor de CD menor que 0,05.

4.2.6 Erro médio quadrático (*Root Mean Square Error - RMSE*)

O cálculo do erro médio quadrático (RMSE) possibilita através da avaliação da diferença média entre os valores da curva analisada e da curva de referência, identificar o quanto o valor analisado está próximo da referência, sendo comumente aplicado para avaliação da precisão entre modelos e medidas de referência. Neste caso, quanto menor o valor obtido pelo indicador RMSE mais preciso é o modelo analisado. Na equação (4.6) x_i e y_i são os i -ésimos elementos das curvas avaliadas referente ao par de transformadores

sob análise, sendo o x_i o valor de referência e N é o total de elementos contidos na curva avaliada [9].

$$RMSE(x, y) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(\frac{|y_i| - |x_i|}{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x_i|} \right)^2} \quad (4.6)$$

Observou-se na literatura duas formulações distintas aplicadas para o cálculo do erro médio quadrático, sendo ambas adotadas neste trabalho, porém em momentos diferentes de análises feitas por este estudo.

De acordo com [14], o *RMS-error* aplicado no algoritmo do VF é dado pela equação (3.34) no qual, como já mencionado anteriormente foi utilizado para obter o número ótimo de iterações adotadas para a obtenção das curvas racionais sintetizadas. Já a equação (4.6) [9] foi aplicada na etapa de análise comparativas das curvas medidas e sintetizadas de $H(s)$ e $Z(s)$.

Para análise comparativa entre as curvas feitas por este trabalho segregadas por faixa de frequência foi estabelecido o valor de RMSE menor que 0,05 para indicar correspondência entre as curvas avaliadas.

4.3 Transformadores com enrolamento de alumínio

A seguir são expostos os principais resultados comparativos das curvas de função de transferência, $H(s)$, extraídas de medições SFRA provenientes dos transformadores com enrolamento de alumínio em relação ao modelo *Vector Fitting* feito para compor as demais análises qualitativas propostas por este trabalho.

4.3.1 Comparação de dados de placa e ensaios

A partir da adoção de modelos convencionais para a representação do transformador, verifica-se que a impedância do equipamento mostrada em dados de placa

está associada ao fluxo de dispersão relacionado aos enrolamentos de alta tensão (AT) e baixa tensão (BT).

A impedância Z_{cc} , dada em ohms, mostrada na Tabela 4.5 foi calculada com base nas formulações disponibilizadas na literatura aplicada em modelo de transformador para baixas frequências [66], conforme Figura 3.1.

Nesse estudo Z_{cc} foi utilizado para comparação com o valor de impedância dada a partir do ensaio de varredura em frequência, Z_{sfra} . Vale ressaltar que essas impedâncias não refletem um mesmo modelo de circuito elétrico.

Tabela 4.5: Transformadores com enrolamento de Alumínio - comparação em 60 Hz.

TR	Z_{cc} [%]	Sn [MVA]	Z_{cc} [Ohm]	$Z_{sfra} - H_1H_2$ BT em curto [Ohm]	$Z_{sfra} - H_2H_3$ BT em curto [Ohm]	$Z_{sfra} - H_3H_1$ BT em curto [Ohm]
A	5,03	3	10,988	24,640	24,566	23,690
B	5,04	3	11,010	24,990	24,190	24,240
C	4,88	2	15,991	43,200	39,466	40,971
Razão entre B e A		1	1,002	1,014	0,985	1,023
Razão entre C e A		0,667	1,455	1,753	1,606	1,729

A impedância percentual fornecida na placa do transformador se trata do valor de impedância de sequência positiva calculado na base de potência e tensão nominal do transformador. No caso das impedâncias extraídas do ensaio de espectro em frequência mostradas na Tabela 4.5, a tensão aplicada é de pico, sendo as medidas coletadas entre dois terminais de AT com a BT conectada em curto-circuito.

A fim de detalhar melhor o exposto acima, segue desenvolvimento matemático para a obtenção da parcela de impedância calculada com base nessas medições do ensaio SFRA apresentadas na Tabela 4.5.

Para transformadores trifásicos, a Lei de Ohm é estabelecida conforme equação (4.7):

$$\begin{bmatrix} V_{H1} \\ V_{H2} \\ V_{H3} \\ V_{X1} \\ V_{X2} \\ V_{X3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{H1H1} & Z_{H1H2} & Z_{H1H3} & Z_{H1X1} & Z_{H1X2} & Z_{H1X3} \\ Z_{H2H1} & Z_{H2H2} & Z_{H2H3} & Z_{H2X1} & Z_{H2X2} & Z_{H2X3} \\ Z_{H3H1} & Z_{H3H2} & Z_{H3H3} & Z_{H3X1} & Z_{H3X2} & Z_{H3X3} \\ Z_{X1H1} & Z_{X1H2} & Z_{X1H3} & Z_{X1X1} & Z_{X1X2} & Z_{X1X3} \\ Z_{X2H1} & Z_{X2H2} & Z_{X2H3} & Z_{X2X1} & Z_{X2X2} & Z_{X2X3} \\ Z_{X3H1} & Z_{X3H2} & Z_{X3H3} & Z_{X3X1} & Z_{X3X2} & Z_{X3X3} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{H1} \\ I_{H2} \\ I_{H3} \\ I_{X1} \\ I_{X2} \\ I_{X3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_H \\ \mathbf{V}_X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_H & \mathbf{Z}_M \\ \mathbf{Z}_M^T & \mathbf{Z}_X \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{I}_H \\ \mathbf{I}_X \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Sendo assim, a tensão do lado de alta do transformador pode ser obtida pela equação (4.8).

$$\mathbf{V}_H = \mathbf{Z}_H \times \mathbf{I}_H + \mathbf{Z}_M \times \mathbf{I}_X \quad (4.8)$$

Considerando que a baixa tensão está conectada em curto-circuito, tem-se que as tensões verificadas nos terminais secundários do transformador são nulas, logo:

$$\begin{aligned} 0 &= \mathbf{Z}_M^T \times \mathbf{I}_H + \mathbf{Z}_X \times \mathbf{I}_X \\ -\mathbf{Z}_M^T \times \mathbf{I}_H &= \mathbf{Z}_X \times \mathbf{I}_X \\ -\mathbf{Z}_X^{-1} \times \mathbf{Z}_M^T \times \mathbf{I}_H &= \mathbf{I}_X \end{aligned} \quad (4.9)$$

Substituindo a equação (4.9) em (4.8) tem-se a tensão AT estabelecida pela equação (4.10):

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_H &= (\mathbf{Z}_H - \mathbf{Z}_X^{-1} \times \mathbf{Z}_M^T \times \mathbf{Z}_M) \times \mathbf{I}_H \\ \mathbf{V}_H &= \mathbf{Z}_{RED} \times \mathbf{I}_H \end{aligned} \quad (4.10)$$

Sendo os elementos da matriz \mathbf{Z}_{RED} identificados por:

$$\mathbf{Z}_{RED} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

E, substituindo a equação (4.11) em (4.10) tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_{H1} \\ V_{H2} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{H1} \\ I_{H2} \\ I_{H3} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Logo, a diferença de potencial medida entre os terminais de alta tensão H_1 e H_2 pode ser expressa analiticamente a partir da equação (4.13).

$$\begin{aligned}
V_{H1} - V_{H2} &= Z_{11} \times I_{H1} + Z_{12} \times I_{H2} + Z_{13} \times I_{H3} \\
&\quad - Z_{12} \times I_{H1} - Z_{22} \times I_{H2} - Z_{23} \times I_{H3}
\end{aligned} \tag{4.13}$$

Também a partir da equação (4.12) é possível obter a relação da corrente I_{H3} demonstrada na equação (4.14).

$$\begin{aligned}
Z_{13} \times I_{H1} + Z_{23} \times I_{H2} + Z_{33} \times I_{H3} &= 0 \\
I_{H3} &= \frac{-Z_{13} \times I_{H1} - Z_{23} \times I_{H2}}{Z_{33}}
\end{aligned} \tag{4.14}$$

Substituindo (4.14) em (4.13) e considerando que $I_{H2} = - (I_{H1})$, tem-se:

$$V_{H1} - V_{H2} = \left[Z_{11} - 2 \times Z_{12} + Z_{22} - \frac{Z_{13} \times Z_{23}}{Z_{33}^2} (Z_{23} - Z_{13}) \right] \times I_{H1} \tag{4.15}$$

Portanto, a impedância verificada entre os terminais de alta tensão, H_1 e H_2 , com a baixa tensão em curto-circuito está associada as impedâncias próprias dos enrolamentos e suas mútuas, como pode ser visto na equação (4.15).

Diante estas considerações, para o ponto de operação em 60 Hz, observa-se a partir da Tabela 4.5 que a diferença entre o valor de impedância média calculada a partir da medição SFRA e a impedância de curto-circuito dos transformadores A e B é cerca de 20% de Z_{cc} . Ao observar os valores de Z_{cc} de TR. A e TR. B, percebe-se uma pequena diferença de aproximadamente 0,2%, ao passo que a diferença média dos valores de Z_{sfra} é em torno de 1,41%. Para os valores apurados de Z_{cc} e Z_{sfra} do TR. A e TR. C é visto uma diferença de 57% entre o valor médio deles. A diferença entre Z_{cc} do TR. A e TR. C é cerca de 37%, enquanto que para Z_{sfra} essa diferença fica próxima de 55%.

Entende-se que o valor de Z_{sfra} contém particularidades relacionadas a impedâncias mútuas, bem como, sobre influência externa associada à montagem e efetividade do ponto de aterramento comum, que devem ser compensados em uma avaliação comparativa até mesmo entre transformadores semelhantes. No Apêndice A essas observações são levadas em consideração na avaliação comparativa das curvas apuradas a partir do ensaio SFRA.

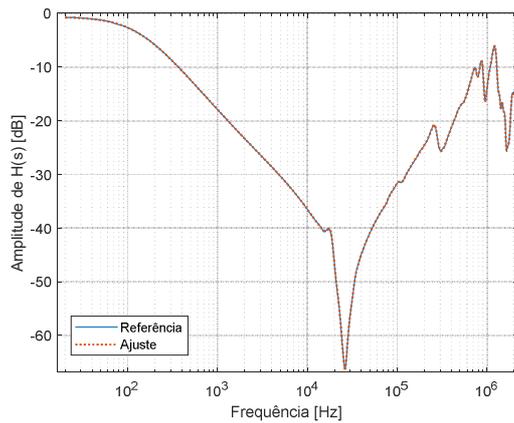
4.3.2 Comparação entre ajuste vetorial e medição SFRA de H(s)

Na Tabela 4.6 estão representados os dados apurados das curvas sintetizadas de H(s) com o uso do VF. Foi visto neste trabalho que o ajuste vetorial realizado com base nas curvas de H(s) se mostrou mais aderente ao valor de referência do que a síntese realizada para as curvas de Z(s), dispostas no Apêndice B. Tal fato se deve pela curva de H(s) ser proveniente de resultado direto de medição SFRA e, no caso de Z(s), os valores são obtidos por meio de cálculo dotando alguns valores pré-definidos de impedâncias associadas ao circuito de medição. Ressalta-se, na seção 3.3.2, que os elementos resistivos também sofrem influência da frequência e com isso variam seus valores absolutos. Sendo assim, esta alteração, mesmo que pequena, pode impactar no resultado do ajuste vetorial. Além do mais, o circuito de medição SFRA está passível de interferências provenientes dos cabos coaxiais usados na montagem e de resistências externas associadas ao aterramento não efetivo do dispositivo de medição em campo.

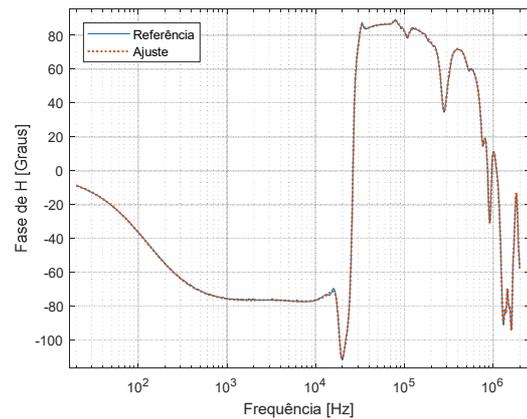
Tabela 4.6: Enrolamento A1 - Ajuste vetorial de H(s).

Característica	H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito			H ₁ H ₂ com BT aberta		
	TR. A	TR. B	TR. C	TR. A	TR. B	TR. C
Nº de Polos	40	40	40	40	40	40
Iteração	52	24	17	12	2	2
Desvio%	0,771	0,450	0,933	6,858	8,063	7,670
Erro RMS	2,394 x 10 ⁻³	1,451 x 10 ⁻³	1,334 x 10 ⁻³	3,582 x 10 ⁻³	0,013	2,137 x 10 ⁻³

Na Figura 4.3 e Figura 4.4 estão representadas as curvas de H(s) medidas no TR. A entre os terminais H₁ e H₂ com a configuração da BT conectada em curto-circuito e com a BT aberta, respectivamente. Observa-se para as baixas frequências, na condição de BT aberta, um desvio da síntese racional em relação à curva de referência. Este mesmo comportamento foi notado na síntese da curva de impedância para o TR. A, visto no Apêndice B.

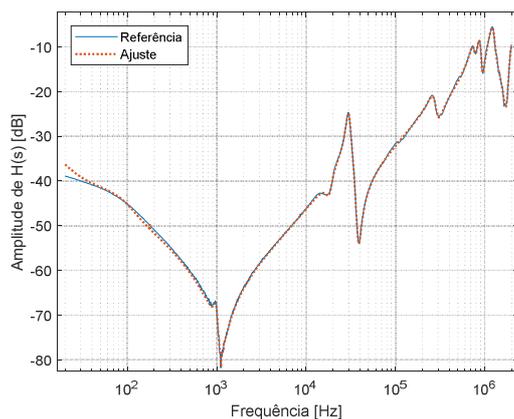


(a)

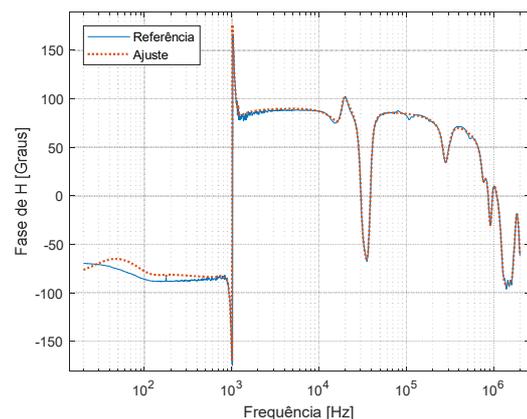


(b)

Figura 4.3: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. A. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.



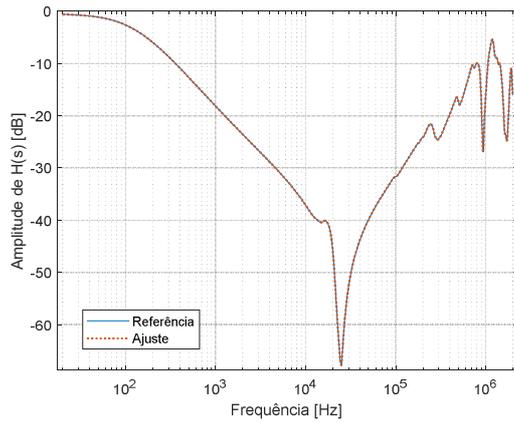
(a)



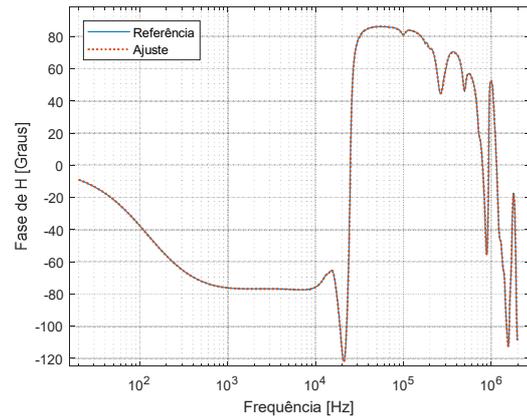
(b)

Figura 4.4: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. A. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

Na Figura 4.5 e Figura 4.6 estão representadas as curvas sintetizadas obtidas com o uso do VF a partir da curva de $H(s)$ do TR. B para a medição entre os terminais H_1 e H_2 com a configuração da BT conectada em curto-circuito e aberta, respectivamente. Como era esperado para o TR. B também foi visto uma variação da curva sintetizada para baixas frequências na condição da BT aberta. Estes desvios verificados na faixa de 20 a 600 Hz refletem em um maior erro RMS apurado em comparação com o erro RMS calculado para a curva com a configuração de ligação entre terminais de AT com a BT conectada em curto-circuito.

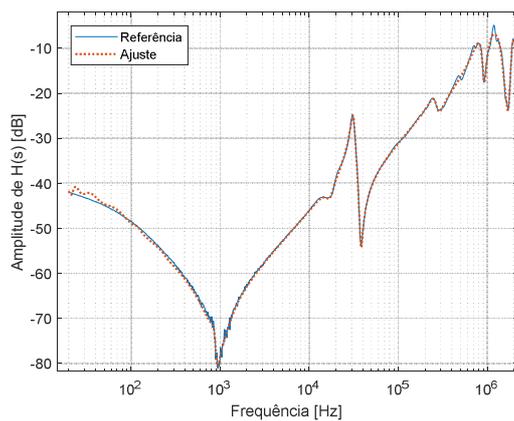


(a)

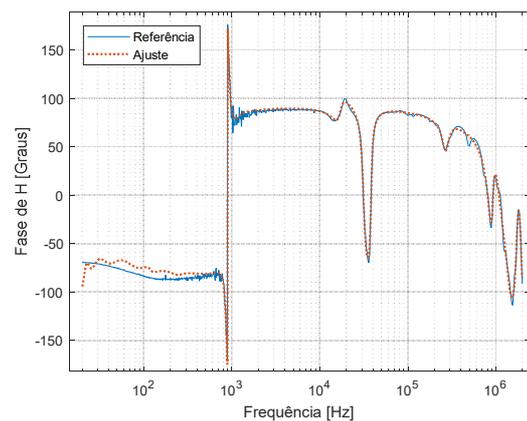


(b)

Figura 4.5: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. B. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.



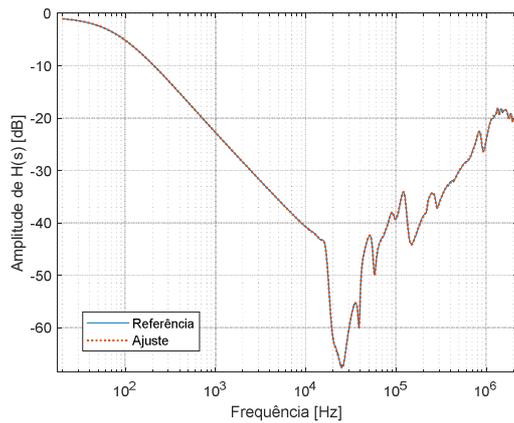
(a)



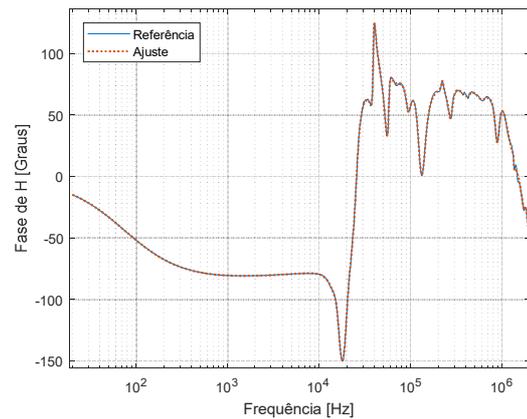
(b)

Figura 4.6: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. B. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

Na Figura 4.7 e Figura 4.8 estão representadas as curvas racionais sintetizadas a partir das medições de $H(s)$ do TR. C para a medição entre os terminais H_1 e H_2 com a configuração da BT conectada em curto-circuito e com a BT aberta, respectivamente.

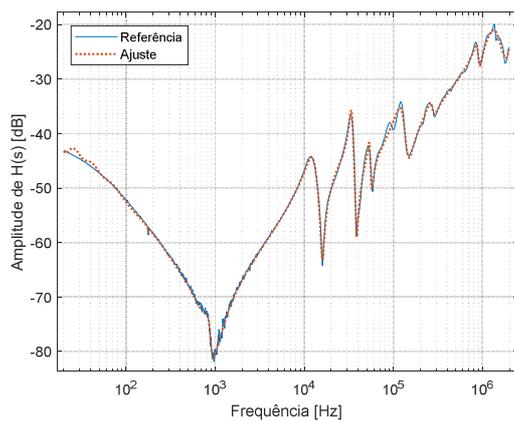


(a)

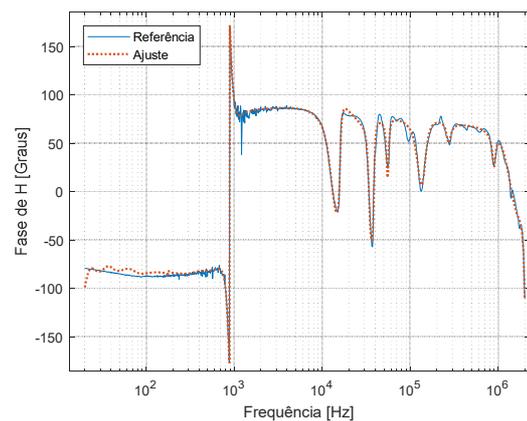


(b)

Figura 4.7: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR.C. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.



(a)



(b)

Figura 4.8: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR.C. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

Visualmente observa-se uma maior diferença do perfil das curvas de $H(s)$ do TR.C em relação ao TR.A e TR.B para altas frequências. Esta avaliação será aprofundada a seguir com a apuração dos indicadores numéricos.

Coeficiente de correlação (r)

Na Tabela 4.7 e Tabela 4.8 estão expostos os valores da correlação entre as curvas sintetizadas e as curvas de referência para os três transformadores com enrolamento de

alumínio, TR.A, TR.B e TR.C. Observa-se a partir dos resultados apurados que as curvas racionais sintetizadas representam, em quase sua totalidade, o comportamento visto nas curvas de referência. O resultado deste indicador está em consonância com a análise gráfica realizada anteriormente, pois observa-se em seu resultado um distanciamento do valor de referência para baixas frequências das curvas comparadas na configuração de BT aberta.

Tabela 4.7: Enrolamento A1 - Correlação da amplitude - ajuste VF e medida de H(s).

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito			H ₁ H ₂ com BT aberta		
	TR. A	TR. B	TR. C	TR. A	TR. B	TR. C
20 a 600 Hz	1,000	1,000	1,000	0,989	0,994	0,996
600 Hz a 10 kHz	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000	1,000
10 kHz a 2 MHz	1,000	1,000	1,000	1,000	0,993	0,996

Tabela 4.8: Enrolamento A1 - Correlação da fase - ajuste VF e medida de H(s).

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito			H ₁ H ₂ com BT aberta		
	TR. A	TR. B	TR. C	TR. A	TR. B	TR. C
20 a 600 Hz	1,000	1,000	1,000	0,812	0,656	0,172
600 Hz a 10 kHz	0,982	0,996	0,996	0,954	0,999	0,998
10 kHz a 2 MHz	1,000	1,000	1,000	1,000	0,998	0,992

Soma Absoluta do erro logarítmico (SAEL)

Na Tabela 4.9 segue exposto os valores de SAEL apurados para as sínteses dos transformadores A, B e C em relação às medições de referência. Observa-se que os resultados de SAEL obtidos para as curvas de H(s) foram menores que os valores calculados para as curvas de impedância, que seguem disponíveis para consulta no Apêndice A. Isto reflete uma melhor aderência entre as curvas e conseqüentemente levanta a possibilidade de comparação futura adotando o VF como referência para análise de curvas de transformadores com possíveis avarias.

Tabela 4.9: Enrolamento Al - SAEL da amplitude - ajuste VF e medida de H(s).

Faixa de Frequência	H₁H₂ BT curto	H₁H₂ BT aberta	H₁H₂ BT curto	H₁H₂ BT aberta	H₁H₂ BT curto	H₁H₂ BT aberta
20 a 600 Hz	0,065	1,380	0,029	1,322	0,010	0,761
600 Hz a 10 kHz	0,033	0,528	0,018	0,776	0,016	0,661
10 kHz a 2 MHz	0,158	0,437	0,098	0,734	0,241	1,194

Tabela 4.10: Enrolamento Al - SAEL da fase - ajuste VF e medida de H(s).

Faixa de Frequência	H₁H₂ BT curto	H₁H₂ BT aberta	H₁H₂ BT curto	H₁H₂ BT aberta	H₁H₂ BT curto	H₁H₂ BT aberta
20 a 600 Hz	0,063	1,633	0,054	1,550	0,011	0,779
600 Hz a 10 kHz	0,039	0,631	0,014	0,511	0,012	0,425
10 kHz a 2 MHz	0,291	0,824	0,187	1,704	1,094	3,535

Demais indicadores numéricos

Entende-se que agregar mais indicadores numéricos na análise comparativa entre as curvas pode ser oportuno, caso o apontamento do novo indicador remeta a dados complementares. Em relação a este estudo, as informações extraídas dos indicadores r e SAEL foram avaliadas em conjunto com os indicadores SEQ, RMSE, ED, CD e Desvio%. Porém, estes cinco últimos indicadores mencionados foram incorporados na análise de forma agrupada adotando como premissa a categorização de acordo com o estabelecido na Tabela 4.3 e limites definidos na seção 4.2.

Da Tabela 4.11 a

Tabela 4.14 estão os resultados obtidos dos demais indicadores adotados neste estudo para análises dos transformadores com enrolamento de alumínio. Observa-se que em alguns casos foi estabelecido a comparação global sobre o ajuste vetorial de H(s) e, em outros casos, o indicador foi aplicado apenas sobre a curva de amplitude de H(s). Esta premissa foi adotada no sentido de manter a mesma abordagem do indicador praticada na literatura [9].

Tabela 4.11: Enrolamento AI - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de H(s) do TR.A.

	Faixa de Frequência	Amplitude de H(s)		Fase de H(s)	
		H ₁ H ₂ BT curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT curto	H ₁ H ₂ BT aberta
SEQ	20 a 600 Hz	$9,804 \times 10^{-6}$	$8,024 \times 10^{-7}$	0,026	49,274
	600 Hz a 10 kHz	$7,249 \times 10^{-8}$	$8,490 \times 10^{-10}$	0,048	490,322
	10 kHz a 2 MHz	$2,487 \times 10^{-6}$	$1,353 \times 10^{-5}$	0,349	2,746
RMSE	20 a 600 Hz	0,005	0,164	0,004	0,086
	600 Hz a 10 kHz	0,004	0,020	0,003	0,024
	10 kHz a 2 MHz	0,019	0,041	0,009	0,025

Tabela 4.12: Enrolamento AI - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de H(s) do TR.B.

	Faixa de Frequência	Amplitude de H(s)		Fase de H(s)	
		H ₁ H ₂ BT curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT curto	H ₁ H ₂ BT aberta
SEQ	20 a 600 Hz	$1,246 \times 10^{-6}$	$2,258 \times 10^{-7}$	0,008	46,672
	600 Hz a 10 kHz	$4,490 \times 10^{-9}$	$8,832 \times 10^{-10}$	0,006	11,215
	10 kHz a 2 MHz	$1,679 \times 10^{-6}$	$2,065 \times 10^{-4}$	0,156	8,705
RMSE	20 a 600 Hz	0,002	0,126	0,002	0,084
	600 Hz a 10 kHz	$9,403 \times 10^{-4}$	0,020	0,001	0,038
	10 kHz a 2 MHz	0,015	0,145	0,006	0,044

Tabela 4.13: Enrolamento AI - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de H(s) do TR.C.

	Faixa de Frequência	Amplitude de H(s)		Fase de H(s)	
		H ₁ H ₂ BT curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT curto	H ₁ H ₂ BT aberta
SEQ	20 a 600 Hz	$8,059 \times 10^{-8}$	$7,658 \times 10^{-8}$	0,001	16,907
	600 Hz a 10 kHz	$5,774 \times 10^{-10}$	$6,514 \times 10^{-10}$	0,004	12,706
	10 kHz a 2 MHz	$1,479 \times 10^{-6}$	$4,903 \times 10^{-6}$	1,186	18,105
RMSE	20 a 600 Hz	$5,497 \times 10^{-4}$	0,098	$6,835 \times 10^{-4}$	0,048
	600 Hz a 10 kHz	$5,780 \times 10^{-4}$	0,025	$8,176 \times 10^{-4}$	0,041
	10 kHz a 2 MHz	0,045	0,098	0,017	0,079

Tabela 4.14: Enrolamento Al - Demais indicadores numéricos - ajuste VF e medida de H(s).

	Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ com BT curto			H ₁ H ₂ com BT aberta		
		TR.A	TR.B	TR.C	TR.A	TR.B	TR.C
ED	20 a 600 Hz	0,055	0,020	0,005	0,0156	0,008	0,005
	600 Hz a 10 kHz	0,004	0,001	3,829 x 10 ⁻⁴	4,644 x 10 ⁻⁴	4,736 x 10 ⁻⁴	4,067 x 10 ⁻⁴
	10 kHz a 2 MHz	0,034	0,028	0,027	0,080	0,314	0,048
CD	20 a 600 Hz	0,061	0,025	0,006	0,021	0,013	0,008
	600 Hz a 10 kHz	0,007	0,002	6,539 x 10 ⁻⁴	7,474 x 10 ⁻⁴	7,605 x 10 ⁻⁴	5,342 x 10 ⁻⁴
	10 kHz a 2 MHz	0,047	0,039	0,042	0,114	0,434	0,068
Desvio%	20 a 600 Hz	0,435	0,217	0,076	14,459	13,544	7,757
	600 Hz a 10 kHz	0,334	0,146	0,130	4,322	5,967	4,920
	10 kHz a 2 MHz	1,218	0,762	1,910	3,315	5,650	9,073

4.4 Transformadores com enrolamento de cobre

As comparações nesta seção se concentram em dois transformadores que possuem potência nominal distinta, impedância percentual na faixa de 6 a 7 %, construídos por fabricantes diferentes. Em comum tem-se o material do condutor utilizado nos enrolamentos, que são feitos de cobre. Também são estabelecidas comparações entre curvas extraídas de mesmo transformador de acordo com as boas práticas recomendadas por estudos e regulamentações.

4.4.1 Comparação de dados de placa e ensaios

O valor da impedância Z_{cc} dos transformadores com enrolamento de cobre, representados na Tabela 4.15, conforme já estabelecido no trabalho, é calculado com base nos dados nominais do transformador.

Como explicado na seção 4.3.1, Z_{sfra} é uma composição de indutâncias e resistências associadas aos enrolamentos do transformador e Z_{cc} está associada ao modelo de transformador dado por parâmetros concentrados fase-terra.

Tabela 4.15: Transformadores com enrolamento de Cobre - comparação em 60 Hz.

TR	Z_{cc}	Sn [MVA]	Z_{cc}	$Z_{sfra} - H_1H_2$	$Z_{sfra} - H_2H_3$	$Z_{sfra} - H_3H_1$
	[%]		[Ohm]	BT em curto [Ohm]	BT em curto [Ohm]	BT em curto [Ohm]
D	6,01	2	19,694	39,140	39,947	38,982
E	6,98	3	15,248	30,294	30,079	30,305
Razão entre D e E		0,667	1,292	1,292	1,328	1,286

Verifica-se com os dados informados na Tabela 4.15 que a impedância calculada a partir do ensaio de varredura de frequência para o ponto de 60 Hz é praticamente o dobro da impedância de curto-circuito, tanto para o TR. D, quanto para o TR.E.

Para os valores de Z_{cc} do TR. D e TR. E é visto uma diferença entre elas de aproximadamente 29% e para Z_{sfra} essa diferença é em torno de 30%. Verificou-se, portanto, uma similaridade na proporção relativa entre os valores de impedâncias de Z_{cc} e Z_{sfra} dos transformadores com enrolamento de cobre, diferente do apurado na seção 4.3.1 para transformadores com enrolamento de alumínio.

4.4.2 Comparação entre ajuste vetorial e medição SFRA de H(s)

Na Tabela 4.16 estão identificados os dados das curvas racionais sintetizadas geradas a partir da função de transferência H(s) medida em campo por meio do ensaio SFRA para os transformadores com enrolamento de cobre.

Tabela 4.16: Enrolamento Cu - Ajuste vetorial de H(s).

Característica	H_1H_2 com BT em curto		H_1H_2 com BT aberta	
	TR. D	TR. E	TR. D	TR. E
Nº de Polos	40	40	40	40

Iteração	48	18	24	22
Desvio%	6,112	4,886	18,814	15,480
Erro RMS	$7,509 \times 10^{-3}$	$1,917 \times 10^{-3}$	$1,564 \times 10^{-3}$	$2,606 \times 10^{-3}$

Na Figura 4.9 e Figura 4.10 estão representadas as curvas medida e ajustada de $H(s)$ do TR. D entre os terminais de AT com a BT conectada em curto-circuito e aberta, respectivamente.

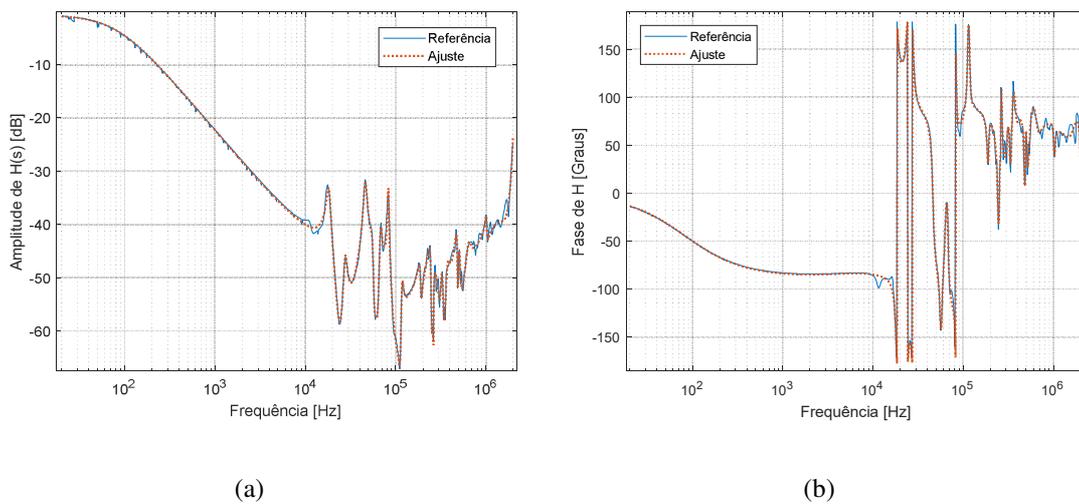


Figura 4.9: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. D. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

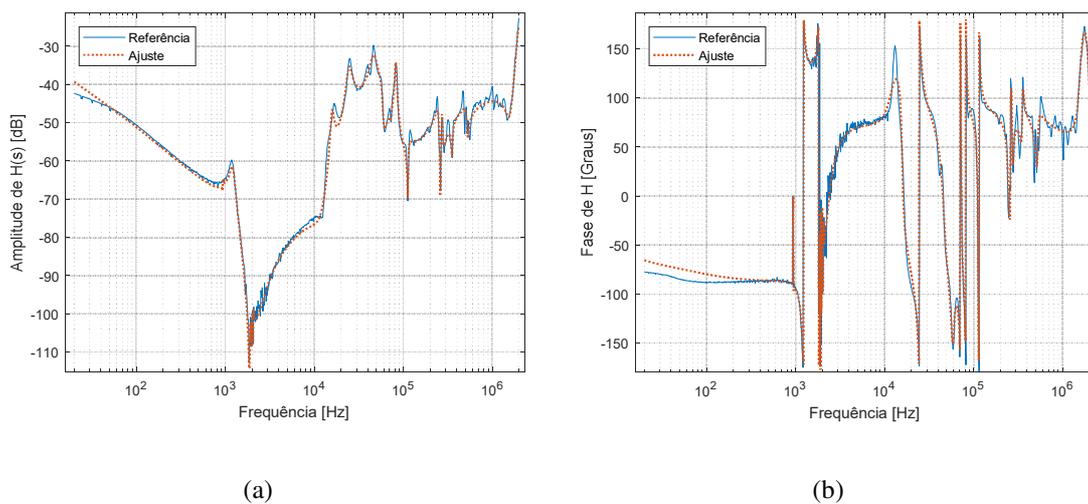


Figura 4.10: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. D. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

Observa-se visualmente que o ajuste vetorial feito para $H(s)$ do TR. D possui adequada representatividade em toda a faixa de frequência avaliada, tanto para a configuração da BT conectada em curto-circuito, quanto aberta. Assim como verificado para os transformadores com enrolamento de alumínio, o ajuste vetorial gerado a partir da curva $H(s)$ medida entre os terminais de H_1 e H_2 com a BT aberta na faixa de frequência inferior a 600 Hz apresentou maior desvio associado.

Na Figura 4.11 e Figura 4.12 estão representadas as curvas medida e ajustada de $H(s)$ do TR. E entre os terminais de AT com a BT conectada em curto-circuito e aberta.

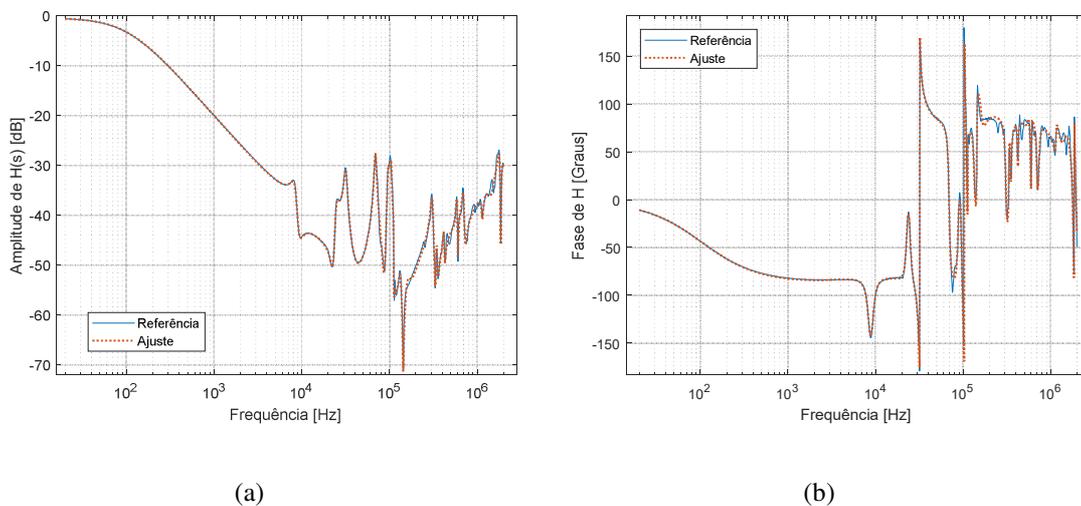


Figura 4.11: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

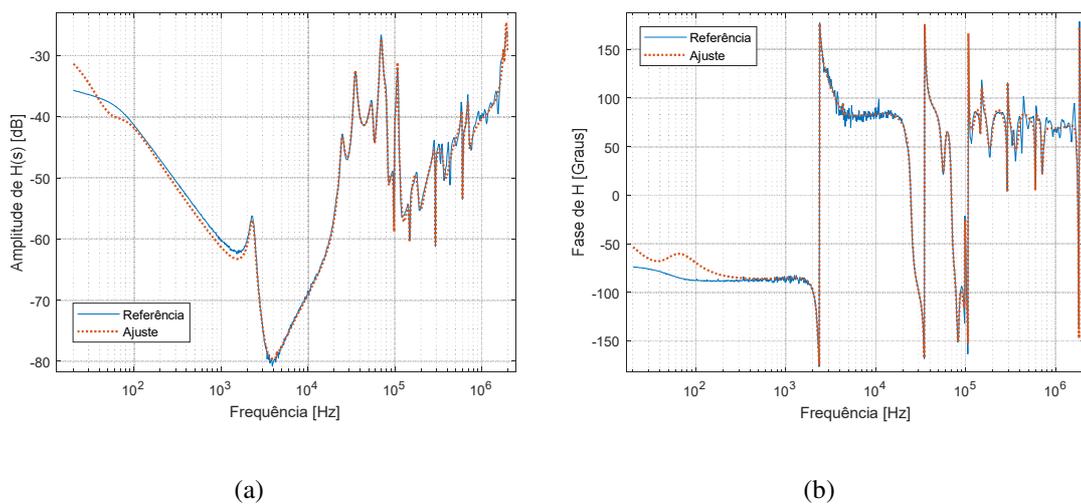


Figura 4.12: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. E. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

Para o TR. E foi observado o mesmo comportamento de desvio da curva sintetizada em relação a medida para baixas frequências na configuração de medição entre terminais AT com a BT aberta.

Coefficiente de correlação (r)

Na Tabela 4.17 e Tabela 4.18 estão representados os valores dos indicadores de correlação obtidos da comparação entre medida e ajuste de $H(s)$ para a configuração de medição entre terminais de AT com a BT em curto-circuito e aberta.

Tabela 4.17: Enrolamento Cu - Correlação da amplitude - ajuste VF e medida de $H(s)$.

Faixa de Frequência	H₁H₂ BT em curto-circuito		H₁H₂ BT aberta	
	TR. D	TR. E	TR. D	TR. E
20 a 600 Hz	0,999	1,000	0,982	0,929
600 Hz a 10 kHz	0,999	1,000	0,996	0,999
10 kHz a 2 MHz	0,986	0,989	0,982	0,987

Tabela 4.18: Enrolamento Cu - Correlação da fase - ajuste VF e medida de $H(s)$.

Faixa de Frequência	H₁H₂ BT em curto-circuito		H₁H₂ BT aberta	
	TR. D	TR. E	TR. D	TR. E
20 a 600 Hz	1,000	1,000	0,842	0,707
600 Hz a 10 kHz	0,964	0,999	0,949	0,999
10 kHz a 2 MHz	0,941	0,973	0,928	0,995

Observam-se a partir dos valores calculados de r uma adequada representação das curvas racionais sintetizadas geradas para TR. D e TR. E. Com exceção da faixa estabelecida para baixas frequências na comparação entre ajuste VF e medição do TR.E feita entre terminais de AT com a BT aberta.

Esta análise será complementada a seguir com a avaliação dos demais indicadores selecionados para o estudo.

Soma Absoluta do erro logarítmico (SAEL)

Na Tabela 4.19 constam os valores apurados de SAEL para a comparação das medidas e ajustes vetoriais estabelecidos para as curvas de H(s) do TR. D e TR. E.

Tabela 4.19: Enrolamento Cu - SAEL - ajuste VF e medida de H(s).

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ BT em curto-circuito				H ₁ H ₂ BT aberta			
	TR. D		TR. E		TR. D		TR. E	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	0,154	0,105	0,071	0,070	1,797	1,645	2,741	3,001
600 Hz a 10 kHz	0,438	0,142	0,134	0,094	2,550	3,636	1,629	0,562
10 kHz a 2 MHz	1,516	1,754	1,278	2,632	3,047	4,142	1,564	1,505

Expurgou-se na Tabela 4.19 um elemento do indicador SAEL calculado a partir das curvas medida e sintetizada no qual foi apurado um ângulo de H(s) do TR. D com valor infinito.

A partir dos resultados do indicador SAEL observa-se que as curvas possuem similaridade em toda a faixa de frequência avaliada.

Demais indicadores numéricos

De forma semelhante ao adotado para comparação entre transformadores com enrolamento de alumínio foi calculado os demais indicadores selecionados para este estudo a fim de compor a avaliação sobre a adequada relação entre as curvas reais medidas e as curvas matemáticas geradas por meio de sínteses racionais.

Da Tabela 4.20 a Figura 4.22 se encontram os resultados dos demais indicadores calculados para os dois transformadores selecionados com enrolamento de cobre.

Tabela 4.20: Enrolamento Cu - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de H(s) do TR.D.

Faixa de Frequência	Amplitude de H(s)		Fase de H(s)	
	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta

SEQ	20 a 600 Hz	$1,793 \times 10^{-4}$	$7,356 \times 10^{-7}$	0,088	58,069
	600 Hz a 10 kHz	$1,228 \times 10^{-6}$	$2,104 \times 10^{-9}$	0,378	786,791
	10 kHz a 2 MHz	$1,207 \times 10^{-6}$	$2,853 \times 10^{-6}$	811,695	879,289
RMSE	20 a 600 Hz	0,025	0,265	0,006	0,089
	600 Hz a 10 kHz	0,025	0,205	0,007	0,121
	10 kHz a 2 MHz	0,154	0,254	0,067	0,121

Tabela 4.21: Enrolamento Cu - SEQ e RMSE - ajuste VF e medida de H(s) do TR.E.

	Faixa de Frequência	Amplitude de H(s)		Fase de H(s)	
		H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta
SEQ	20 a 600 Hz	$4,762 \times 10^{-6}$	$8,045 \times 10^{-6}$	0,043	181,682
	600 Hz a 10 kHz	$9,538 \times 10^{-8}$	$7,727 \times 10^{-9}$	0,296	12,042
	10 kHz a 2 MHz	$1,832 \times 10^{-6}$	$2,088 \times 10^{-6}$	281,871	41,337
RMSE	20 a 600 Hz	0,003	0,334	0,004	0,160
	600 Hz a 10 kHz	0,005	0,138	0,006	0,037
	10 kHz a 2 MHz	0,138	0,173	0,073	0,084

Tabela 4.22: Enrolamento Cu - Demais indicadores numéricos - ajuste VF e medida de H(s).

	Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ BT em curto		H ₁ H ₂ BT aberta	
		TR.D	TR.E	TR.D	TR.E
ED	20 a 600 Hz	0,235	0,038	0,015	0,050
	600 Hz a 10 kHz	0,018	0,005	$7,310 \times 10^{-4}$	0,001
	10 kHz a 2 MHz	0,024	0,030	0,037	0,032
CD	20 a 600 Hz	0,239	0,044	0,020	0,071
	600 Hz a 10 kHz	0,020	0,011	$8,655 \times 10^{-4}$	0,001
	10 kHz a 2 MHz	0,032	0,042	0,046	0,045
Desvio%	20 a 600 Hz	1,067	0,487	16,172	25,704
	600 Hz a 10 kHz	2,517	1,116	16,302	9,962
	10 kHz a 2 MHz	11,261	9,714	21,844	11,833

Em geral observa-se que os indicadores apontam uma maior diferença das curvas do TR. C para altas frequências e para o TR. E observou-se maiores diferenças para baixas frequências.

4.5 Análise entre transformadores com enrolamentos de alumínio e cobre

4.5.1 Comparação no âmbito da frequência

Diante a aderência das curvas sintetizadas em comparação com as medições de referência, foi proposto neste trabalho utilizá-las para obtenção de avaliação qualitativa entre os transformadores fabricados com materiais condutores distintos ao longo do espectro em frequência. Adotou-se as mesmas premissas para fins de comparação por meio de indicadores e estendeu a avaliação com o mapeamento dos polos e análise da representatividade dos resíduos, bem como sua relação com a ordem harmônica.

Nas Figura 4.13 e Figura 4.14 estão representadas as comparações das medições de $H(s)$ entre transformadores TR. C e TR. D, ambos de 2 MVA, nas configurações de medição entre H_1H_2 com a BT conectada em curto-circuito e aberta, respectivamente.

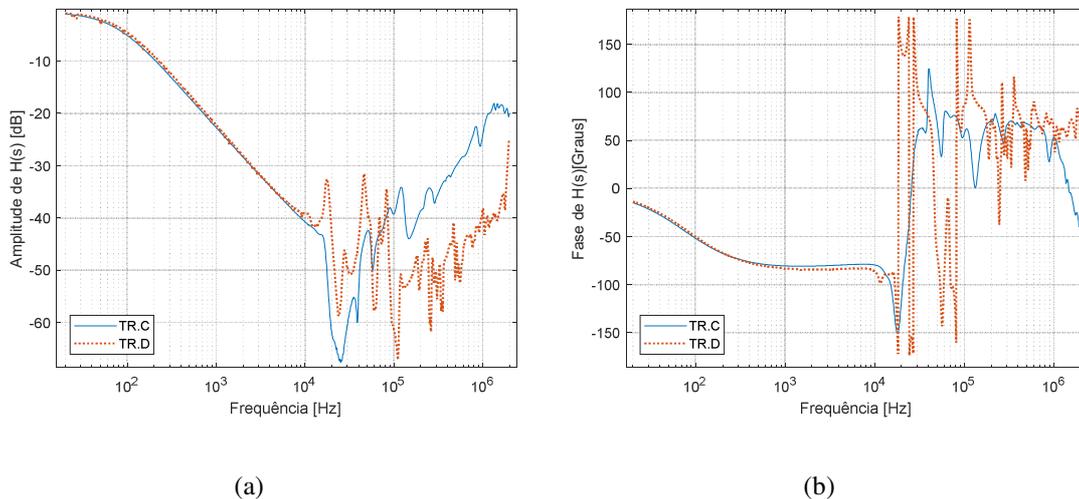


Figura 4.13: VF das curvas H_1H_2 com a BT em curto do TR. C e D. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

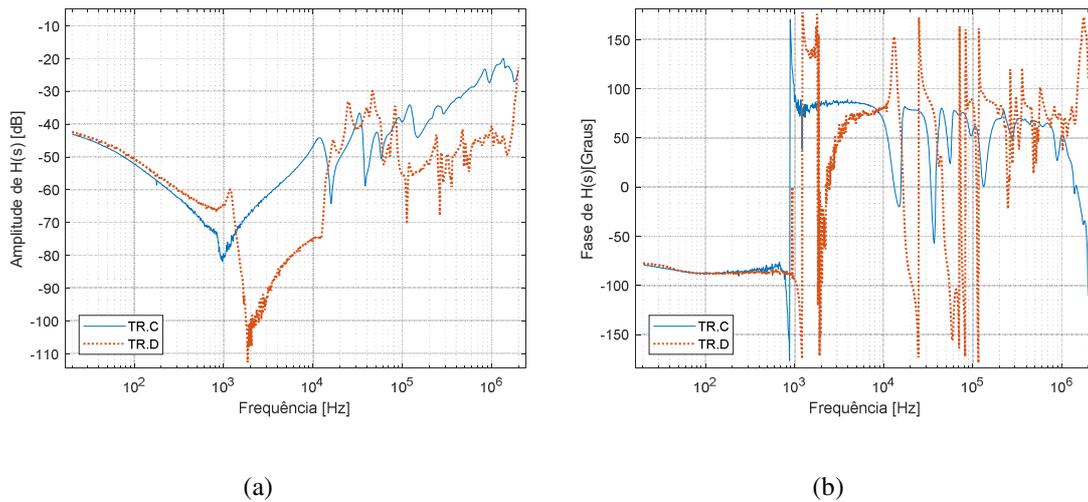


Figura 4.14: VF das curvas H_1H_2 com a BT aberta do TR. C e D. (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

Na Tabela 4.23 e Tabela 4.24 podem ser vistos os resultados comparativos do SAEL calculado entre as curvas do TR. C e TR. D para as medições SFRA e sínteses racionais dadas a partir de medições de $H(s)$ e $Z(s)$, respectivamente.

Tabela 4.23: Enrolamentos Al e Cu - SAEL de $H(s)$ - 2MVA.

Faixa de Frequência	H_1H_2 com BT em curto-circuito				H_1H_2 com BT aberta			
	Medição		Ajuste vetorial		Medição		Ajuste vetorial	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	1,117	0,720	1,133	0,794	4,246	0,334	4,332	1,340
600 Hz a 10 kHz	0,965	0,881	0,604	1,014	50,831	19,580	51,636	20,461
10 kHz a 2 MHz	29,577	24,800	29,828	24,672	32,737	32,012	33,350	30,386

Tabela 4.24: Enrolamentos Al e Cu - SAEL de $Z(s)$ - 2MVA.

Faixa de Frequência	H_1H_2 com BT em curto-circuito				H_1H_2 com BT aberta			
	Medição		Ajuste vetorial		Medição		Ajuste vetorial	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	1,629	0,368	2,033	0,398	4,247	0,333	4,098	0,856
600 Hz a 10 kHz	0,929	0,890	0,682	1,639	50,971	19,585	50,627	21,637
10 kHz a 2 MHz	29,914	24,564	28,771	29,025	33,024	31,772	32,690	31,899

Na Figura 4.15 e Figura 4.16 estão representadas as comparações das medições de $H(s)$ entre transformadores TR. A e TR. E, ambos de 3 MVA, nas configurações de medição entre H_1H_2 com a BT conectada em curto-circuito e aberta, respectivamente.

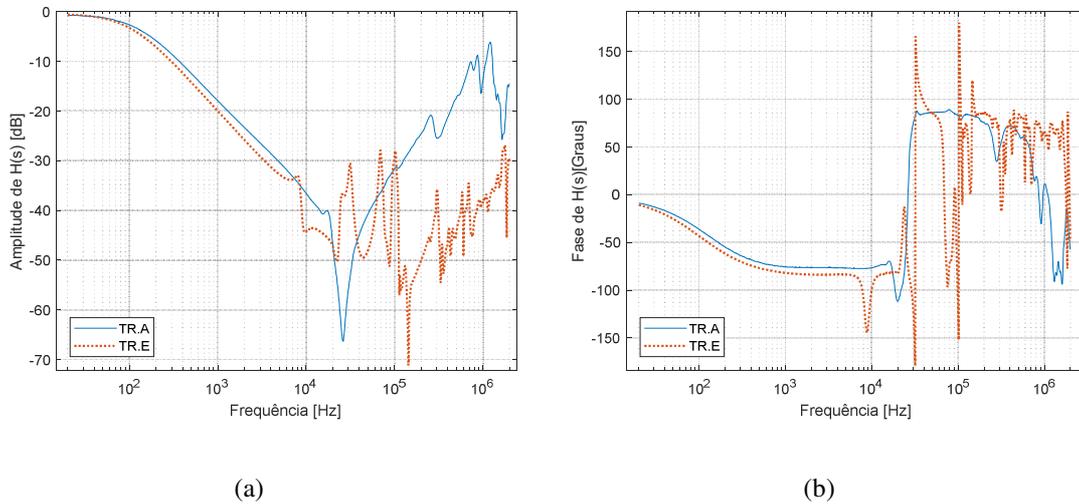


Figura 4.15: VF das curvas H_1H_2 com a BT em curto do TR. A e E - (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

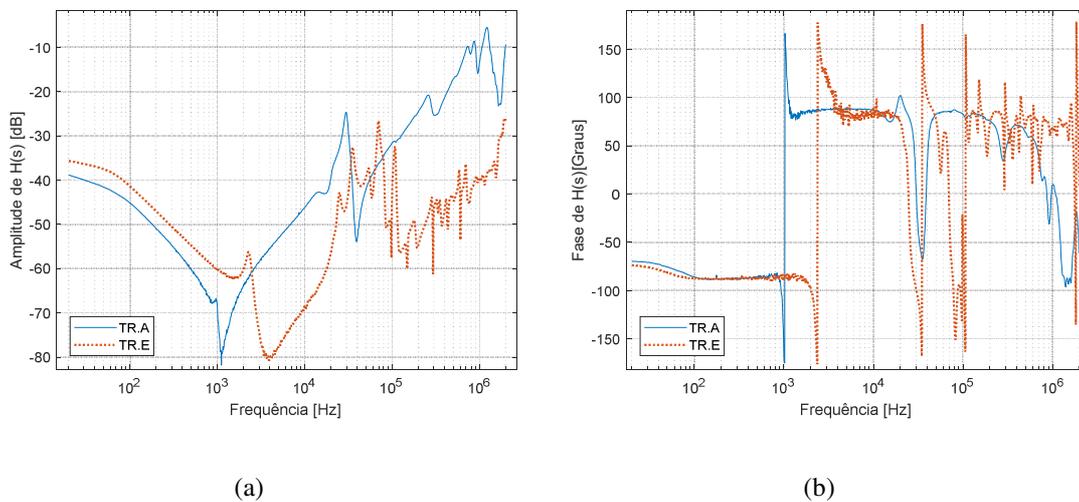


Figura 4.16: VF das curvas H_1H_2 com a BT aberta do TR. A e E - (a) amplitude de $H(s)$ e (b) fase de $H(s)$.

Na Tabela 4.25 e Tabela 4.26 podem ser vistos os resultados comparativos do indicador SAEL calculado entre as curvas do TR. A e TR. E para as medições SFRA e sínteses dadas a partir de medições de $H(s)$ e $Z(s)$, respectivamente.

Tabela 4.25: Enrolamento Al e Cu - SAEL de H(s) - 3MVA.

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito				H ₁ H ₂ com BT aberta			
	Medição		Ajuste vetorial		Medição		Ajuste vetorial	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	1,846	3,149	1,775	3,123	9,378	0,673	8,700	1,3845
600 Hz a 10 kHz	5,484	2,479	5,554	2,514	33,674	20,880	32,595	20,907
10 kHz a 2 MHz	38,878	23,849	39,111	23,881	45,399	25,049	45,818	24,762

Tabela 4.26: Enrolamento Al e Cu - SAEL de Z(s) - 3MVA.

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito				H ₁ H ₂ com BT aberta			
	Medição		Ajuste vetorial		Medição		Ajuste vetorial	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	4,100	1,062	3,918	1,008	9,378	0,704	9,664	0,919
600 Hz a 10 kHz	5,665	2,188	5,628	1,054	33,674	20,889	33,660	36,006
10 kHz a 2 MHz	39,836	23,254	40,104	36,012	46,469	24,344	46,345	30,163

A partir da razão mostrada nas Tabela 4.5 e Tabela 4.15 entre os transformadores de 2 MVA e 3MVA, percebe-se que para o transformador de enrolamento de cobre a relação entre a impedância de curto-circuito e as impedâncias medidas por meio do ensaio SFRA mantiveram-se próximas, tanto para o transformador de 3 MVA quanto para o de 2 MVA. Realizando a mesma análise para o transformador com enrolamento de alumínio, percebe-se que a razão entre Z_{cc} e Z_{sfra} no ponto de operação de 60 Hz para o transformador de 2 MVA é em torno de 30% maior do que a razão verificada para os transformadores de 3 MVA. Esta variação nos projetos de transformadores com enrolamento de alumínio pode ser motivada pelas características intrínsecas do material, necessitando de mais suporte para esforço mecânico e maior dimensão do núcleo para manter o mesmo fluxo magnético.

Em resumo, na Tabela 4.27, é mostrado um diagnóstico a respeito do uso dos indicadores numéricos elencados para avaliação quantitativa entre pares de curvas com base nas premissas vistas na Tabela 4.3. Os resultados indicados para transformadores

com enrolamento de alumínio foram extraídos da comparação entre medições SFRA de H(s) do TR. A e TR. B, que são transformadores semelhantes, a partir das medições entre terminais de AT com a BT conectada em curto-circuito e em vazio. O ajuste vetorial avaliado consiste no dado gerado a partir das medições de H(s) do TR. A. Já para os transformadores com enrolamento de cobre foram adotadas para fins comparativos os resultados das medições de H(s) do TR. E a partir dos terminais H₁ e H₂ e H₂ e H₃ com a BT conectada em curto-circuito e em vazio. A curva de síntese racional gerada para o TR.E foi baseada nas medições entre H₁ e H₂ com a BT conectada em curto-circuito e aberta.

Observa-se que o ajuste vetorial se mostrou mais preciso na avaliação comparativa das curvas do que a metodologia clássica adotada pela literatura que consiste no uso de medições de transformadores semelhantes para diagnóstico do estado do transformador.

Para comparações entre medições provenientes de mesmo transformador, porém de condições diferentes de ensaio observou-se que este tipo de comparação entre medições se restringe a uma estreita faixa de frequência.

Tabela 4.27: Análise dos resultados dos indicadores - ajuste VF e medição de H(s).

Enrolamento	Freq.	Entre medições			Entre medição e VF		
		r	SAEL	Outros	r	SAEL	Outros
Alumínio	Fx1	++	+	+	++	++	+
	Fx2	+	++	+	++	++	+
	Fx3	++	+	-	++	++	+
Cobre	Fx1	++	+	+	+	++	+
	Fx2	+	+	+	++	++	+
	Fx3	+	-	-	++	++	+

Observa-se que a comparação conforme prática no mercado entre curvas medidas de mesmo transformador, bem como de transformadores semelhantes com o uso de dados históricos proporcionou resultados semelhantes as comparações feitas entre medida e ajuste vetorial. Desta forma, entende-se que a análise qualitativa das diferenças entre transformadores com enrolamento de alumínio e cobre feitas por este estudo possui

validade. Além disso, os ajustes podem servir de complemento nas análises do transformador no decorrer de sua vida útil.

Na Tabela 4.28 consta um resumo da comparação entre transformadores de mesma potência, mas com enrolamento produzido por materiais distintos, com base nas curvas de $H(s)$ medidas e calculadas pelo método VF seguindo as premissas estabelecidas na Tabela 4.3.

Tabela 4.28: Análise comparativa entre transformadores com enrolamento de Al e Cu.

Potência nominal	Freq.	Entre medições SFRA			Entre ajustes vetoriais		
		r	SAEL	Outros	r	SAEL	Outros
2 MVA	Fx1	++	++	+	+	++	+
	Fx2	+	+	+	+	+	+
	Fx3	-	-	-	-	-	-
3 MVA	Fx1	++	+	+	++	+	-
	Fx2	+	+	+	+	+	+
	Fx3	-	-	-	-	-	-

Ao avaliar o resultado dos indicadores percebe-se que os transformadores de mesma potência e características nominais, mas fabricados com enrolamentos de materiais distintos, possuem comportamento semelhante para a faixa de frequência de operação da rede. Porém, comprovou-se expressiva diferença para o comportamento em altas frequências. Também foi verificada relativa diferença na faixa de frequência próxima ao pico de ressonância.

Estas características distintas devem ser levadas em consideração nos estudos de expansão da rede de tal forma a levantar os possíveis impactos que a instalação de um modelo em detrimento do outro pode acarretar no adequado funcionamento do sistema frente aos distúrbios transitórios e correntes harmônicas.

Mapeamento dos polos

Os transformadores A e B, por serem modelos semelhantes, foram selecionados como referência nesta etapa de mapeamento dos polos dados pela curva sintetizada de

$H(s)$ e $Z(s)$ considerando as configurações de medição entre terminais AT com BT aberta e de medição AT com a BT em curto-circuito. A partir deste mapeamento se buscou um padrão das curvas sintetizadas que pudesse ser validado para as comparações futuras entre outros transformadores com características distintas, bem como, transformadores com características semelhantes, porém com suspeita de defeito.

Neste sentido, a comparação do mapeamento dos polos segue exposta na Figura 4.17 e na Figura 4.18. Cabe destacar que o detalhamento das sínteses racionais geradas a partir das medições de $H(s)$ e $Z(s)$, bem como a avaliação por meio de indicadores numéricos, pode ser visto respectivamente, na seção 4.3.2 e seção B.1 deste trabalho.

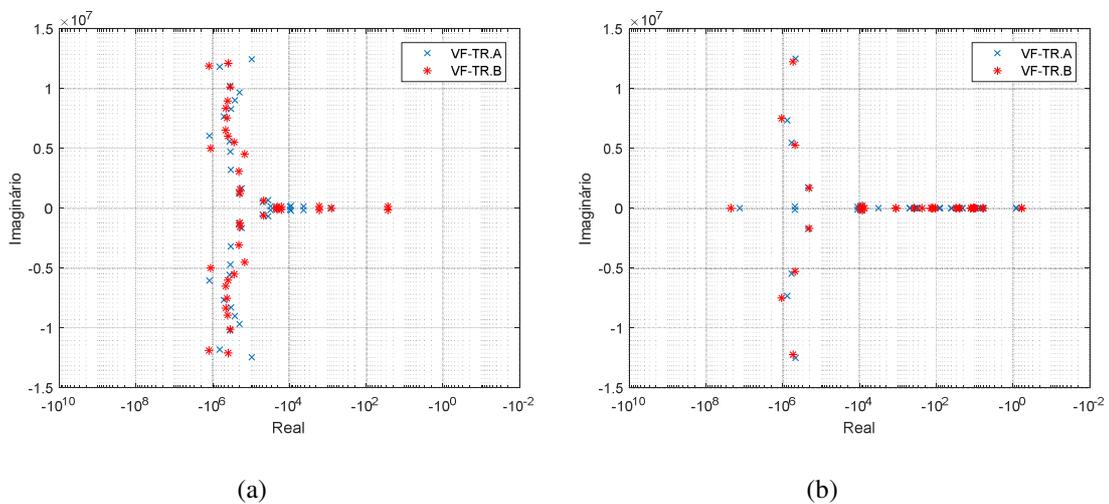


Figura 4.17: Comparação dos polos das curvas de $H(s)$ de TR.A e TR.B. (a) BT em curto-circuito (b) BT aberta.

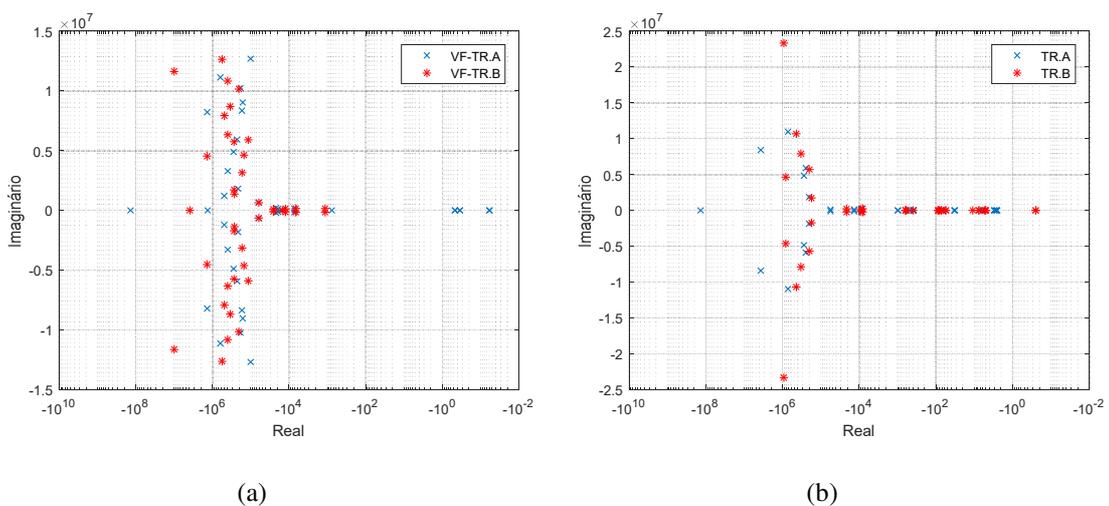


Figura 4.18: Comparação dos polos das curvas de $Z(s)$ de TR.A e TR.B. (a) BT em curto-circuito (b) BT aberta.

Avaliação visual mostra que há similaridade entre o lugar das raízes destes dois espaços de estados. Sendo assim, para a comparação entre transformadores semelhantes percebe-se que o mapeamento dos polos se equivale em quase sua totalidade. Sendo assim, este resultado valida o uso qualitativo dos polos sintetizados para uso comparativo entre transformadores fabricados com enrolamentos de materiais distintos realizados por este trabalho.

A avaliação do mapeamento dos polos dos transformadores de 3 MVA com enrolamento de alumínio e cobre foi dada a partir dos resultados obtidos para o TR. A e TR. E. Com isso pretende-se avaliar a influência do material utilizado para fabricação do enrolamento no funcionamento do transformador frente ao espectro de frequência analisado.

Nas Figura 4.19 e Figura 4.25 estão dispostos os polos mapeados para $H(s)$ e, nas Figura 4.20 e Figura 4.26 estão representados os polos para $Z(s)$. Observam-se pontos comuns na disposição dos polos do espaço de estados gerado a partir de $H(s)$ e $Z(s)$. Por este motivo, detalhou-se a avaliação somente do ponto de vista de $Z(s)$.

Da comparação feita entre polos extraídos da função sintetizada de $Z(s)$ dada a partir da curva de medição entre terminais H_1H_2 com a BT conectada em curto-circuito tem-se que a parte real dos polos do transformador com enrolamento de alumínio se concentram na faixa da ordem -10^5 enquanto que o transformador com enrolamento de cobre tem seus polos alocados de forma mais distribuída na faixa entre -10^3 e -10^4 . Outra diferença observada foi com relação ao valor da parte imaginária que para o transformador com enrolamento de cobre é mais concentrado na faixa inferior a 5×10^6 enquanto que para o transformador com enrolamento de alumínio os polos possuem parte imaginária mais distribuída ao longo da faixa limitada a $1,5 \times 10^7$. Um ponto de destaque se dá no mapeamento de polos perto da origem, observa-se que o transformador com enrolamento de alumínio possui polos próximos à -10^{-2} enquanto que para o transformador com enrolamento de cobre o polo mais próximo da origem está na ordem de -10^3 .

Para a avaliação do mapeamento dos polos obtidos da curva sintetizada de $Z(s)$ a partir da medição de H_1H_2 com a BT aberta tem-se que o transformador com enrolamento de alumínio, assim como na outra configuração possui polos próximos ao eixo com parte

real de ordem -10^0 e para o transformador de cobre esse polo se encontra alocado com a parte real próxima de -10^1 . Ao comparar estes mapas de polos nota-se um comportamento para alta frequência com diferença acentuada até no que se refere ao amortecimento associado aos polos complexos.

A avaliação do mapeamento dos polos dos transformadores de 2 MVA com enrolamento de alumínio e cobre foi dada a partir dos resultados obtidos para o TR. C e TR. D. Nas Figura 4.21 e Figura 4.23 estão dispostos os polos mapeados para $H(s)$ e, nas Figura 4.22 e Figura 4.24 estão representados os polos para $Z(s)$.

Considerando a avaliação a respeito da impedância medida com a BT em curto-circuito, percebe-se que para o TR. C há uma concentração dos polos na faixa de -10^4 e -10^6 e, para o TR. D, esta concentração se dá numa faixa mais estreita compreendida entre -10^4 e -10^5 . Foram identificadas diferenças na proximidade dos polos ao eixo real, mas nada tão expressivo. Para o TR. C observa-se diferença em especial nos polos mapeados para a curva de impedância com a BT em curto-circuito que há polos complexos com parte imaginária na ordem de 10^7 e parte real na faixa de frequência -10^2 e -10^6 , enquanto que para o TR. D é verificado maior concentração de polos complexos com parte imaginária na ordem de 10^6 e parte real na faixa de frequência -10^2 e -10^5 . Outra diferença que requer mais atenção se dá no mapeamento dos polos para altas frequências. Nesta faixa há presença maior de polos do TR. C. Para a avaliação dos polos dados a partir das curvas medidas com a BT aberta tem-se que ao observar o mapeamento, os polos estão alocados de forma mais dispersa para ambos os casos. Os polos mais próximos à origem do TR. D possui parte real na ordem de dezenas e para o TR. C estes valores alcançam a ordem de unidade. A maior diferença no mapeamento foi verificada para altas frequência representadas pelos polos mais distantes do eixo.

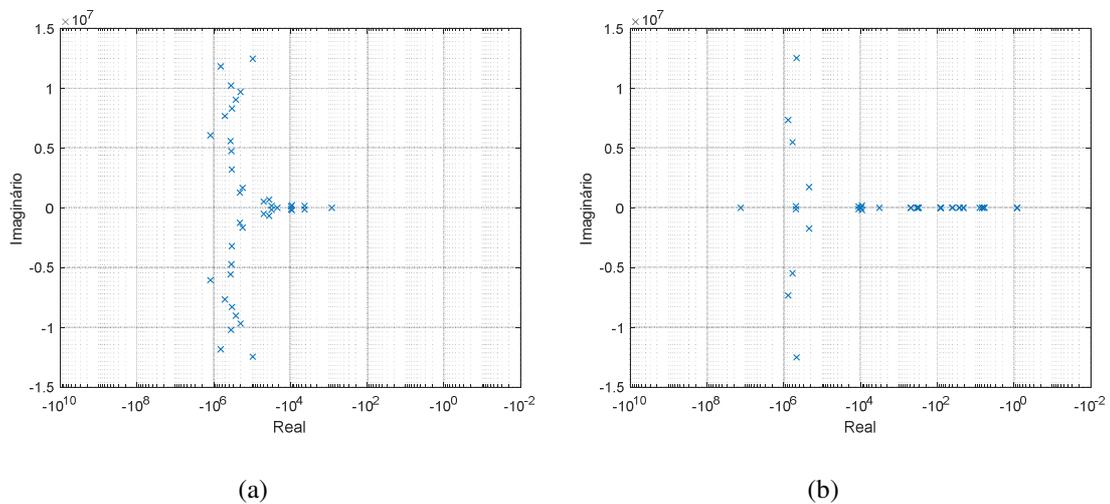


Figura 4.19: Disposição dos polos do TR. A da síntese de $H(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.

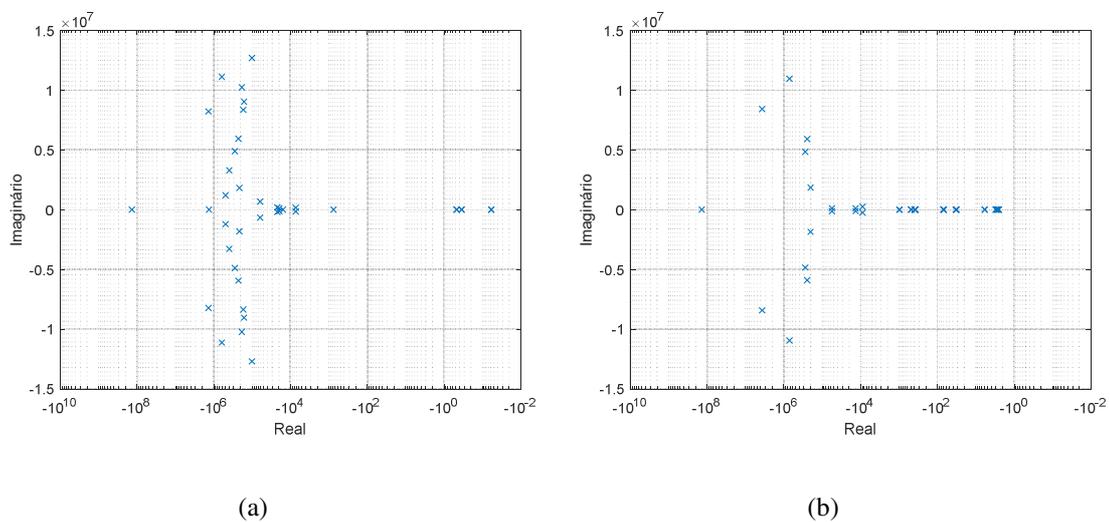


Figura 4.20: Disposição dos polos do TR. A da síntese de $Z(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.

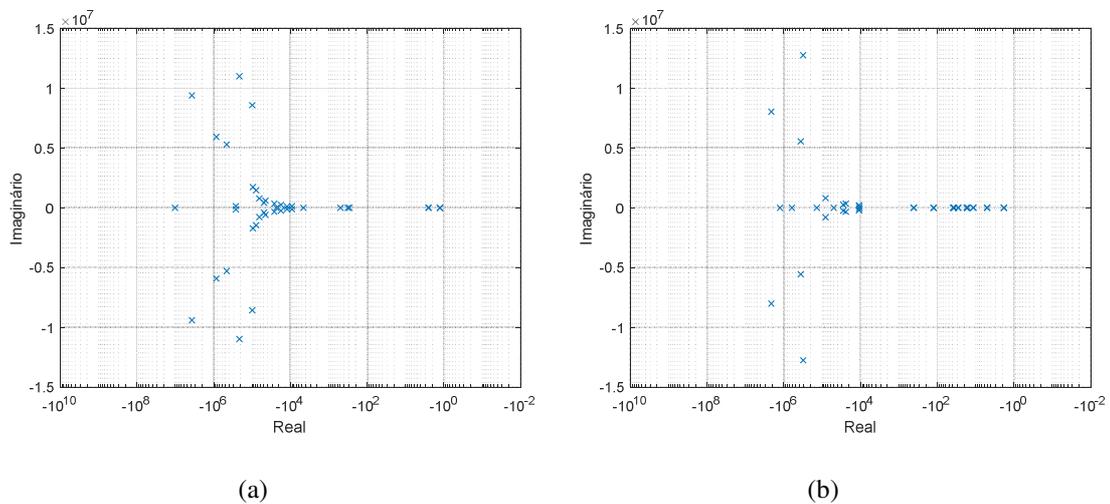


Figura 4.21: Disposição dos polos do TR. C da síntese de $H(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.

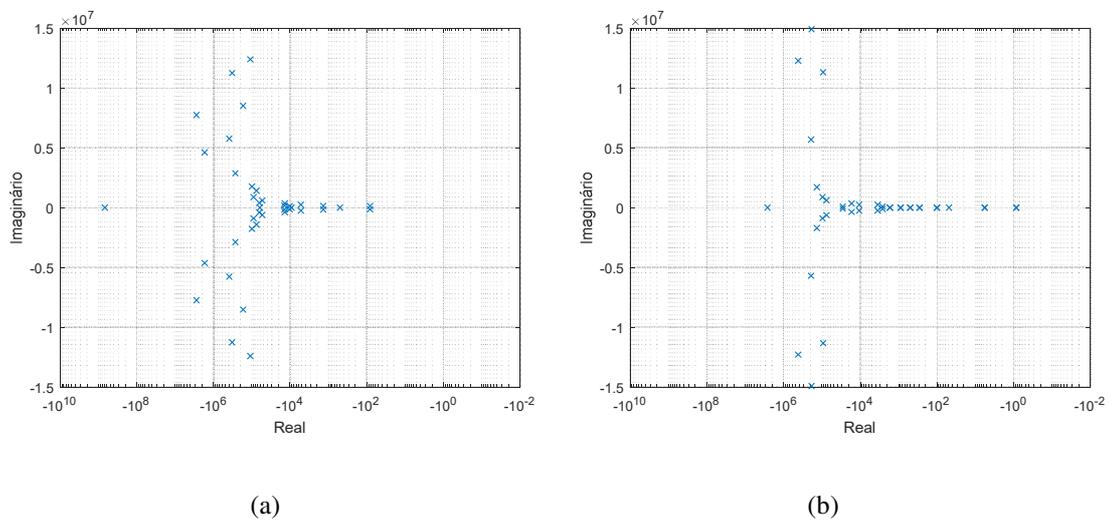


Figura 4.22: Disposição dos polos do TR. C da síntese de $Z(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.

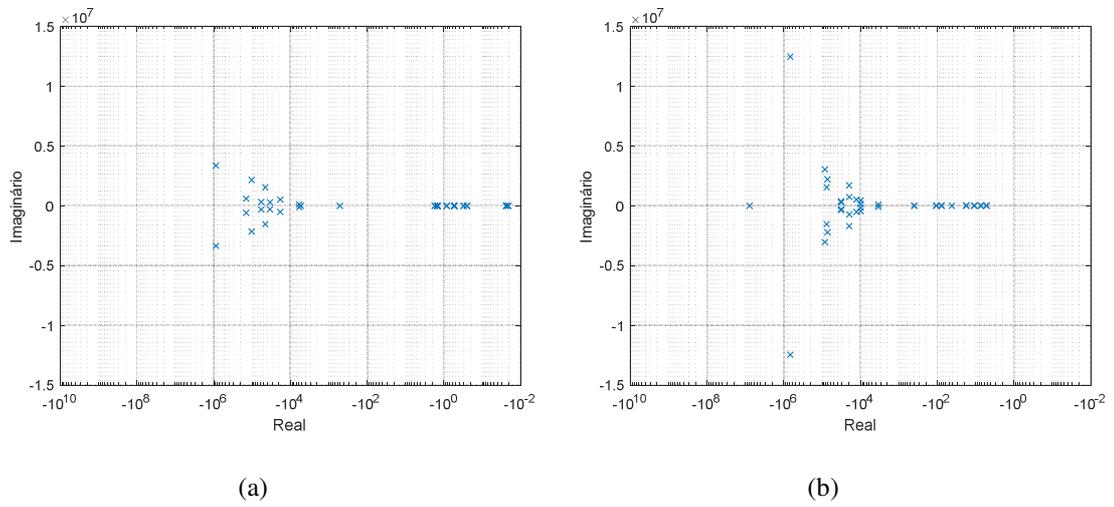


Figura 4.23: Disposição dos polos do TR. D da síntese de $H(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.

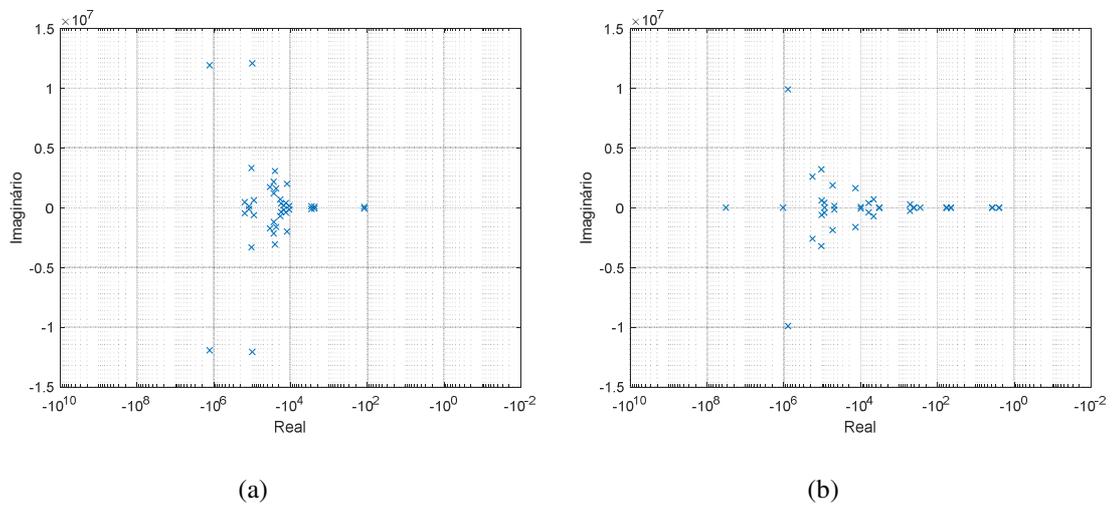


Figura 4.24: Disposição dos polos do TR. D da síntese de $Z(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.

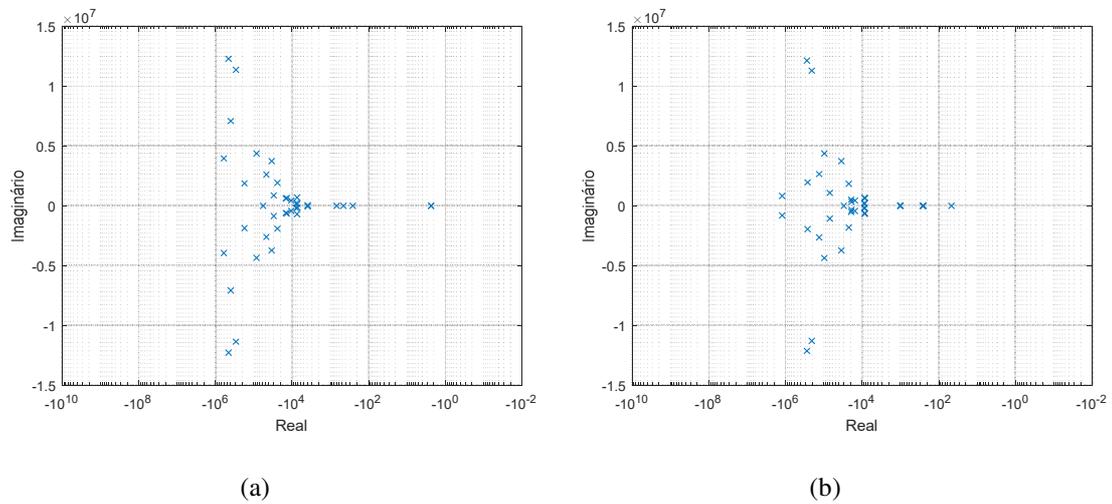


Figura 4.25: Disposição dos polos do TR. E da síntese de $H(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.

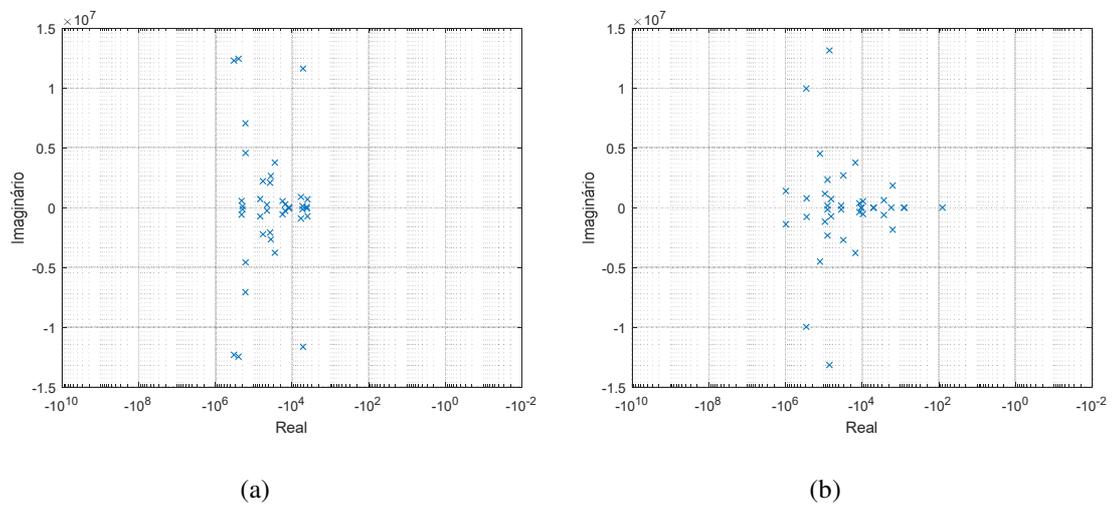


Figura 4.26: Disposição dos polos do TR. E da síntese de $Z(s)$: (a) com BT em curto-circuito, (b) com BT aberta.

Análise dos resíduos

Em uma análise complementar foram estabelecidas as funções racionais dos transformadores com enrolamento de cobre considerando os polos iniciais iguais aos polos obtidos dos ajustes vetoriais das curvas dos transformadores com enrolamento de alumínio. Ou seja, os polos obtidos pelo VF do TR. C e TR. A foram usados como insumo para o VF de TR. D e TR. E, respectivamente.

Entende-se que o resíduo estabelece a representatividade do polo na resposta do modelo em espaço de estados. Neste sentido, na análise do VF de $H(s)$ obtido a partir da curva medida do TR. D entre os terminais H_1 e H_2 com a BT conectada em curto-circuito, como mostrado na Figura 4.27, tem-se que os resíduos associados ao modelo possui desvio padrão na ordem de centenas e média não maior que 10, ao passo que o VF do TR. C possui resíduos associados com desvio padrão de ordem 10^5 e média na ordem de 10^3 . Conclui-se que na representação do TR. C há um destaque de alguns polos dominantes que definem o comportamento global do modelo em malha aberta. No caso do TR. D observou-se uma distribuição de resíduos mais homogênea sendo a resposta do modelo predominantemente seguida pelo comportamento dado pela composição dos polos estipulados. Ao adotar os polos obtidos pelo VF do TR. C como polos iniciais para o VF do TR. D observou-se que o ajuste teve um aumento do erro RMS em torno de 79%, mas em compensação teve uma redução do desvio percentual em 56%. Observou-se, nesta condição, um aumento do desvio padrão para a ordem de 10^4 e média para valores próximos do obtido no VF do TR. C. Ao forçar a resposta do TR. D em ser igual aos polos obtidos pelo VF do TR. C observou-se uma piora nos indicadores numéricos associados ao novo ajuste vetorial, mostrando com isso que os dois modelos de transformadores possuem polos dominantes associados a frequências naturais diferentes cujo modelo matemático proposto reflete num comportamento distinto frente as mesmas perturbações.

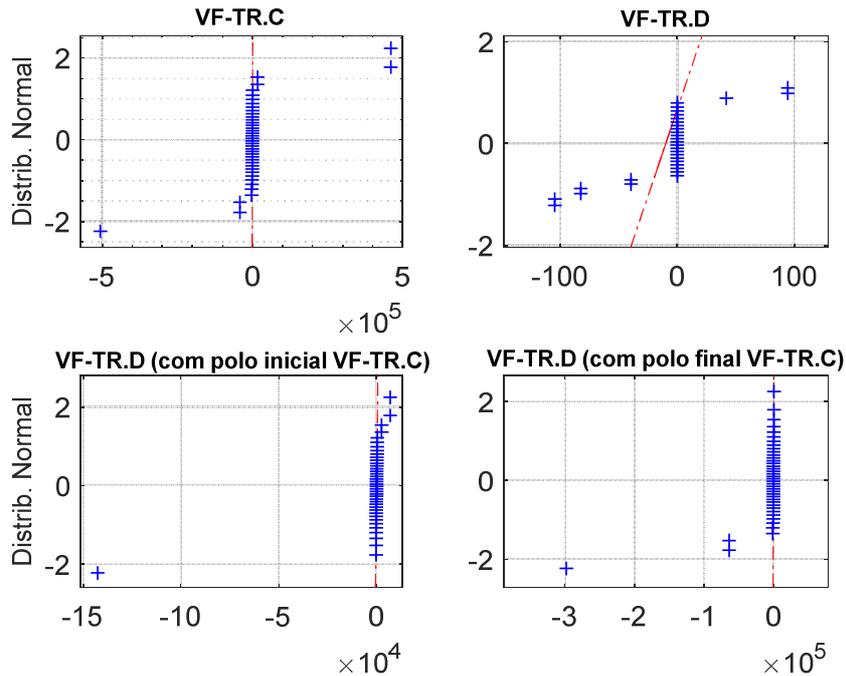


Figura 4.27: Desvio padrão dos resíduos obtidos pelo VF da síntese de $H(s)$ do TR. C e TR. D.

Sob o olhar da curva de $Z(s)$ tem-se que para o TR. D ao realizar novos ajustes considerando como polos iniciais os polos da função racional gerado para o TR. C observou-se um aumento no desvio percentual de 3,27% e uma redução do erro RMS na ordem de 16,32%. Para TR. E esses novos ajustes com base nos polos da função racional gerados para o TR. A proporcionaram um aumento menos representativo no desvio percentual e no erro RMS de 0,07% e 0,5%, respectivamente.

Ao avaliar os resíduos obtidos pelo VF do TR. E considerando os polos do modelo do TR. A como polos iniciais, observou-se um aumento do erro RMS em aproximadamente 5 vezes o valor calculado para o VF estabelecido anteriormente para o TR. E e do desvio percentual de 12%. Na Figura 4.28 é visto o desvio padrão para as diferentes disposições iniciais do modelo VF. Observa-se para os transformadores de 3 MVA que o comportamento, tanto para o modelo com enrolamento de alumínio quanto para o de cobre, possui semelhanças.

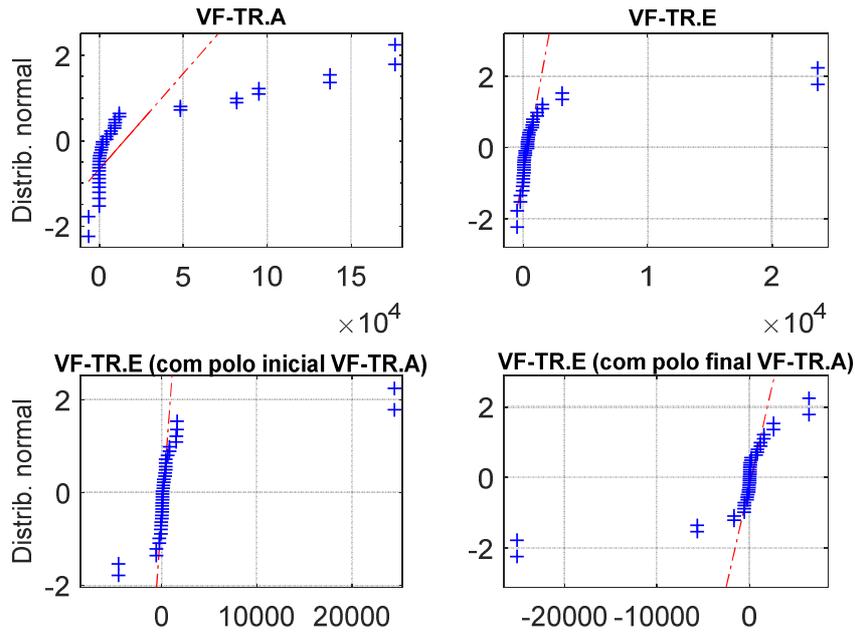


Figura 4.28: Desvio padrão dos resíduos obtidos pelo VF da síntese de $H(s)$ do TR. A e TR. E.

Análise Harmônica

Segundo o Anexo VIII da Resolução Normativa nº 956 da ANEEL, de 7 de dezembro de 2021, que trata da qualidade do fornecimento de energia elétrica [1], as distorções harmônicas são fenômenos associados a deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental.

Para fins práticos, geralmente, as harmônicas de ordens elevadas (acima da 50ª ordem), são desprezíveis para análises em sistemas elétricos de potência. Cabe ressaltar que esta avaliação é de cunho qualitativo, pois os polos dados a partir das curvas ajustadas não necessariamente refletem os polos reais do transformador.

Na Figura 4.29 estão representados os resíduos normalizados dispostos de acordo com a ordem harmônica. Observa-se que os resíduos mais representativos relativos aos transformadores com enrolamento de alumínio se dão em frequências menores que os resíduos dos transformadores com enrolamento de cobre.

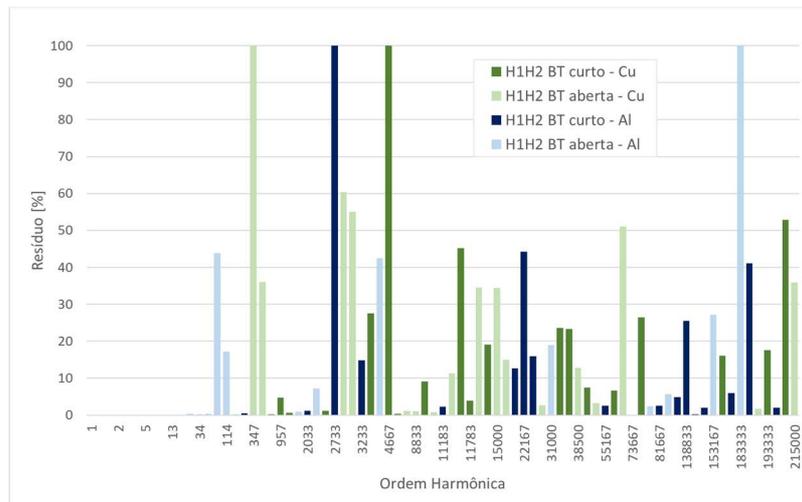


Figura 4.29: Representatividade dos resíduos em relação à ordem harmônica.

4.5.2 Comparação da resposta temporal

Para a avaliação temporal das curvas dos transformadores com enrolamento de alumínio e cobre medidas a partir de seus terminais de alta tensão foi aplicado a inversa de Laplace na função de transferência $Z(s)$ estabelecida no formato de resíduos e polos. Os resultados seguem expostos da Figura 4.30 e Figura 4.31.

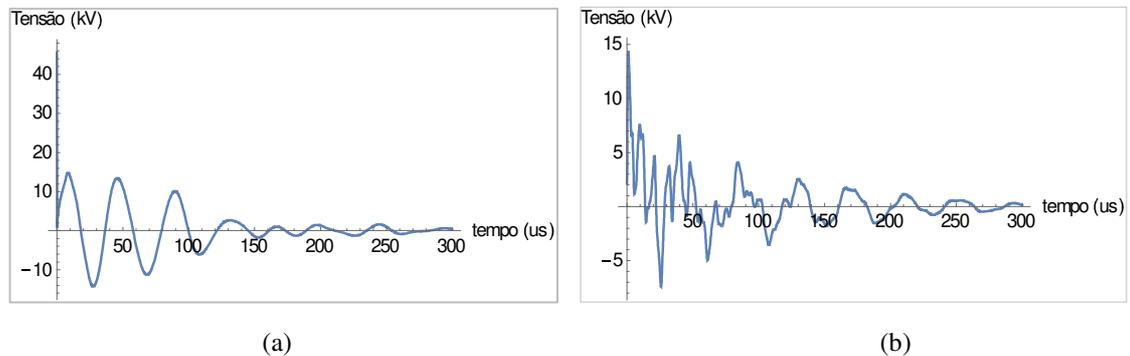


Figura 4.30: Resposta temporal a um impulso de tensão com base na medição H₁H₂ com BT em curto-circuito: (a) TR. C e (b) TR. D.

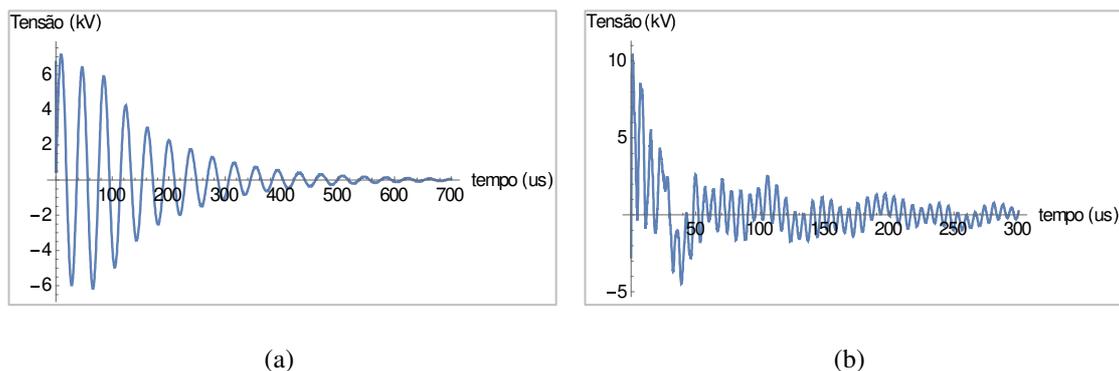


Figura 4.31: Resposta temporal a um impulso de tensão com base na medição H₁H₂ com BT em curto-circuito: (a) TR. A e (b) TR. E.

Observa-se que os transformadores com enrolamento de alumínio tiveram uma resposta frente a um sinal de impulso unitário oscilatória na frequência próxima de 2 kHz com atenuação na ordem de 400 μ s para o TR. A e 150 μ s para o TR. C.

Já para as respostas dos transformadores com enrolamento de cobre, observou-se para o TR. D um comportamento oscilatório semelhante ao verificado para o TR. C, porém é verificado a presença de ruídos. Também foi verificado oscilações secundárias na resposta do TR. E na frequência próxima de 70 kHz. Observou-se que o tempo de amortecimento da resposta ao impulso do TR. D foi próximo de 150 μ s e para o TR. E perto de 100 μ s.

Impulso atmosférico

O ensaio de impulso atmosférico consiste na simulação de descargas atmosféricas, por meio de aplicação de curvas padronizadas de impulso de tensão, para verificar a suportabilidade do isolamento do equipamento quando da exposição a esses distúrbios naturais.

Ressalta-se que de acordo com a regulamentação brasileira os transformadores devem suportar a sequência de curvas definidas pela norma ABNT NBR 5356-4/2007 sem degradar o seu isolamento. A sequência de realização desse ensaio consiste em iniciar com a aplicação do impulso atmosférico pleno (IAP) com valor de tensão reduzida de 50 a 75% do Nível Básico de Isolamento (NBI), cujo resultado é adotado como referência para as demais curvas verificadas. Em sequência aplica-se IAP com o valor de tensão suportável nominal. Depois aplicam-se o impulso atmosférico cortado (IAC) com valor

reduzido para 55% do NBI e dois IAC com valor especificado de tensão igual a 110% do NBI. Por fim aplicam-se dois IAP com valor suportável nominal de tensão [89].

A partir da comparação entre as curvas medidas no ensaio é possível verificar a existência de comportamentos anômalo no equipamento tais como, alterações no padrão de oscilações da corrente ou da tensão, e surgimento de sinais de alta frequência nos oscilogramas [90].

Dentre os transformadores avaliados nesse estudo dois resultados de ensaio de impulso atmosférico foram escolhidos para observação, ambos pertencentes à transformadores de 2 MVA, sendo um deles com enrolamento de alumínio (TR. C) e outro de cobre (TR. D).

Na Figura 4.32 e Figura 4.34 constam as curvas de tensão e corrente do teste IAP com valor reduzido verificadas em TR. C e TR. D, respectivamente. Observam-se relação U_t/U_p para o TR. C igual a $-84,98$ kV e para o TR. D igual a $-85,37$ kV. Com relação ao tempo de cauda tem-se que para o TR. C pode ser observado o valor de $100 \mu\text{s}$ e para o TR. D este valor fica próximo de $400 \mu\text{s}$. Estes valores estão em consonância com as respostas temporais obtidas a partir das funções racionais de $Z(s)$, conforme Figura 4.30 e Figura 4.31.

Na Figura 4.33 e Figura 4.35 estão representadas as curvas de IAC com valor reduzido. Observam-se U_t/U_p de $-94,57$ kV, com tempo de corte de $3,261 \mu\text{s}$ para a curva do TR. C e U_t/U_p de $-93,88$ kV, com tempo de corte de $3,08 \mu\text{s}$ para o TR. D.

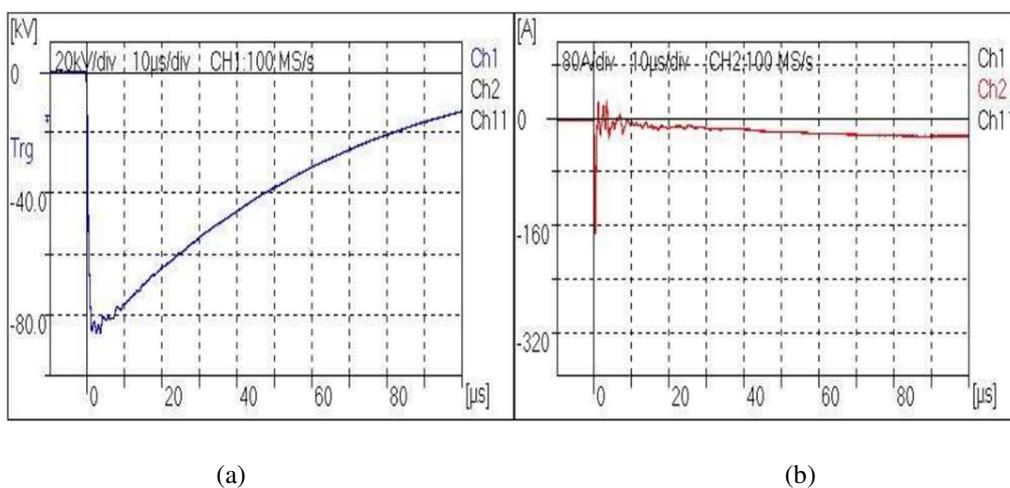
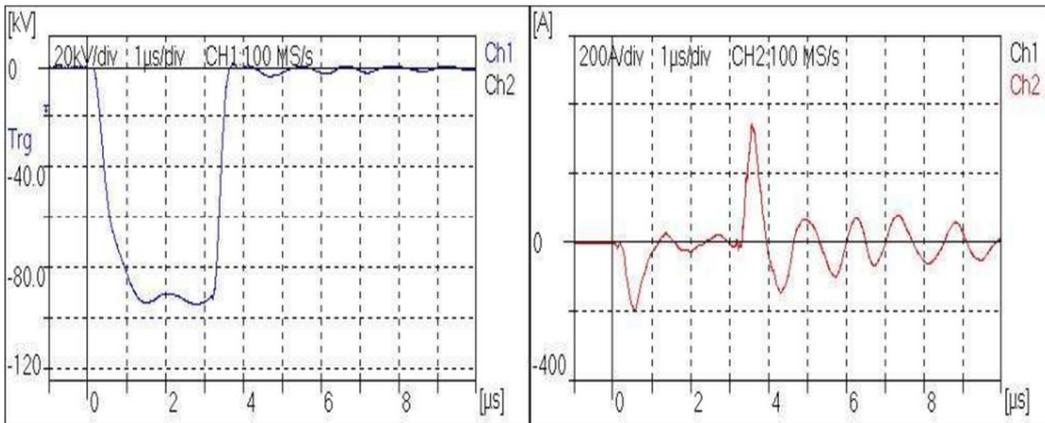


Figura 4.32: Resposta do TR. C ao IAP com valor reduzido: (a) tensão e (b) corrente.



(a)

(b)

Figura 4.33: Resposta do TR. C ao IAC com valor reduzido: (a) tensão e (b) corrente.

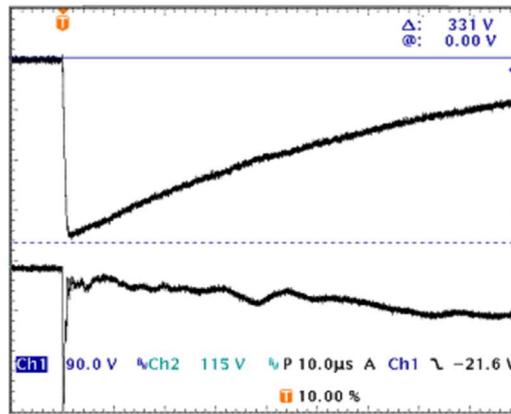


Figura 4.34: Resposta do TR. D ao IAP com valor reduzido (tensão e corrente).

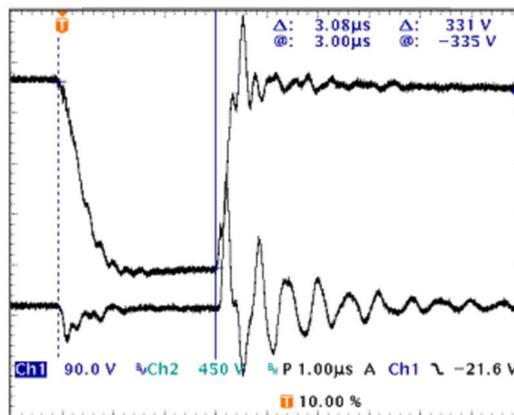


Figura 4.35: Resposta do TR. D ao IAC com valor reduzido (tensão e corrente).

4.6 Matriz de admitância proveniente de medição SFRA

A partir das medições realizadas no TR. E conforme detalhamento mostrado na seção 3.5, estabeleceu-se uma representação aproximada da matriz de admitância do transformador com o auxílio da ferramenta *Matrix Fitting* (MF) [62] cujos resultados são avaliados nesta seção.

De acordo com [71] a medição SFRA é sensível às interferências externas ocasionadas pela montagem, tais como a não efetividade do aterramento único e o casamento de impedâncias dos cabos usados no ensaio. Para contornar essas adversidades uma das soluções adotadas na literatura consta na aplicação de filtros.

Na Figura 4.36 estão representadas as curvas de admitância dadas a partir das medições em campo via SFRA e as curvas ajustadas pelo uso do *Matrix Fitting*. Percebe-se que diante a uma limitação em campo de estabelecer referência de terra em transformador trifásico com enrolamento conectado em delta, as curvas ajustadas não representaram adequadamente o equipamento em questão, em especial nos valores de fase. Este resultado reforça a discussão feita pela literatura.

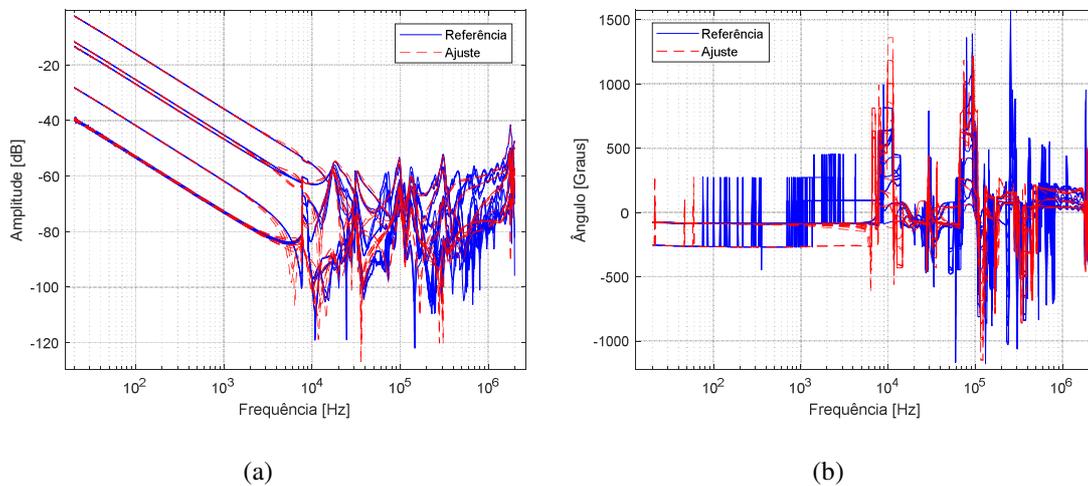


Figura 4.36: Curvas do MF do TR. E. (a) módulo e (b) ângulo.

Sabendo das limitações no decorrer da composição do ajuste do TR. E, o mapeamento dos polos identificado na Figura 4.37 foi usado apenas para análise qualitativa.

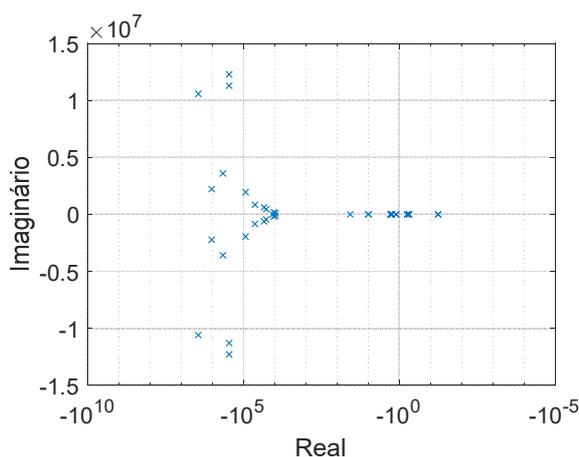


Figura 4.37: Mapeamento dos polos do TR. E gerado a partir do MF.

Percebe-se que a região de concentração dos polos mapeados para o TR. E a partir da curva ajustada entre terminais de alta tensão com a BT em curto é da mesma ordem de grandeza do mapa de polos oriundo de um modelo completo.

Desta forma para fins comparativos, entende-se que a representação da impedância Z_{sfra} reflete o comportamento do transformador como um todo.

4.7 Discussão do capítulo

Neste capítulo foi feito uma abordagem sucinta dos aspectos gerais vinculados ao estudo, que englobam detalhes dos ensaios, cujos resultados foram utilizados no trabalho, bem como, o desenvolvimento matemático associado aos ajustes vetoriais, que foram objeto de análise comparativa no domínio da frequência e do tempo.

Também consta neste capítulo a descrição da metodologia aplicada no desenvolvimento da pesquisa e premissas seguidas para as apurações dos dados.

Neste sentido, detalhou-se os indicadores numéricos e métricas estabelecidas para as comparações entre curvas geradas com o uso do VF. Os resultados dos indicadores avaliados aos pares de curvas dadas a partir de medições SFRA foram analisados de forma global com o objetivo de possibilitar comparações feitas entre transformadores com enrolamento de alumínio e cobre.

Tentou-se representar, com base nas medições colhidas em campo, algo semelhante à matriz de admitância do transformador para fins de complementação da análise, em especial, no quesito de disposição dos polos.

Capítulo 5.

Conclusão

5.1 Considerações finais

No presente trabalho foi apresentado uma análise de dados de medições no espectro de frequência da impedância dos enrolamentos de transformadores de médio porte, assim como da função de transferência dada pela razão dos sinais de tensão medidos entre terminais seguindo as configurações de medição estabelecidas em norma. Com isso foi possível identificar que o material empregado no enrolamento afeta o comportamento do transformador como um todo, em especial, nas médias e altas frequência. Foram consideradas algumas métricas para a avaliação quantitativa das diferenças entre as curvas extraídas de medições dos transformadores estudados. Em sequência realizou-se a síntese racional dessas curvas dos transformadores, o que permitiu avaliar que há diferenças expressivas no mapeamento dos polos para transformadores fabricados com diferentes materiais condutores. Dos cinco transformadores avaliados, foi escolhido um deles para confrontar o mapeamento dos polos obtidos com o auxílio da ferramenta *Vector Fitting* com o mapa de polos de uma aproximação da matriz de admitância gerada com o uso do *Matrix Fitting*. Por fim, uma avaliação no domínio do tempo foi estabelecida e seus resultados discutidos com o foco nas divergências de comportamento entre os equipamentos frente a um sinal de impulso. Neste sentido, para agregar a análise, foi trazido os resultados de ensaio de impulso atmosférico realizado em dois transformadores de mesma potência, mas com enrolamentos fabricados por materiais condutores distintos. Essas avaliações complementares possibilitaram validar os resultados comparativos realizados no estudo e estender a aplicação da metodologia para análises de possíveis avarias de transformadores através das divergências no mapeamento dos polos.

5.2 Proposta de trabalhos futuros

Em estudos recentes que abordam a temática de análise de transformadores verifica-se o uso recorrente de ferramentas vinculadas a inteligência artificial e análise de banco de dados. Com isso, seria oportuno em um trabalho futuro incluir a avaliação do mapeamento dos polos do transformador de tal forma a verificar desvios e, dentro do possível, relacionar os polos a características físicas do equipamento.

Também como proposta de trabalhos futuros seria interessante incluir mais indicadores numéricos para a realização da comparação das curvas medidas e ajustadas por sínteses racionais para complementar a avaliação.

O ensaio de varredura em frequência é de fácil aplicação e não requer diversos instrumentos para realizá-lo, um dos motivos de ser amplamente utilizado nas empresas do setor elétrico, porém os resultados obtidos são sensíveis às condições de montagem. Verificou-se nesse trabalho que essas interferências impactam consideravelmente a qualidade do ajuste vetorial realizado a partir desses sinais. Para contornar esse problema nesse trabalho foi feito uma segunda síntese racional dada a partir da curva gerada no primeiro ajuste feito com o uso da ferramenta *Vector Fitting* agregada a pontuais alterações manuais de erros grosseiros. Para refinar esse ajuste propõe-se como trabalho futuro aplicar filtro passivo na curva medida.

Também vale aprofundar em trabalhos futuros na resposta temporal adotando métricas para investigação e análise das divergências, não só entre transformadores com enrolamentos fabricados de materiais distintos, como de curvas ajustadas para avaliação de transformador com suspeita de defeito. Seria interessante estender esta análise no tempo com o uso do modelo RLC gerado a partir do *Matrix Fitting*.

Referências Bibliográficas

- [1] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, *Anexo VIII da Resolução Normativa nº. 956, de 7 de dezembro de 2021, Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - Qualidade do Fornecimento de Energia Elétrica*. In: PRODIST: Módulo 8, Agência Nacional de Energia Elétrica ANEEL, Brasília, 2021.
- [2] OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO, *Requisitos mínimos de qualidade de energia elétrica para acesso ou integração à Rede Básica*. In: Submódulo 2.9, Operador Nacional do Sistema Elétrico - ONS. Rio de Janeiro, 2022.
- [3] OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO, *Indicadores de qualidade de energia elétrica da Rede Básica*. In: Submódulo 9.7, Operador Nacional do Sistema Elétrico - ONS Rio de Janeiro, 2020.
- [4] NIEKERK, D. V., SCHOOMBIE, B., BOKORO, P., “Design of an Experimental Approach for Characterization and Performance Analysis of High-Frequency Transformer Core Materials”, *Energies*, v. 16, n. 9, pp. 1-20, Maio 2023.
- [5] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, *Projeto Mecânico de Transformadores e Reatores*. In: NBR 16126, Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, Rio de Janeiro, 2012.
- [6] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, *Acessórios para Transformadores, em todas as suas partes*. In: NBR 16367, Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, Rio de Janeiro, 2015.
- [7] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, *Transformadores de Potência, em todas as suas partes*. In: NBR 5356, Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, Rio de Janeiro, 2016.
- [8] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, *Transformadores de potência Parte 1: Generalidades*. In: NBR 5356-1, Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, Rio de Janeiro, 2018.
- [9] CONSEIL INTERNATIONAL DES GRANDS RÉSEAUX ÉLECTRIQUES, *Advances in the interpretation of transformer Frequency Response Analysis*. In: Working Group A2.53, Cigré, Paris, 2020.

- [10] ROCHA, A. C. O., FREIRE, A. R. F., FERNANDES, A. B., *et al.*, *Interação entre Transformadores e o Sistema Elétrico com Foco nos Transitórios Eletromagnéticos de Alta Frequência*. In: Grupo de Trabalho JWG A2/C4-3, Cigré-Brasil, Rio de Janeiro, 2009.
- [11] BASTOS, G. MARIN, M. A., SANTELLI, J., *et al.*, *Avaliação de Desempenho de Transformadores de Potência e Reatores no Sistema Elétrico Brasileiro*. In: Grupo de Trabalho GT A2.02, Cigré-Brasil, Rio de Janeiro, 2013.
- [12] CONSEIL INTERNATIONAL DES GRANDS RÉSEAUX ÉLECTRIQUES, *Guia de manutenção para transformadores de potência*. In: Grupo de Trabalho GT A2.05, Cigré-Brasil, Rio de Janeiro, 2013.
- [13] GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A., “Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 3, pp. 1052-1061, 1999.
- [14] GUSTAVSEN, B., *The Vector Fitting Website - Downloads*. SINTEF. Disponível em: <<https://www.sintef.no/projectweb/vectorfitting/downloads/>>. Acesso em: 16 Ago. 2023.
- [15] GUSTAVSEN, B., PORTILLO, A., RONCHI, R. *et al.*, "High-Frequency Resonant Overvoltages in Transformer Regulating Winding Caused by Ground Fault Initiation on Feeding Cable", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 33, n. 2, pp. 699-708, Abr. 2018.
- [16] GRIVET-TALOCIA, S., GUSTAVSEN, B., *Passive Macromodeling: Theory and Applications*. 1 ed. New Jersey, Wiley, 2015.
- [17] VITA, V., FOTIS, G., CHOBANOV, V., PAVLATOS, C., MLADENOV, V., “Predictive Maintenance for Distribution System Operators in Increasing Transformers’ Reliability”, *Energies*, v. 12, n. 6, pp. 1-23, Março 2023.
- [18] ZHANG, Y., GAO, F., LI, J. *et al.*, " Risk assessment for distribution transformer burning-out based on D-S evidence theory", *IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies*, v. 6, n. 2, pp. 1498-1503, Mar. 2016.
- [19] FERREIRA, D. A. P., 2013, *Análise de falhas em transformadores de distribuição por metodologia forense*. Dissertação de M.Sc., Universidade de São Paulo, São Carlos, SP, Brasil.

- [20] GAUTERIO, Z. W. B., 2006, *Impacto do gerenciamento pelo lado da demanda em transformadores de potência*. Dissertação de M.Sc., Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, RS, Brasil.
- [21] BARBOSA, S. R., 2005, *Estudo dos efeitos da sobretensão em transformadores de potência aliada a carregamentos acima da potência nominal*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, Brasil.
- [22] PROFESSIONAL STANDARD OF THE PEOPLE'S REPUBLIC OF CHINA, *Frequency response analysis on winding deformation of power transformers*. In: DL/T 911-2004, Professional Standard of the People's Republic of China, China, 2004.
- [23] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, *Power transformers - Part 18: Measurement of frequency response*. In: Standard IEC 60076-18:2012, International Electrotechnical Commission - IEC, Genebra, 2012.
- [24] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, *IEEE Guide for Application for Monitoring Equipment to Liquid-Immersed Transformers and Components*. In: Standard C57.143-2012, Institute of Electrical and Eletronics Engineers - IEEE, Nova York, 2012.
- [25] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, *IEEE Guide for the Application and Interpretation of Frequency Response Analysis for Oil-Immersed Transformers*. In: Standard Standard C57.149-2012, Institute of Electrical and Eletronics Engineers, Nova York, 2013.
- [26] JURISIC, B., FILIPOVIC-GRCIC, B., ZUPAN, T., *et al.*, "Setup for measuring and simulating high-frequency overvoltages of power transformer". *2nd International Colloquium on Smart Grid Metrology (SMAGRIMET)*, Split, Croácia, 2019.
- [27] HAQUE, A., HOSSAIN, N., ISLAM, H., "Reduction of Distribution Transformer Burn in Power Sector Utilities". *21st International Conference of Computer and Information Technology (ICCIT)*, Dhaka, Bangladesh, 2018.
- [28] GUIMARÃES, R. C., 2010, *Modelo Elétrico da Impedância do Transformador Baseado em Células RLC Passivas*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, RS, Brasil.
- [29] PRADHAN, S., NAYAK, S. K., "Winding Dislocation of a Power Transformer and its Analysis to Locate and Estimate the Deformation". *2nd International*

- Conference on Power, Energy and Environment: Towards Smart Technology (ICEPE)*, Shillong, Índia, 2018.
- [30] PLESSIS, F., BEUKES, J., “Influence of System Parameters on Harmonic Distortion Contributions of Renewable Power Plants”. *20th International Conference on Harmonics & Quality of Power (ICHQP)*, Nápoles, Itália, 2022.
- [31] GUMILAR, L., SHOLEH, M., NUGROHO, W. S., “Interline Feeder of Shunt Passive Harmonic Filter and Detuned Reactor to Reduce Harmonic Distortion”. *4th International Seminar on Research of Information Technology and Intelligent Systems (ISRITI)*, pp. 417–422, Yogyakarta, Indonésia, 2021.
- [32] OLIVEIRA, M., LIMA, M., SILVA, L., *et al.*, “Independent Component Analysis for Distortion Estimation at Different Points of a Network with Multiple Harmonic Sources”. *20th International Conference on Harmonics & Quality of Power (ICHQP)*, Nápoles, Itália, 2022.
- [33] ANU, G., FERNANDEZ, F. M., “Identification of Harmonic Injection and Distortion Power at Customer Location”. *19th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Dubai, Emirados Árabes Unidos, 2020.
- [34] SOARES, M. B., COELHO, E. A., FREITAS, L. C. G., *et al.*, “Análise do desempenho das técnicas de modulação SVM, SPWM, Histerese no conteúdo harmônico de corrente e potência de operação de inversores conectados à rede”. *14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, São Paulo, Brasil, 2021.
- [35] SALOMONS, S. H., “The use of aluminium conductors in transformers”, *Transactions of the South African Institute of Electrical Engineers*, v.73, n. 1, pp. 11-15, Jan. 1982.
- [36] PAUL, P., SACOTTE, M., WALTER, F., “Large aluminium distribution transformer”. In: *1st International Conference on Power and Energy in NERIST (ICPEN)*, Nirjuli, Índia, Dez. 2012.
- [37] DAVIS, J. R., *Metals Handbook Desk Edition*. 2 ed. Ohio, ASM International, 1998.
- [38] CRANDALL, S. H., DAHL, N. C., LARDNER, T. J., *An Introduction to the Mechanics of Solids*. 2 ed. Nova Iorque, McGraw-Hill, 1978.

- [39] OLIVARES-GALVÁN, J. C., LEÓN, F., GEORGILAKIS, P. S., *et al.*, “Selection of copper against aluminium windings for distribution transformers”, *IET Electric Power Applications*, v. 4, n. 6, pp. 474–485, Jun. 2010.
- [40] ROSENTINO JR., A. J. P., 2010, *Estimativa dos esforços eletromecânicos em transformadores submetidos a um curto-circuito trifásico*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG, Brasil.
- [41] BENIWAL, N. S. , GUPTA, H. O., DWIVEDI, D. K., “Effect of creep on failure of distribution transformers: An experimental evaluation”, *International Journal of Performability Engineering*, v. 6, n. 2, pp. 171–179, Mar. 2010.
- [42] NELMETAIS, *London Metal Exchange*. Disponível em: <<http://www.nelmetais.com.br/lme>>. Acesso em: 08 Maio 2023.
- [43] LI, Y., YANG, S., XU, Q., “Dynamic Electromagnetic Force Analysis of a Power Transformer with Regulated Windings”. In: *IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD)*, Tianjin, China, Dez. 2020.
- [44] FERREIRA, R. S. A., PICHER, P., MEGHNEFI, F., FOFANA, I., EZZAIDI, H., VOLAT, C., BEHJAT, V., “Reproducing Transformers’ Frequency Response from Finite Element Method (FEM) Simulation and Parameters Optimization”, *Energies*, v. 16, n. 11, pp. 1-14, Maio 2023.
- [45] ANIL, P. R., CHAUDHARI, A. P., MAHAJAN, G. K., “Transformer Winding Deformation Analysis using SFRA Technique”, *Journal for Research*, v. 1, n. 11, pp. 5-10, Jan. 2016.
- [46] YOUSOF, M. F. M., SAHA, T. K., EKANAYAKE, C., “Investigating the sensitivity of frequency response analysis on transformer winding structure”. In: *IEEE PES General Meeting, Conference & Exposition.*, National Harbor, Maryland, 2014.
- [47] ALSUHAIBANI, S., KHAN, Y., BEROUAL, A., *et al.*, “A review of frequency response analysis methods for power transformer diagnostics”, *Energies*, v. 9, n. 11, pp. 1-17, Out. 2016.
- [48] GAWRYLCZYK, K. M., TRELA, K., “Frequency response modeling of transformer windings utilizing the equivalent parameters of a laminated core”, *Energies*, v. 12, n. 12, pp. 1-14, Jun. 2019.

- [49] ZANCHETTA, B. F., 2019, *Reprodutibilidade em ensaios de análise de resposta em frequência em transformadores de potência*. Monografia, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, RS, Brasil.
- [50] GALERA, R., *Treinamento SFRA Resposta em Frequência*. Doble Engineering Company. Rio de Janeiro, 2020.
- [51] ARAÚJO, D. C. P., 2009, *Estudo de Metodologia e Técnicas para Execução de Ensaio de Resposta em Frequência em Transformadores de Potência*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, Brasil.
- [52] ABREU, R. L., 2011, *Modelagem e simulação de transformadores, sob condições transitórias, levando em consideração os efeitos da saturação e histerese do núcleo ferromagnético*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Campo Grande, MS, Brasil.
- [53] MORK, B. A., GONZALEZ, F., ISHCHENKO, D., *et al.*, “Hybrid transformer model for transient simulation - Part I: Development and parameters”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, pp. 248-255, 2007.
- [54] MARÍN, E. A. G., 2016, *Modelagem e simulação de faltas internas entre espiras em transformadores de potência para avaliação de funções de proteção*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
- [55] IMDAD, K., 2017, *High Frequency Modeling of Power Transformers under Transients*. Tese de D.Sc., Universidade Politècnica da Catalunya, Barcelona, Espanha.
- [56] POMILIO, J. A., *Pré-reguladores de fator de potência*. Campinas, Universidade Estadual de Campinas, 2014.
- [57] SEYBOLD, J. S., *Introduction to RF Propagation*. Nova Jersey, Wiley-Interscience, 2005.
- [58] HØIDALEN, H. K., MORK, B. A., GONZALEZ, F., *et al.*, “Implementation and verification of the Hybrid Transformer model in ATPDraw”. In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST)*, Lion, França, 2007.
- [59] MORK, B. A., GONZALEZ, F., ISHCHENKO, D., “Leakage Inductance Model for Autotransformer Transient Simulation”. In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST)*, Montreal, Canadá, 2005.

- [60] MORK, B. A., “Five-Legged Wound-Core Transformer Model: Derivation, Parameters, Implementation, and Evaluation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 4, pp. 1519-1526, Out. 1999.
- [61] GUSTAVSEN, B., “Improving the pole relocating properties of vector fitting”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 3, pp. 1587-1592, Jul. 2006.
- [62] GUSTAVSEN, B., “Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 4, pp. 1093-1098, Out. 2002.
- [63] GLOVER, J. D., SARMA, M. S., OVERBYE, T. J., *Power system analysis and design*. 5 ed. Stamford, Cengage Learning, 2012.
- [64] GRAINGER, J. J., STEVENSON JR., W. D., *Power System Analysis*. Nova Iorque, McGraw Hill, 1994.
- [65] MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING, *Magnetic circuits and transformers*. 15 ed. Cambridge, M.I.T Press, 1965.
- [66] CHAPMAN, S. J., *Fundamentos de Máquinas Eléctricas*. 5 ed. Porto Alegre, AMGH, 2013.
- [67] BARCELOS, R. P., 2017, *Fluxo de potência trifásico em redes de distribuição desbalanceadas utilizando Newton-Raphson*. Monografia, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil.
- [68] HØIDALEN, H. K., *ATPDraw: The graphical preprocessor to ATP Electromagnetic Transients Program*. Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Noruega, 2012. Disponível em: <<http://www.atpdraw.net/index.php>>. Acesso em: 16 Ago. 2023.
- [69] HØIDALEN, H. K., PRIKLER, L., PEÑALOZA, F., *ATPDraw version 7.3 for Windows: User's Manual*. Trondheim, Noruega, 2012.
- [70] NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION, *Figura do núcleo magnético do transformador trifásico*. Disponível em: <<https://sc01.aticdn.com/kf/HTB1UcUKJFXXXXb5XpXXq6xXFXXXtStacked-Transformer-Core.jpg>>. Acesso em: 16 Ago. 2023.

- [71] RÊMA, G. S., 2018, *Modelagem black-box de transformadores de potência em altas frequências*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, MG, Brasil.
- [72] PAULINO, M., “Avaliação do isolamento em transformadores de potência - Ensaio de perdas dielétricas e capacitância”, *O Setor Elétrico*. ed. 103. Capítulo VIII. São Paulo, São Paulo, Ago. 2014.
- [73] WANG, S., ZHANG, H., WANG, S., *et al.*, “Cumulative Deformation Analysis for Transformer Winding under Short-Circuit Fault Using Magnetic-Structural Coupling Model”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, v. 26, n. 7, pp. 1–5, Out. 2016.
- [74] ZHANG, H., YANG, B., XU, W., *et al.*, “Dynamic deformation analysis of power transformer windings in short-circuit fault by FEM”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, v. 24, n. 3, pp. 1–4, Jun. 2014.
- [75] ZAMBRANO, G. M. V., 2009, *Identificação de parâmetros de um circuito equivalente de transformadores de potência*. Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, COPPE, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [76] ALMAS, S., TANG, W., WU, Q. H., “Modeling of a power transformer winding for deformation detection based on frequency response analysis,” *Proc. 26th Chinese Control Conf. CCC 2007*, v. 1, pp. 506–510, Jul. 2007.
- [77] GUSTAVSEN, B., “Removing insertion impedance effects from transformer admittance measurements,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 27, n. 2, pp 1027-1029, Abr. 2012.
- [78] CAPARÓ, J. L. C., 2005, *Modelagem de Transformadores de Distribuição para Aplicação em Algoritmos de Fluxo de Potência Trifásico*. Dissertação de M. Sc., Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, Ilha Solteira, SP, 2005.
- [79] DESCHRIJVER, D., MROZOWSKI, M., DHAENE, T., *et al.*, “Macromodeling of multiport systems using a fast implementation of the vector fitting method”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 18, n. 6, pp. 383-385, Jun. 2008.
- [80] FERNANDES, A. B., LIMA, A. C. S., “Modelagem de Transformadores a partir de Medições em Campo para Estudos de Transitórios em Altas Frequências”. In: *XIX SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, Rio de Janeiro, RJ, 2012.

- [81] CERVERO, D., FOTOPOULOU, M., MUÑOZ-CRUZADO, J., *et al.*, “Solid State Transformers: A Critical Review of Projects with Relevant Prototypes and Demonstrators”, *Electronics*, v. 12, n. 4, pp. 1–24, 2023.
- [82] RIDWAN, M., GAUSULTAN, K., SRIYONO, “Preliminary Design of Solid State Transformer Application for Power Distribution System in Indonesia”. In: *International Conference on Information Technology, Information Systems and Electrical Engineering (ICITISEE)*, Yogyakarta, Indonésia, 2022.
- [83] DING, L., LU, X., HUANG, A. Q., “Versatile Control Functions of Hybrid Solid-State Transformers in Distribution Systems”. In: *6th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID)*, Nova Orleans, Luisiana, 2021.
- [84] HANNAN, M. A., KER, P. J., LIPU, M. S. H., *et al.*, “State of the art of solid-state transformers: Advanced topologies, implementation issues, recent progress and improvements”, *IEEE Access*, v. 8, pp. 19113–19132, Jan. 2020.
- [85] WANG, J., ZHANG, X., ZHANG, F., *et al.*, “Review on Evolution of Intelligent Algorithms for Transformer Condition Assessment”, *Frontiers in Energy Research*, v. 10, pp. 1–15, Maio 2022.
- [86] TRAN, Q. T., DAVIES, K., ROOSE, L., *et al.*, “A review of health assessment techniques for distribution transformers in smart distribution grids”, *Applied Sciences.*, v. 10, n. 22, pp. 1–21, Nov. 2020.
- [87] HARLOW, J. H., *Electric power transformer engineering*. Boca Raton, CRC Press, 2004.
- [88] TORRES, A. L. O., 2006, *Diagnóstico de Transformadores de Potência Através da Análise da Resposta em Frequência*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, Brasil.
- [89] TAVARES, P. V. P. O., 2021, *Análise de falhas em transformadores de distribuição durante o ensaio de impulso atmosférico*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, MG, Brasil.
- [90] PEREIRA, M. P., 2017, *Desenvolvimento de Sistema Automático para Ensaio de Impulsos de Tensão em Equipamentos Elétricos*. Dissertação de M.Sc., Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, MG, Brasil.
- [91] DAWOOD, K., KOMURGOZ, G., ISIK, F., “Modeling of distribution transformer for analysis of core losses of different core materials using FEM”. In: *8th*

International Conference on Modeling Simulation and Applied Optimization (ICMSAO), Manama, Bahrein, Abr. 2019.

- [92] MARTINS, H. J. A., 2007, *Diagnóstico de Transformadores de Potência Através de Metodologias no Domínio da Frequência*. Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

Apêndice A

Curvas medidas de $Z(s)$

A.1 Comparação de medições SFRA: Alumínio

Aprofundando sob a ótica das medições de varredura em frequência, tem-se na Figura A.1 as curvas de impedância dada a partir das medições dos terminais H_1 e H_2 com a baixa tensão conectada em curto-circuito trifásico sem envolvimento a terra (terminal terra da BT flutuante).

Ao comparar os dados ponto a ponto das amplitudes da impedância apresentada na Figura A.1 (a) encontra-se uma diferença entre as curvas do TR. A e TR. B de aproximadamente 4% em relação ao maior valor. Percebe-se que a inclinação da curva é semelhante e o valor de ressonância de pico se dá em frequências aproximadas. A maior diferença foi observada para frequência acima de 10^5 Hz, sendo essa faixa de frequência passível de efeitos de interferências em cabos e conexões utilizadas na montagem do ensaio SFRA [71].

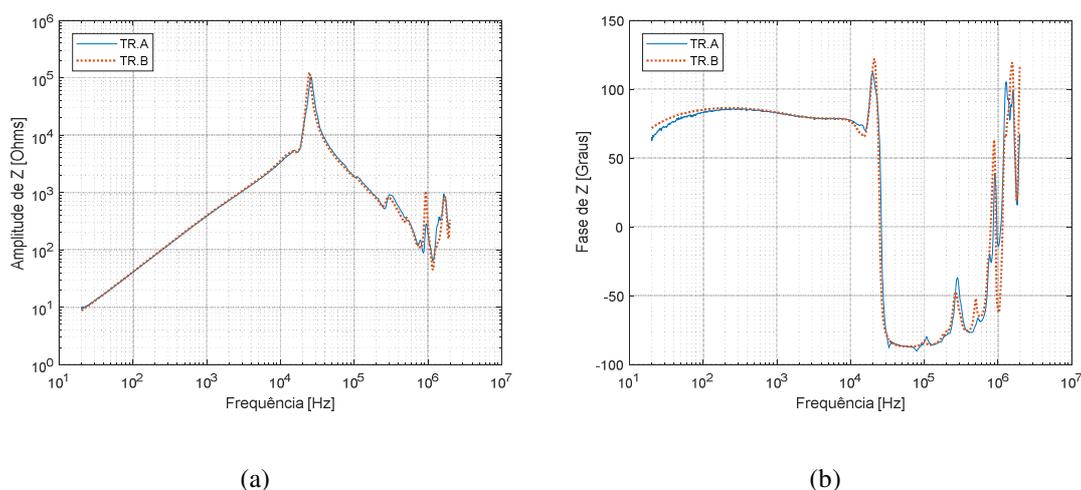


Figura A.1: Enrolamento A1 - curva H1H2 com a BT em curto-circuito do TR. A e B. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

A partir da Figura A.1 (b) observa-se que há uma sutil diferença entre as curvas de fase da impedância vista dos terminais H_1 e H_2 com a BT em curto-circuito. Esta diferença se destaca na faixa entre 10 kHz e 1 MHz em que a estrutura do enrolamento influencia no valor de $Z(s)$. Tendo em vista que esta comparação realizada se trata de transformadores semelhantes, esta similaridade entre as curvas era esperada, haja vista que não há expressiva distinção dos projetos dos transformadores A e B.

A comparação de $Z(s)$ para transformadores distintos se mostra efetiva para observações no traçado em geral. Vale destacar que, como já exposto na seção 4.3.1, para comparações ponto a ponto deve ser levado em consideração as diferenças entre características nominais de cada transformador.

Na Figura A.2 (a), observa-se uma notória diferença das curvas na faixa de frequência inferior a 2 kHz, que é a faixa na qual é evidenciada a influência do núcleo ferromagnético do transformador. Para essas curvas avaliadas dos transformadores A e B esse desvio verificado pode ter sido ocasionado devido a magnetização do transformador, sendo que provavelmente uma das medições foi realizada em um transformador com o núcleo magnetizado e a outra com o núcleo não magnetizado. Por este motivo, é de grande relevância manter mesmo padrão de ensaio e deixar registrado em relatório todas as especificidades de tal forma a facilitar a análise comparativa a partir do uso de dados históricos.

Na Figura A.2 (b) para a medição entre H_1 e H_2 mantendo a baixa tensão aberta é identificado um defasamento acentuado na faixa de frequência entre 600 Hz e 10 kHz. Apesar das impedâncias dos transformadores A e B terem comportamentos semelhantes e valores aproximados (módulo e ângulo) visualmente observa-se que o ponto de ressonância entre os dois transformadores avaliados está levemente deslocado, sendo essa defasagem de grande impacto ao comparar $Z(s)$ ponto a ponto, pois é justamente em torno da ressonância que são apurados os maiores valores de $Z(s)$. Esse deslocamento pode ser observado no indicador de correlação (r) cujos resultados constam na Tabela A.1.

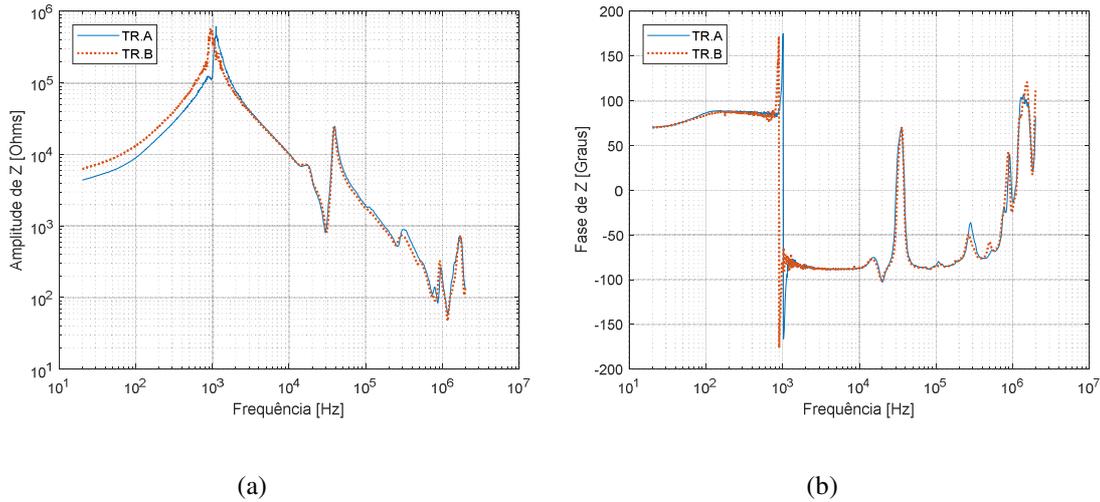


Figura A.2: Enrolamento A1 - curva H1H2 com a BT em aberta do TR. A e B. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

A partir da Figura A.3 é possível observar o comportamento predominante da parcela de indutância presente na impedância dos transformadores em análise. Para baixas frequências a característica indutiva é mais acentuada de tal forma que modelos que representam apenas indutância do transformador já respondem adequadamente à finalidade. Já para frequências na faixa de 600 Hz a 10 kHz verifica-se que o comportamento em transformadores trifásicos está associado predominantemente à forma de fechamento do enrolamento secundário. Para conexão em curto-circuito e com carga nominal a indutância associada aos enrolamentos se mostra mais relevante, por este motivo, a característica da impedância equivalente para estes casos é indutiva. Observa-se que para essa configuração a impedância equivalente possui menos efeito de capacitâncias internas. Por outro lado, para transformadores em vazio, a impedância possui características capacitivas, pois se torna mais representativa as capacitâncias internas entre enrolamentos e núcleo e entre enrolamentos e carcaça. Para altas frequências o comportamento da impedância se torna majoritariamente capacitivo independente da forma de ligação do transformador.

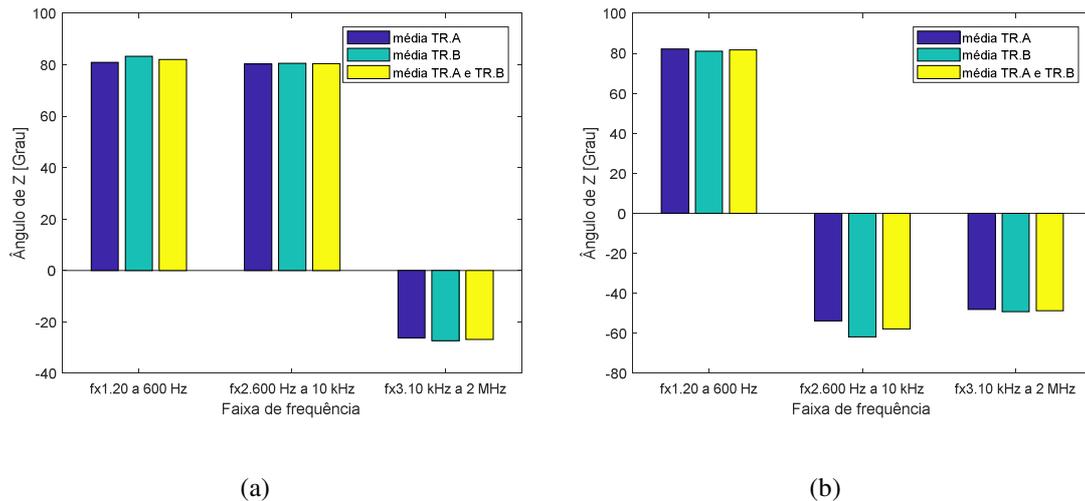


Figura A.3: Enrolamento de Al - Ângulo de Zsfra medição H₁H₂. (a) BT em curto-circuito e (b) BT aberta.

Comparou-se também as curvas de $Z(s)$ relativas ao TR. A e TR. C. Esses transformadores possuem potências distintas, porém ambos são compostos de enrolamento de alumínio.

Observa-se a partir da Figura A.4 que para frequências até 10 kHz há uma inclinação semelhante entre as curvas de amplitude da impedância, salvo resguardado uma defasagem quase constante entre elas, porém para frequências acima de 10 kHz há discrepâncias, em especial na curva de fase de $Z(s)$, das quais impossibilita o uso de ferramentas comparativas entre essas curvas.

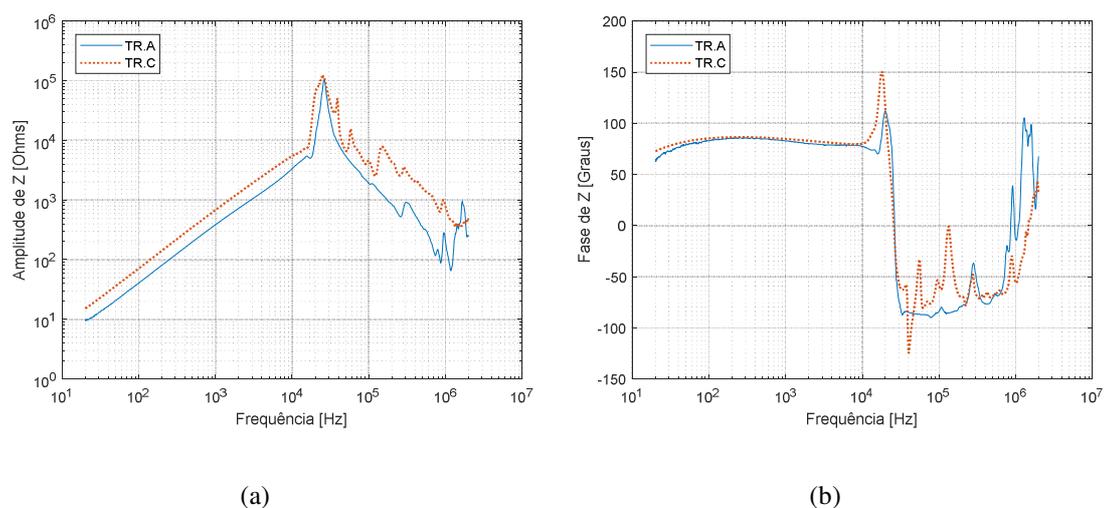


Figura A.4: Enrolamento Al - curva H1H2 com a BT em curto-circuito do TR. A e C. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

A partir da comparação das medições de H_1H_2 com a BT aberta para os transformadores A e C, conforme visto na Figura A.5, observa-se comportamento desassociado das impedâncias para as frequências acima de 10 kHz. Este resultado corrobora com a limitação já mencionada acima de análise entre curvas de $Z(s)$ provenientes de transformadores com potências distintas.

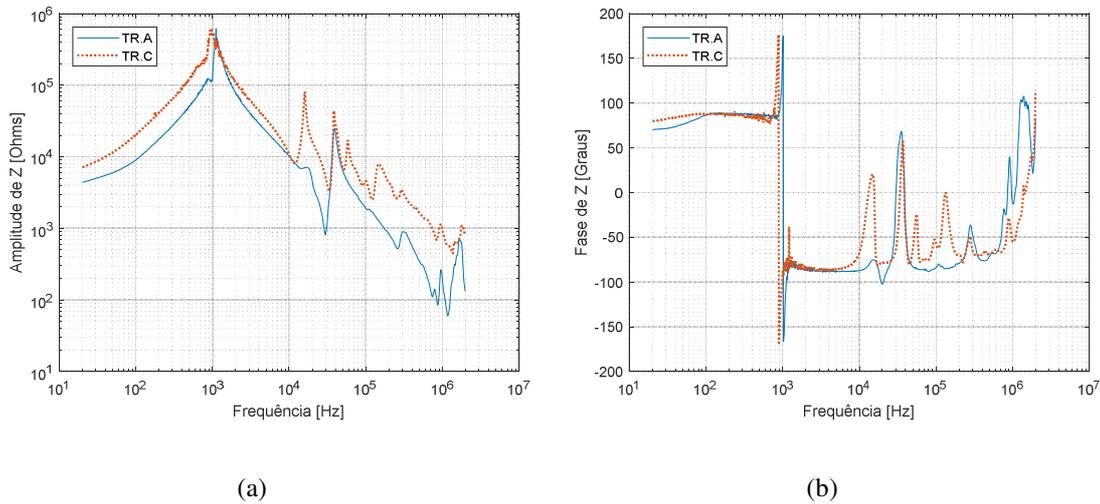


Figura A.5: Enrolamento A1 - curva H_1H_2 com a BT em aberta do TR. A e C. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Percebe-se, com isso, que apesar de conseguir um resultado e desempenho semelhante do ponto de vista de esforço devido a curto-circuito para faixa de operação nominal dos transformadores avaliados, o núcleo de cada um possui certas particularidades de projeto que se acentuam e são relevantes a partir deste detalhamento na avaliação das curvas.

Coefficiente de Correlação (r)

A correlação das curvas de impedância (amplitude e fase) avaliada em pares entre TR. A e TR. B e entre TR. A e TR. C foram calculadas com base nas medições de ensaio SFRA e seguem mostradas na Tabela A.1.

Tabela A.1: Enrolamento A1 - Correlação - ajuste VF e medida de Z(s).

Faixa de Frequência	TR. A e TR. B				TR. A e TR. C			
	H ₁ H ₂ BT em curto-circuito		H ₁ H ₂ BT aberta		H ₁ H ₂ BT em curto-circuito		H ₁ H ₂ BT aberta	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	1,000	0,994	0,998	0,987	1,000	0,996	0,999	0,633
600 Hz a 10 kHz	1,000	0,993	0,617	0,706	0,998	0,958	0,712	0,667
10 kHz a 2 MHz	0,877	0,973	0,988	0,984	0,892	0,840	0,651	0,620

A partir dos resultados mostrados na Tabela A.1, observa-se que as curvas de TR. A e TR. B tanto da medição com a BT em curto-circuito quanto da medição com a BT aberta possui aderência no resultado, para a faixa de frequência na qual se estabelece a frequência de operação, sendo possível a adoção de meios comparativos de curvas com razoável precisão no diagnóstico. Para a faixa de frequência na qual se concentra os picos de ressonância, observa-se em especial nas curvas com a BT aberta que a comparação fica um pouco comprometida, necessitando neste caso de um conjunto de ferramentas para compor o diagnóstico. Para avaliação em altas frequências é necessário adotar medidas de contorno no momento da coleta dos dados para mitigar os efeitos capacitivos externos, em especial dos cabos e conexões de tal forma a garantir o resultado medido.

Observa-se que por meio do indicador numérico de correlação é possível extrair análises comparativas da amplitude das impedâncias utilizando transformadores de potências distintas que possuem projetos construtivos com alguns pontos semelhantes. O que mais se destoa, para esses casos é o comportamento da curva de fase de Z(s) para a configuração da ligação com a BT aberta, pois essa impedância medida possui características predominantes associada ao núcleo magnético e relações entre capacitâncias internas ao equipamento. Sendo assim, para comparações entre transformadores de potências distintas verifica-se que pode ser usada como parâmetro somente na faixa de baixas frequências para a configuração de ligação da BT em curto-circuito.

Soma Absoluta do erro logarítmico (SAEL)

Na Tabela A.2 constam os resultados do indicador SAEL apurados para as comparações entre as curvas de amplitude de Z(s) dos transformadores A e B e entre A e

C para as configurações de medição entre terminais H₁ e H₂ com a BT conectada em curto-circuito e aberta.

Tabela A.2: Enrolamento A1 - SAEL - Correlação da amplitude - ajuste VF e medida de Z(s).

Faixa de Frequência	TR. A e TR. B				TR. A e TR. C			
	H ₁ H ₂ BT em curto-circuito		H ₁ H ₂ BT aberta		H ₁ H ₂ BT em curto-circuito		H ₁ H ₂ BT aberta	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	0,372	0,595	7,364	0,301	11,102	0,672	15,021	1,230
600 Hz a 10 kHz	0,609	0,073	4,714	3,733	11,647	0,487	8,792	4,549
10 kHz a 2 MHz	3,626	6,194	3,132	5,050	20,988	14,456	23,410	19,222

Observa-se a partir dos resultados do indicador SAEL que quanto menor for o valor apurado mais semelhante são as curvas avaliadas, portanto, para esse estudo adotou-se o limite de SAEL igual a 5 para indicar equivalência entre as curvas. Neste sentido, de acordo com a Tabela A.2 observa-se uma correspondência entre as curvas de amplitude da impedância do TR. A e TR. B a partir da apuração do indicador SAEL, que para amplitude de Z(s) com a configuração da BT em curto-circuito foi verificado valores menores que 1. Para a comparação das medições com a BT aberta, assim como na apuração da correlação, também para o SAEL foi contabilizada e percebida a diferença na faixa de frequência abaixo de 600 Hz, sendo apurado um valor superior a 5.

Tendo em vista que o indicador SAEL reporta o valor do erro logarítmico entre as curvas avaliadas, para a comparação entre TR. A e TR. C já era previsto a obtenção de valores acima do esperado. Ao dividir a curva do TR. C por 1,455 correspondente à razão entre as impedâncias Z_{cc} mostradas na Tabela 4.5, é visto que este indicador reflete valores coesos dentro da faixa razoável para estabelecimento de comparações entre as curvas de medição H₁H₂ com a BT em curto-circuito até 10 kHz. Já para avaliação da curva de medição H₁H₂ com a BT aberta com base na apuração do indicador SAEL corrigido, apenas a faixa de frequência entre 600 Hz a 10 kHz se mostrou correspondente. Com base nos dados da Tabela A.3, verifica-se que apesar das impedâncias dos transformadores A e C possuírem valores com delta próximo de 50% o perfil ao longo do espectro em frequência possuem pontos de semelhança que podem ser úteis para compor avaliações de transformadores.

Tabela A.3: Enrolamento A1 - SAEL corrigido - ajuste VF e medida de H(s).

Medição	SAEL entre TR. A e TR. C corrigido		
	20 a 600 Hz	600 Hz a 10 kHz	10 kHz a 2 MHz
H ₁ H ₂ com BT curto-circuito	3,602	4,132	14,654
Δ% SAEL	-67,555%	-64,523%	-30,179%
H ₁ H ₂ com BT aberta	7,521	4,239	17,403
Δ% SAEL	-49,930%	-51,786%	-25,660%

Soma do Erro Quadrático (SEQ)

Percebeu-se que diferenças entre curvas avaliadas acima de 100 unidades de medida poluem o resultado do indicador, pois acumuladamente impacta em inserir uma parcela de 10.000 unidades de medida no indicador SEQ. Para fins ilustrativo, seguem na Figura A.6 e na Figura A.7 os valores dos elementos SEQ apurados para as curvas de amplitude de Z(s) utilizados para calcular o indicador.

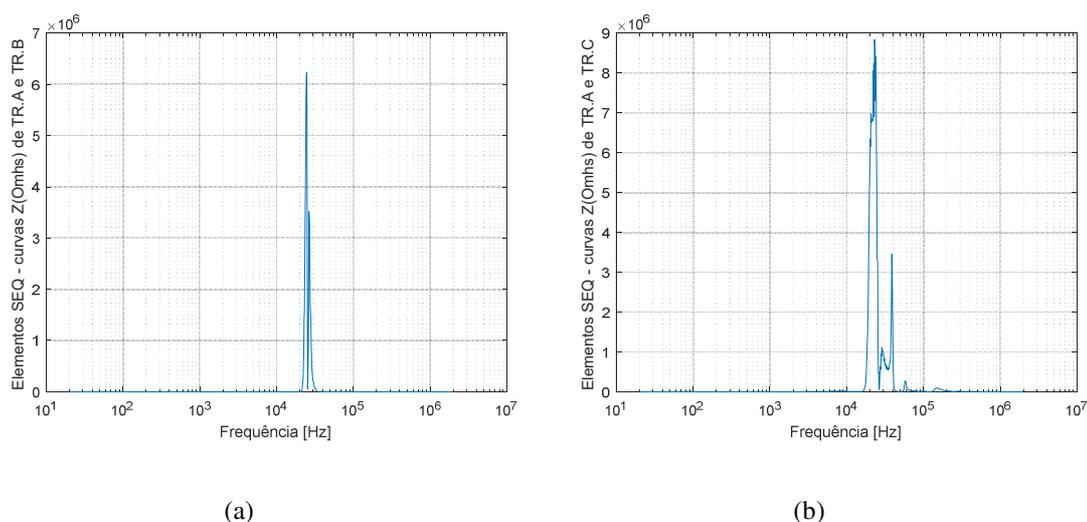


Figura A.6: Enrolamento A1 - SEQ H₁H₂ com BT em curto-circuito (a) entre TR. A e TR. B (b) entre TR. A e TR. C.

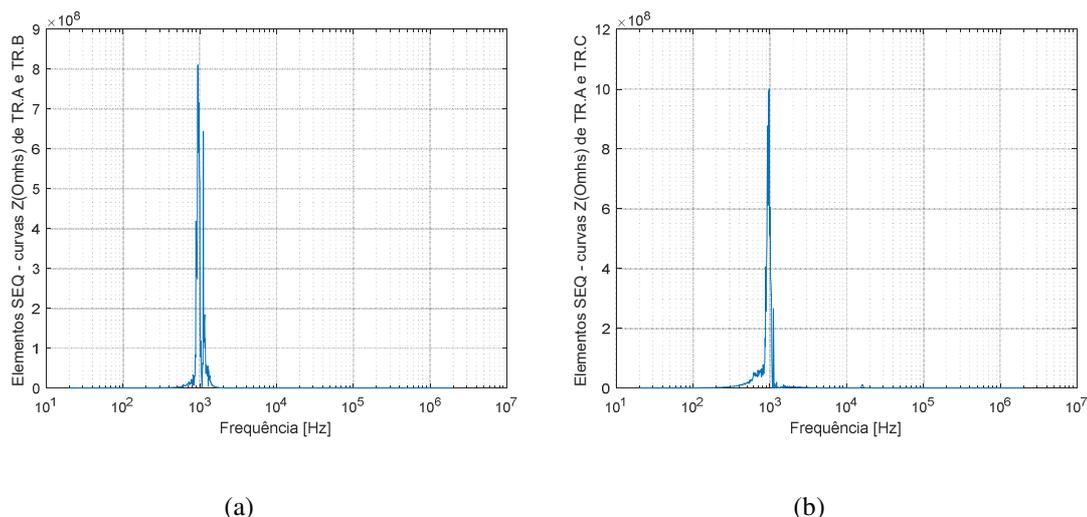


Figura A.7: Enrolamento A1 - SEQ H₁H₂ com BT aberta (a) entre TR. A e TR. B e (b) entre TR. A e TR. C.

Para a apuração do indicador SEQ exposta na Tabela A.4 tem-se que suas componentes foram tratadas, sendo expurgado do montante calculado todas as parcelas maiores que 100. Para o caso em questão, no tratamento do indicador para medições de H₁H₂ com a BT aberta, tendo em vista que as curvas na faixa de 600 Hz a 10 kHz possuem diferenças expressivas, foi considerado na apuração do indicador apenas parcelas inferiores a 10.000. É nessa faixa de frequência que se encontra a impedância de ressonância dos transformadores avaliados, com isso a apuração do indicador SEQ se limita a comparação das curvas para as frequências fora de pico de ressonância.

Tabela A.4: Enrolamento A1 - SEQ - ajuste VF e medida de Z(s) (TR. A e TR. B).

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ BT em curto-circuito		H ₁ H ₂ BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	4,150	8,493	6,668 x 10 ⁶	1,036
600 Hz a 10 kHz	2,380 x 10 ³	0,117	328,740	0,002
10 kHz a 2 MHz	5,986 x 10 ³	180,310	8,066 x 10 ³	86,158

De forma semelhante ao resultado do indicador SAEL, a obtenção de um valor reduzido de SEQ indica semelhanças entre as curvas comparadas. Sendo assim, percebe-se com essa apuração que o transformador A e B só se mostrou com valores abaixo de 10 para a faixa 1, correspondente às baixas frequências, na configuração de ligação da BT

em curto-circuito. Destaca-se que ao expurgar as parcelas das diferenças calculadas nas frequências de ressonância, percebe-se que os valores de fase de $Z(s)$ para a configuração de BT aberta se mostram equivalentes.

Para a apuração do indicador SEQ entre as curvas de $Z(s)$ dos transformadores A e C, exposta na Tabela A.5, também foi expurgado do valor do indicador os valores de SEQ maiores que 100. E para medições nos terminais H_1 e H_2 com a BT aberta considerou-se as parcelas inferiores a 10.000, na faixa de 600 Hz a 10 kHz.

Tabela A.5: Enrolamento Al - SEQ - ajuste VF e medida de $Z(s)$ (TR. A e TR. C).

Faixa de Frequência	H_1H_2 BT em curto-circuito		H_1H_2 BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	$4,654 \times 10^3$	10,382	$9,898 \times 10^8$	38,831
600 Hz a 10 kHz	$4,908 \times 10^5$	3,988	$3,707 \times 10^4$	7,774
10 kHz a 2 MHz	786,995	398,515	767,939	138,181

Para validação dos dados comparativos, ao avaliar os transformadores A e C que são compostos de enrolamento de alumínio, porém com capacidade nominal de potência distintas os valores de SEQ apurados não se mostraram adequados, pois em todas as faixas avaliadas foram obtidos valores acima de 10, que aponta para diferenças relevantes entre as curvas.

De forma análoga ao indicador SAEL, para a apuração do SEQ também foi feita a compensação da curva do TR. C com o fator dado pela razão entre as impedâncias Z_{cc} apuradas na frequência nominal de 1,455. Verifica-se uma redução em geral no valor de SEQ para a configuração de ligação da BT em curto-circuito, mas para o novo SEQ apurado a partir das medições mantendo a BT em vazio não foi observada variação expressiva nesse indicador.

Conclui-se em geral que na faixa de frequência de 20 a 60 Hz todas as curvas de $Z(s)$ avaliadas possuem uma forte correlação em especial para as curvas SFRA obtidas a partir da medição nos terminais de AT com a ligação dos enrolamentos da BT em curto-circuito. Observa-se nas medições entre H_1 e H_2 com a BT aberta, que os resultados refletem as diferenças estruturais de projeto, tendo em vista que a impedância

representada está associada ao núcleo e as características construtivas dos transformadores.

A.2 Comparação de medições SFRA: Cobre

Na Figura A.8 tem-se representadas as curvas de amplitude da impedância obtidas por meio do ensaio SFRA para toda a faixa de frequência de 20 Hz a 2 MHz referente à dois transformadores com potências distintas, porém com algumas características construtivas semelhantes.

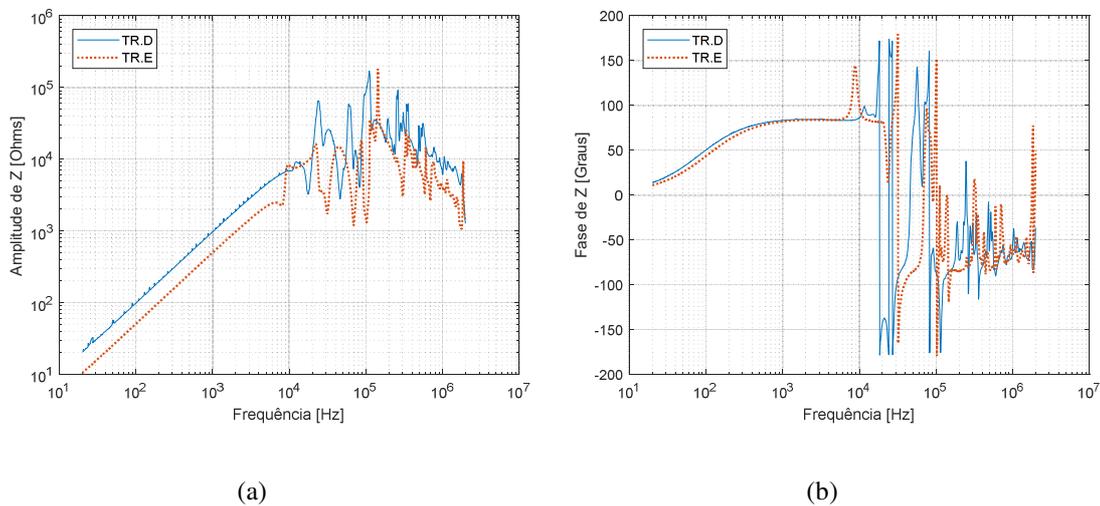


Figura A.8: Enrolamento Cu - curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. D e E. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Percebe-se a partir da Figura A.8 que a curva do módulo da impedância verificado a partir da medição na alta dos transformadores com o lado de baixa tensão conectada em curto-circuito trifásico possui comportamento e ordem de grandeza semelhantes, isto se deve às características do material utilizado nos enrolamentos serem iguais, ambos de cobre. Porém, a resposta para a medição na alta dos transformadores com a baixa tensão aberta, conforme pode ser visto na Figura A.9, mostra diferenças entre as curvas de amplitude da impedância alcançando a ordem de 10^7 . Tal fato ocorre por conta de características construtivas do núcleo e distribuição do fluxo magnético, pois os transformadores comparados possuem dimensão e geometria diferentes.

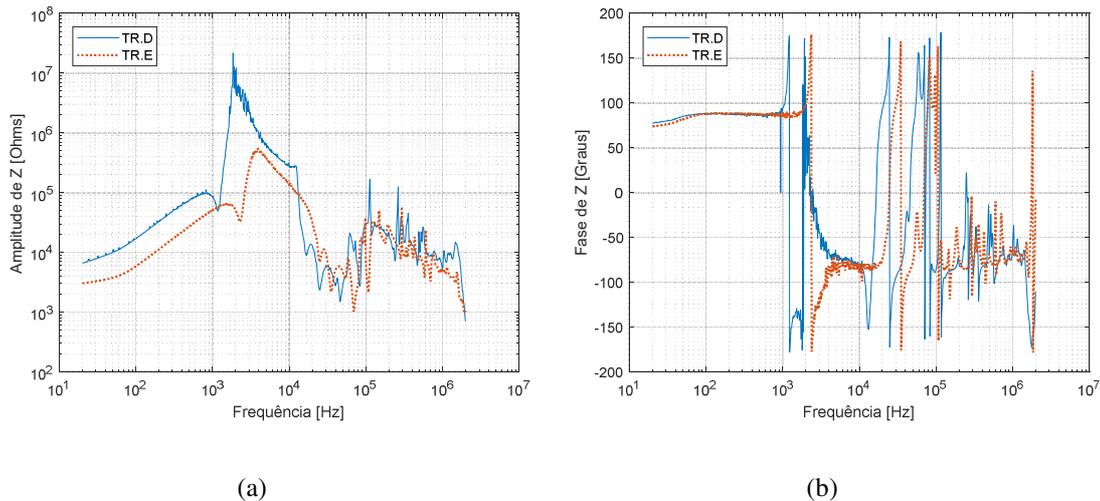


Figura A.9: Enrolamento Cu - curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. D e E. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Na Figura A.10 estão representadas as médias dos ângulos, segregadas por faixa de frequência, para as curvas de medição entre os terminais H_1 e H_2 com a BT em curto-circuito e com a BT aberta dos transformadores D e E. Observa-se valores diferentes dos ângulo de $Z(s)$ apurado para os transformadores com enrolamento de alumínio, vistos na Figura A.3.

Na Figura A.10 (a), para TR. D e TR. E na faixa de 20 a 600 Hz percebe-se que a característica predominante de $Z(s)$ é da parcela indutiva, porém sua composição tem elementos resistivos e capacitivos que não são desprezíveis, dado que o ângulo médio é em torno de 50° , ao passo que para o transformador com enrolamento de alumínio, o ângulo de $Z(s)$ para essa mesma faixa de frequência é em torno de 80° . Na Figura A.10 (b), para TR. D e TR. E na faixa de 600 Hz a 10 kHz o valor médio tende a um valor inferior a 20° , pois essa região de observação contém a mudança de característica predominante do ângulo de $Z(s)$ passando de indutivo para capacitivo. Nesta faixa de frequência avaliada essa transição ocorre de forma simétrica, gerando uma média próxima do valor nulo.

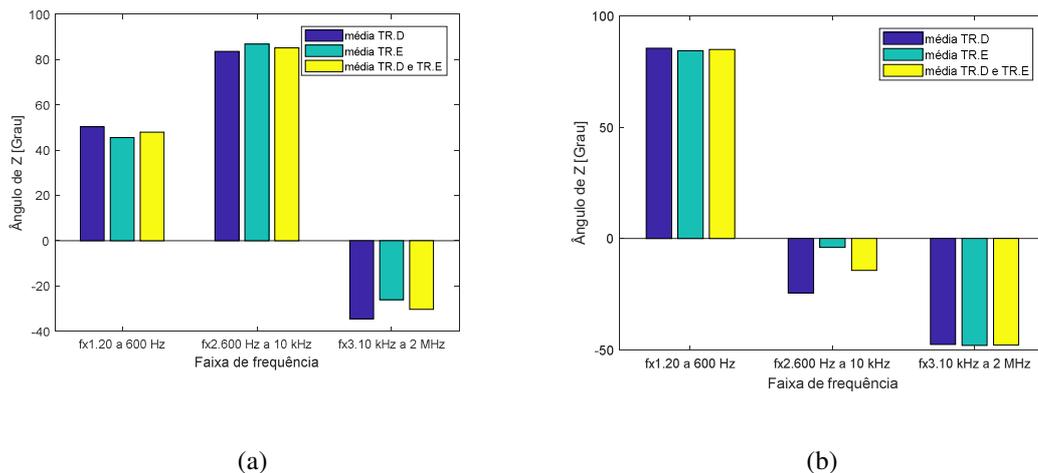


Figura A.10: Enrolamento de Cu - Ângulo de Zsfra medição H_1H_2 . (a) BT em curto-circuito e (b) BT aberta.

Na Figura A.11 consta as curvas para medição entre H_2H_3 com a baixa tensão conectada em curto-circuito comparada com a medição de H_1H_2 realizada no mesmo transformador. Percebe-se uma semelhança para essas configurações de medida no comportamento da impedância frente à variação da frequência.

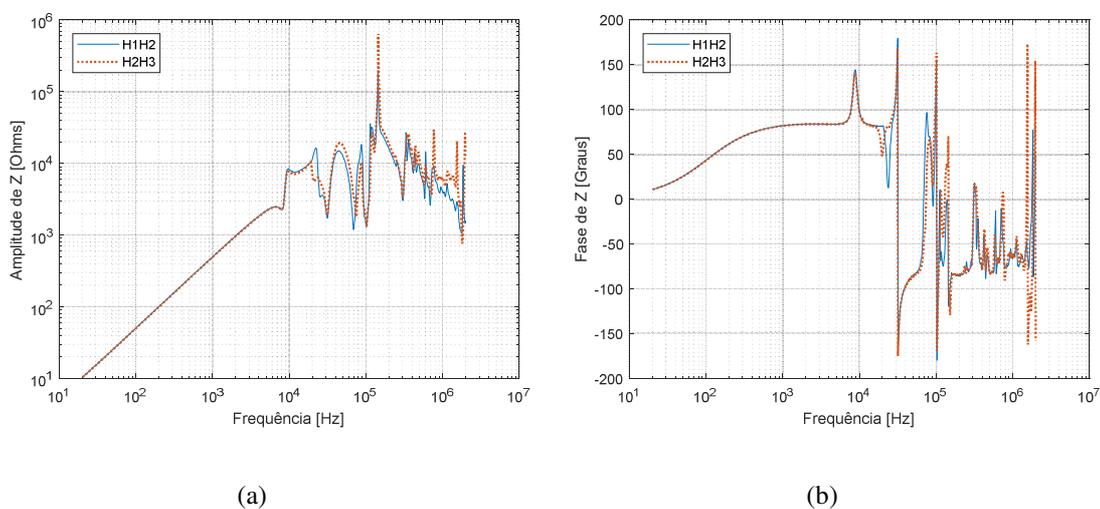


Figura A.11: Enrolamento Cu - H_1H_2 e H_2H_3 com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).

Porém, na Figura A.12 é observado uma expressiva diferença entre as curvas, em especial na faixa da frequência de ressonância. Essa diferença está relacionada com a desigual distribuição do fluxo magnético entre os enrolamentos do transformador [91].

Portanto, essa comparação entre curvas medidas em um mesmo transformador provenientes do mesmo ensaio, mas com distintas ligações entre terminais, tem limitações quanto à aplicação de análises quantitativa. Em geral essas comparações são adotadas para validações visuais das curvas do equipamento.

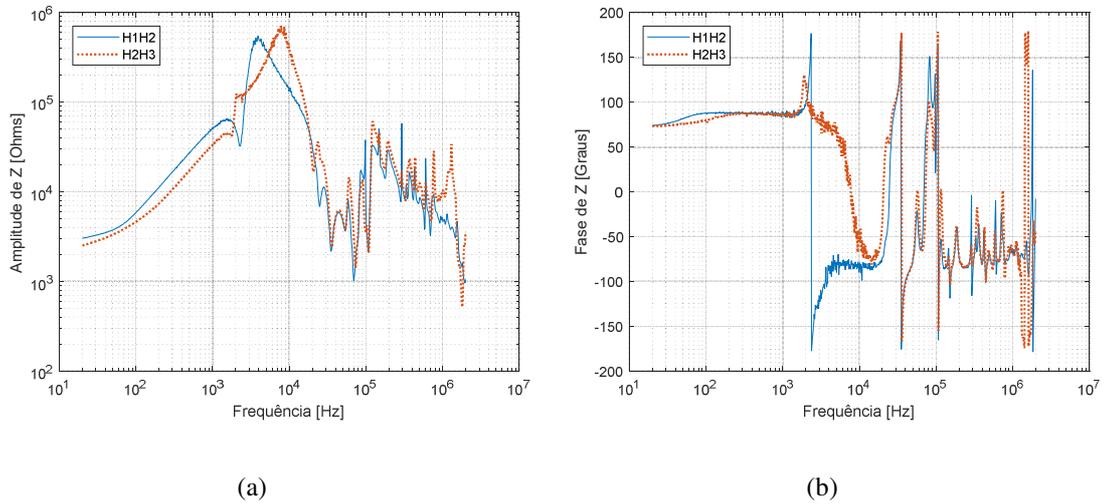


Figura A.12: Enrolamento Cu - H₁H₂ e H₂H₃ com BT aberta do TR. E.
(a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).

Na Figura A.13 constam as curvas para medição entre H₃H₁ com a baixa tensão conectada em curto-circuito comparada com a medição de H₁H₂ realizada no mesmo transformador. Assim como já visto na Figura A.11, para esse caso também é verificado um comportamento semelhante entre as curvas avaliadas. Entende-se que a composição de impedâncias para a ligação da BT em curto-circuito está atrelada ao fluxo de dispersão do enrolamento, portanto é esperado um comportamento semelhante entre as três curvas avaliadas.

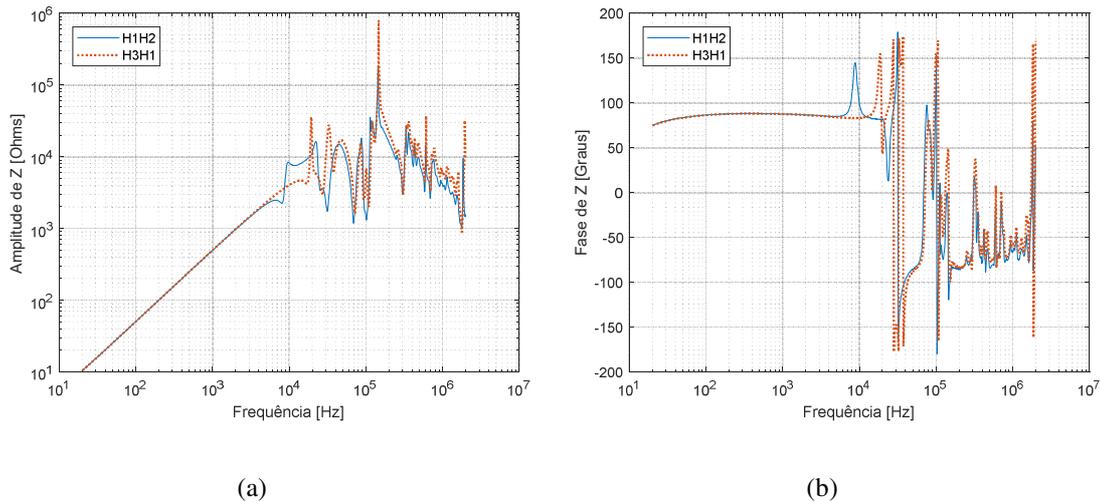


Figura A.13: Enrolamento Cu - H₁H₂ e H₃H₁ com BT em curto-circuito do TR. E.
 (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).

Na Figura B.8 observa-se, assim como na Figura A.12, uma não correspondência entre as curvas avaliadas tendo em vista as diferentes distribuições do fluxo magnético ao longo do núcleo do transformador.

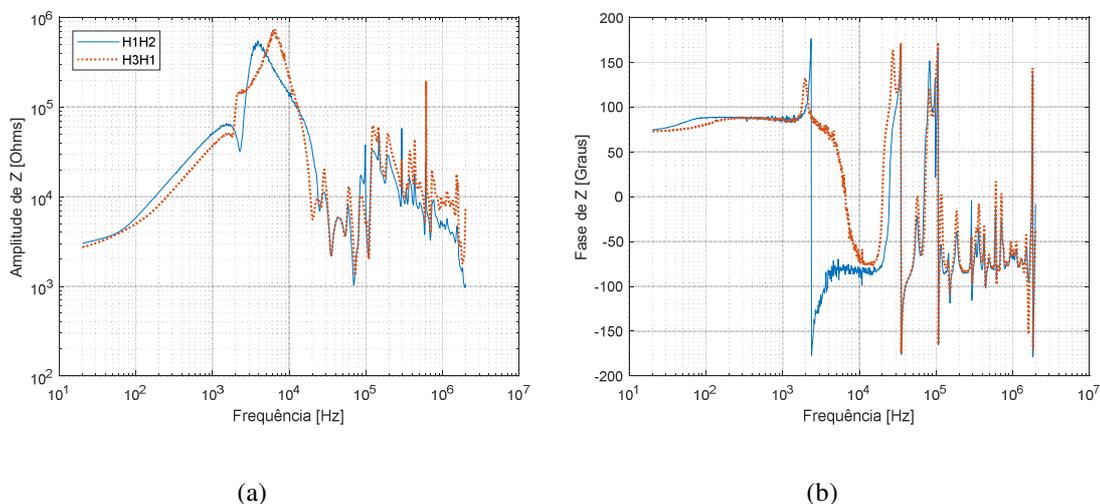


Figura A.14: Enrolamento Cu - H₁H₂ e H₃H₁ com BT em aberta do TR. E.
 (a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).

Na Figura A.15, Figura A.16 e Figura A.17 estão representadas as curvas de Z(s) medidas a partir dos terminais de baixa tensão do TR. E com a alta tensão aberta. É notória a diferença entre a impedância verificada a partir da medição entre os terminais X₂ e X₀ deslocada para cima em comparação com as medições entre X₁ e X₀ e entre X₃ e X₀ na

faixa de frequência inferior a 10 kHz, que está associada ao diferente enlace de fluxo magnético.

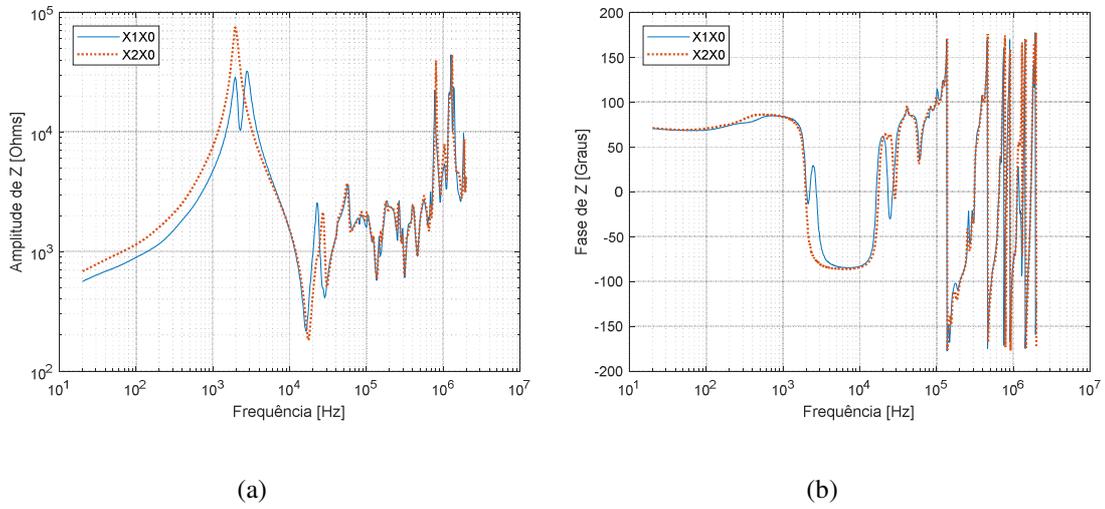


Figura A.15: Enrolamento Cu - X_1X_0 e X_2X_0 com AT aberta do TR. E.
(a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).

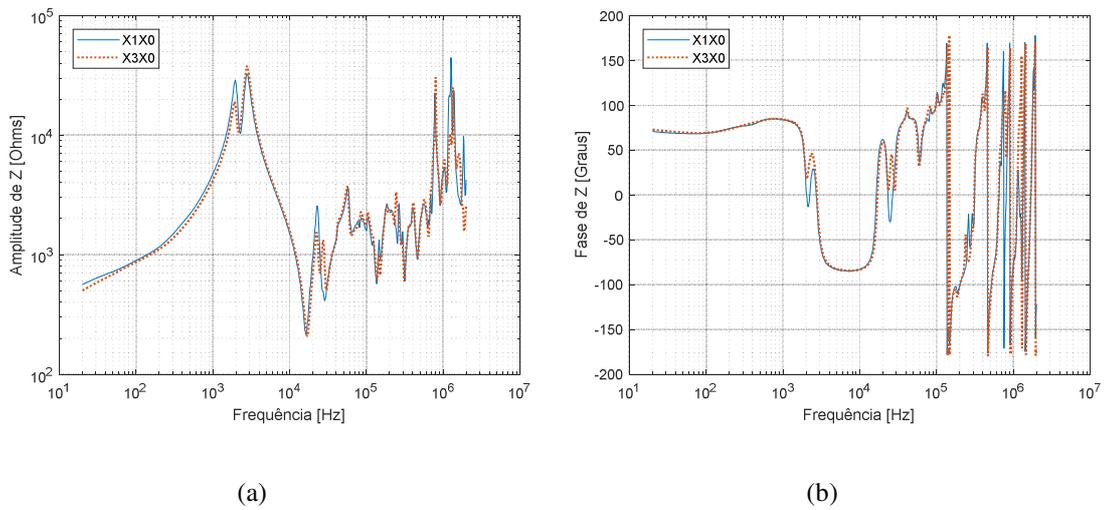


Figura A.16: Enrolamento Cu - X_1X_0 e X_3X_0 com AT aberta do TR. E.
(a) amplitude de Z(s) e (b) fase de Z(s).

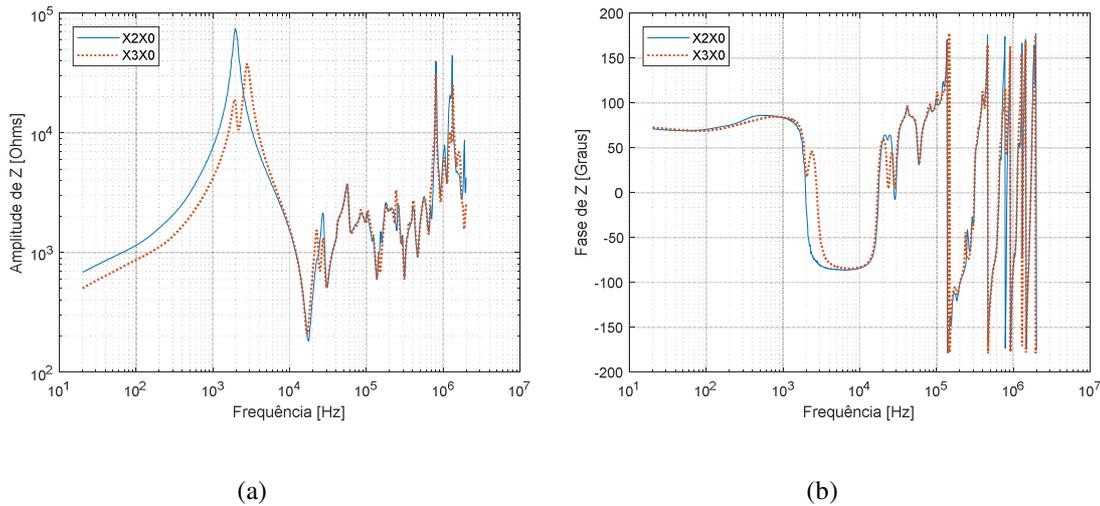


Figura A.17: Enrolamento Cu - X_2X_0 e X_3X_0 com AT aberta do TR. E.
(a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Coefficiente de Correlação (r)

Na Tabela A.6 estão representadas as correlações entre as curvas de impedância dadas a partir de medições SFRA entre os terminais H_1 e H_2 com a BT em curto-circuito e BT aberta. Observa-se que há forte correlação da curva de impedância compreendida apenas na faixa de frequência entre 20 e 600 Hz. Portanto, não se mostrou eficaz a comparação entre curvas dadas pelos transformadores D e E para a ampla faixa de frequência, pois as características construtivas se mostraram bem distintas para projetos de potências diferentes. Essa mesma contatação foi feita para a comparação entre TR. A e TR. C vista na seção A.1 deste documento.

Tabela A.6: Enrolamento Cu - Correlação entre TR. D e E - medida de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	H_1H_2 BT em curto-circuito		H_1H_2 BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	1,000	0,930	0,997	0,967
600 Hz a 10 kHz	0,822	-0,261	-0,163	0,415
10 kHz a 2 MHz	0,076	0,313	0,804	0,011

Para esse caso, avaliou-se a efetividade da comparação entre curvas oriundas de mesmo transformador, porém medidas entre pontos distintos. Na Tabela A.7 consta esta comparação entre curvas medidas nos terminais H_1H_2 e H_2H_3 do TR. E. Observa-se que a correlação entre as curvas se mostrou mais aderente para a ampla faixa de frequência para a configuração de medição com a BT em curto-circuito, porém para a configuração de medição com a BT aberta, os valores apurados do indicador comprovam influência do núcleo magnético na faixa de frequência entre 600 Hz e 10 kHz. Estas medições entre os terminais de AT envolvem enlaces de fluxo magnético distintos do núcleo do transformador.

Tabela A.7: Enrolamento Cu - Correlação entre H_1H_2 e H_2H_3 do TR. E - medida de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	Medição com BT em curto-circuito		Medição com BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	1,000	1,000	0,999	0,811
600 Hz a 10 kHz	1,000	1,000	0,435	0,506
10 kHz a 2 MHz	0,782	0,874	0,957	0,706

A correlação das curvas de $Z(s)$ do TR. E obtidas a partir das medições H_1H_2 e H_3H_1 , cujos resultados apurados por faixa de frequência podem ser vistos na Tabela A.8, se mostrou menos aderente do que a comparação entre as curvas H_1H_2 e H_2H_3 . Essa constatação reforça o entendimento de que essas comparações das curvas de $Z(s)$ partindo de configurações distintas de ligação dadas em um mesmo transformador possuem aplicação limitada a uma estreita faixa de frequência.

Tabela A.8: Enrolamento Cu - Correlação entre H_1H_2 e H_3H_1 do TR. E - medida de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	Medição com BT em curto-circuito		Medição com BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	1,000	1,000	0,999	0,833
600 Hz a 10 kHz	0,841	-0,438	0,588	0,522
10 kHz a 2 MHz	0,450	0,578	0,899	0,911

Pela Tabela A.9 observa-se a partir dos resultados das curvas de $Z(s)$ provenientes da configuração de medição com a BT aberta de que as medições entre H_2H_3 e entre H_3H_1 se tratam de medições com distribuição de fluxo aproximados. Para as medições com a BT em curto-circuito observou-se comportamento semelhante ao visto na Figura A.13.

Tabela A.9: Enrolamento Cu - Correlação entre H_2H_3 e H_3H_1 do TR. E - medida de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	Medição com BT em curto-circuito		Medição com BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	1,000	1,000	1,000	0,992
600 Hz a 10 kHz	0,858	-0,428	0,885	0,975
10 kHz a 2 MHz	0,617	0,564	0,940	0,762

Adotou-se o transformador E como referência para avaliação da impedância de todas as configurações de ensaio SFRA. Para esse caso, também foi feita a comparação entre medições nos terminais de baixa tensão com a alta tensão aberta. A correlação segue identificada na Tabela A.10. Pela apuração percebe-se que as curvas possuem forte correlação apenas para baixas frequências.

Tabela A.10: Enrolamento Cu - Correlação entre X_1X_0 , X_2X_0 , X_3X_0 - medida de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	X_1X_0 e X_2X_0		X_1X_0 e X_3X_0		X_2X_0 e X_3X_0	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	0,999	0,982	0,999	0,982	0,998	0,974
600 Hz a 10 kHz	0,680	0,949	0,944	0,994	0,436	0,921
10 kHz a 2 MHz	0,731	0,809	0,701	0,828	0,800	0,888

Soma Absoluta do Erro Logarítmico (SAEL)

Ao avaliar o indicador SAEL apurado para comparação das medições SFRA realizados no TR. D e TR. E, observa-se que os valores encontrados refletem as diferenças entre as impedâncias em especial na configuração de medição com a BT aberta. Com este resultado ratifica a afirmação feita anteriormente de que a comparação entre transformadores com enrolamento de mesmo material, porém potências distintas possuem diferentes perfis de curva, para os transformadores com enrolamento de cobre

amostrados. Entende-se que essa comparação pode ser aplicada com ressalvas apenas para baixas frequências, próximo da frequência nominal de operação.

Na Tabela A.11 foi expurgada um elemento com valor infinito apurado na faixa de frequência de 600 Hz a 10 kHz para o TR. D medição H₁H₂ com a BT aberta

Tabela A.11: Enrolamento Cu - SAEL de TR. D e E. - medida de Z(s).

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ BT em curto-circuito		H ₁ H ₂ BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	5,418	0,249	20,153	0,378
600 Hz a 10 kHz	6,140	0,822	30,697	18,161
10 kHz a 2 MHz	16,825	22,759	15,003	25,500

Na Tabela A.12, Tabela A.13 e

Tabela A.14 constam expressos os valores de SAEL calculados para medições no TR. E, sendo que ao avaliar cada tabela em separado observa-se que as conclusões extraídas a partir do cálculo do indicador de correlação (r) é reforçado através destes resultados apurados para o SAEL.

Tabela A.12: Enrolamento Cu - SAEL de H₁H₂ e H₂H₃ do TR. E - medida de Z(s).

Faixa de Frequência	BT em curto-circuito		BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	0,169	0,028	5,715	0,870
600 Hz a 10 kHz	0,232	0,070	12,278	29,797
10 kHz a 2 MHz	7,309	10,684	9,554	11,393

A partir dos cálculos de SAEL consolidados na Tabela A.12, Tabela A.13 e

Tabela A.14, percebe-se que as impedâncias vistas dos terminais H₂H₃ e H₃H₁ possuem maior similaridade frente ao enlace de fluxo magnético, essa observação também é válida para a comparação dos indicadores para a configuração de medição nos

terminais de BT com a AT aberta. A impedância H_1H_2 quando comparada com as curvas medidas entre as demais fases do transformador se destoa principalmente na avaliação da impedância equivalente para a configuração da BT aberta. Isto se deve ao fato de haver distribuições desiguais de fluxo magnético no núcleo do transformador.

Tabela A.13: Enrolamento Cu - SAEL de H_1H_2 e H_3H_1 do TR. E - medida de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	com BT em curto-circuito		com BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	0,026	0,035	3,990	0,952
600 Hz a 10 kHz	1,479	0,886	10,472	26,689
10 kHz a 2 MHz	10,068	13,219	9,108	9,044

Tabela A.14: Enrolamento Cu - SAEL de H_2H_3 e H_3H_1 do TR. E - medida de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	com BT em curto-circuito		com BT aberta	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	0,152	0,010	1,725	0,200
600 Hz a 10 kHz	1,583	0,820	4,076	7,199
10 kHz a 2 MHz	6,883	11,694	7,669	8,152

Através da Tabela A.15 observa-se que a impedância vista dos terminais BT com a AT aberta possui relação direta com a distribuição do fluxo magnético e que os enrolamentos das extremidades X_1 e X_3 possui comportamento similar, pois são expostos à fluxos magnéticos semelhantes.

Tabela A.15: Enrolamento Cu - SAEL de X_1X_0 , X_2X_0 , X_3X_0 do TR. E - medida de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	X_1X_0 e X_2X_0		X_1X_0 e X_3X_0		X_2X_0 e X_3X_0	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	5,482	0,510	1,274	0,266	6,756	0,498
600 Hz a 10 kHz	8,425	8,865	2,596	4,580	10,617	9,975

10 kHz a 2 MHz	4,376	10,219	4,349	9,076	3,541	6,179
----------------	-------	--------	-------	-------	-------	-------

Soma do Erro Quadrático (SEQ)

Apesar das curvas de impedância dos transformadores D e E possuírem em grande parte ordem de grandeza aproximadas, a avaliação por meio do indicador SEQ requer considerações e expurgos de elementos para expressar um dado que possa ser aproveitado em complemento das análises comparativas feitas pelos demais indicadores avaliados neste estudo.

O indicador SEQ calculado para a comparação das curvas dos transformadores D e E. Nessa apuração foram desconsiderados elementos acima de 100 unidades de medida para as curvas de $Z(s)$ dadas a partir de medições de H_1H_2 com a BT em curto-circuito e BT aberta com exceção da faixa de frequência de 600 Hz a 10 kHz na qual foram excluídos do indicador os elementos maiores que 10.000. Sendo assim, o valor apurado de SEQ se mostrou em consonância com as demais avaliações feitas por esse estudo constatando que as curvas dos TR. D e TR. E não possuem correspondência.

para a apuração do SEQ entre as curvas de $Z(s)$ do TR. E dadas a partir das medidas entre H_1H_2 e H_2H_3 foram desconsiderados elementos acima de 100 unidades de medida para as curvas de $Z(s)$ dadas a partir de medições com a BT em curto-circuito e BT aberta com exceção da faixa de frequência de 600 Hz a 10 kHz na qual foram excluídos do indicador os elementos maiores que 100.000. Observou-se com essa apuração que este indicador não se mostrou adequado para essa comparação, haja vista que as diferenças entre as curvas são de grande relevância ao longo do espectro em frequência. E, mesmo expurgando quase a totalidade dos pontos próximos à ressonância, não foi observado correspondência entre os elementos restantes.

Para a apuração do SEQ entre as curvas de $Z(s)$ do TR. E dadas a partir das medidas entre H_1H_2 e H_3H_1 foram desconsiderados elementos acima de 100 unidades de medida para as curvas de $Z(s)$ dadas a partir de medições com a BT em curto-circuito e BT aberta. Com base nos resultados calculados de SEQ percebe-se que somente a faixa de frequência de 20 a 600 Hz para a configuração de BT em curto-circuito que detém alguma similaridade.

Para a apuração do SEQ entre as curvas de $Z(s)$ do TR. E dadas a partir das medidas entre H_2H_3 e H_3H_1 foram desconsiderados elementos acima de 100 unidades de medida para as curvas de $Z(s)$ dadas a partir de medições com a BT em curto-circuito e BT aberta com exceção da faixa de frequência de 600 Hz a 10 kHz na qual foram excluídos do indicador os elementos maiores que 100.000. Observou-se com essa apuração que este indicador não se mostrou adequado para essa comparação, haja vista que as diferenças entre as curvas são de grande relevância ao longo do espectro em frequência. E, mesmo expurgando quase a totalidade dos pontos próximos à ressonância, não foi observado correspondência entre os elementos restantes.

Foram expurgados da apuração do indicador SEQ, elementos com valores acima de 1.000 compreendidos na faixa de 20 a 600 Hz, excluídos elementos acima de 10.000 para a faixa de 600 Hz a 10 kHz, e desconsiderados elementos acima de 100 para a faixa de frequência de 10 kHz a 2 MHz. Não foi observada correspondência entre as curvas de $Z(s)$ do TR. E para medições nos terminais de BT com a AT aberta através da apuração do indicador SEQ, pois além de observado o deslocamento das curvas de impedância em relação à coluna do meio do núcleo magnético, conforme visto na Figura A.15 e Figura A.17, também verificam-se diferenças dos valores em módulo na ordem de 10^4 , de acordo com a Figura A.16.

Apêndice B

Ajuste vetorial de $Z(s)$

B.1 Comparação entre ajuste vetorial e medição SFRA de $Z(s)$: Alumínio

Esta etapa prévia de estabelecimento do número de iteração do VF com base no menor erro RMS e menor desvio percentual apurado foi estabelecida para todas as curvas analisadas neste trabalho. Para fins ilustrativo, estão representados nas Tabela B.1 e Tabela B.2 os desvios percentuais das funções racionais sintetizadas a partir das curvas de $Z(s)$ calculadas para o TR. A.

Do total de 100 iterações realizadas para cada N avaliado, observa-se na Tabela B.1 que a partir dos dados apurados para o ajuste das curvas de $Z(s)$ entre terminais de H_1 e H_2 com a BT em curto-circuito, a aproximação racional com N igual a 10 alcança o menor desvio percentual com 9 iterações do VF. E para N igual a 40 o valor mínimo de desvio percentual foi alcançado com 84 iterações. Cabe destacar que a função de transferência do transformador real, de forma global, obtém uma boa representatividade com a modelagem a partir de 40 polos. Por este motivo adotou-se neste estudo o valor de N igual a 40 para todas as curvas de $Z(s)$ e $H(s)$ ajustadas.

Tabela B.1: Enrolamento Al - desvio% de N ordens de aproximação do VF do TR. A - $Z(s)$ entre H_1H_2 com BT em curto-circuito.

Iteração	N=10	N=20	N=30	N=40	N=50
9	10,8668	4,686	2,417	1,647	1,372
36	14,1298	2,608	1,911	1,508	1,089
55	14,1298	3,538	1,698	1,404	1,179
84	14,1298	3,540	1,830	1,105	1,054
71	14,1298	3,540	1,835	1,186	1,000

Na Tabela B.2 constam os valores de desvio percentual calculados entre as curvas de ajuste de $Z(s)$ para a configuração de medição entre terminais H_1 e H_2 com a BT aberta.

Tabela B.2: Enrolamento A1 - desvio% de N ordens de aproximação do VF do TR. A - $Z(s)$ entre H_1H_2 com BT aberta.

Iteração	N=10	N=20	N=30	N=40	N=50
1	36,0181	24,3844	14,718	13,700	12,784
2	25,8170	21,9233	15,591	13,623	12,752
3	22,6009	19,5213	15,616	14,164	13,226
4	22,9135	18,8315	16,067	14,646	13,374
23	23,0781	19,8260	16,320	13,580	13,109

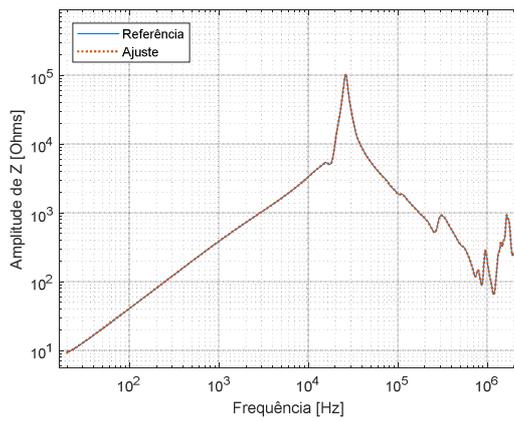
Na Tabela B.3 estão expostos, de forma sucinta, os dados das funções de transferências geradas a partir das curvas racionais sintetizadas para os transformadores A, B e C. Observa-se que tanto os erros RMS quanto os desvios percentuais apurados para as comparações entre curvas com a BT conectada em curto-circuito são 10 vezes menores que os valores calculados entre as curvas com as ligações de H_1H_2 com a BT aberta. Desta forma constata-se que os ajustes para a H_1H_2 com a BT em curto-circuito foram mais adequados e representativos.

Tabela B.3: Enrolamento A1 - Ajuste vetorial de $Z(s)$.

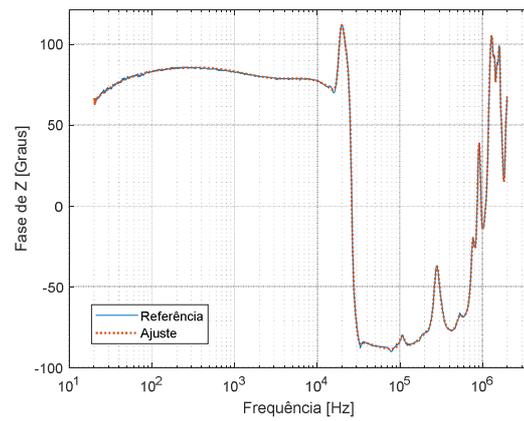
VF	H1H2 BT em curto			H1H2 BT aberta		
	TR. A	TR. B	TR. C	TR. A	TR. B	TR. C
Nº de Polos	40	40	40	40	40	40
Iteração	84	32	21	23	11	23
Desvio%	1,105	0,525	1,098	13,580	11,899	14,565
Erro RMS	461,296	214,475	707,705	$8,770 \times 10^4$	$1,015 \times 10^5$	$1,175 \times 10^5$

Na Figura B.1 e Figura B.2 seguem identificadas as sínteses geradas com o uso do VF sob as curvas de impedância do TR. A para as configurações de medição entre os terminais H_1 e H_2 com a BT conectada em curto-circuito e aberta, respectivamente. Observa-se aderência com a curva de referência em quase sua totalidade. Com exceção

da curva de fase da impedância na configuração de medição com a BT em vazio. A curva se distancia da referência na faixa de frequência em que a influência do núcleo magnético é predominante.

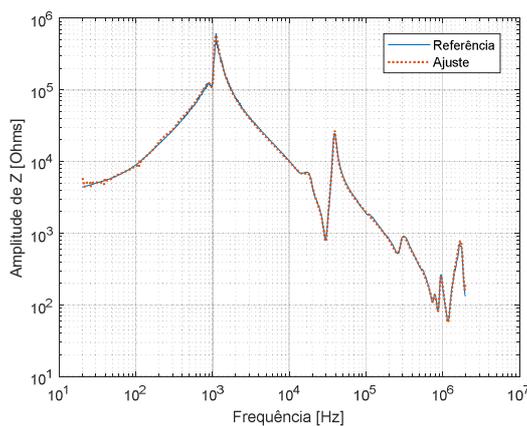


(a)

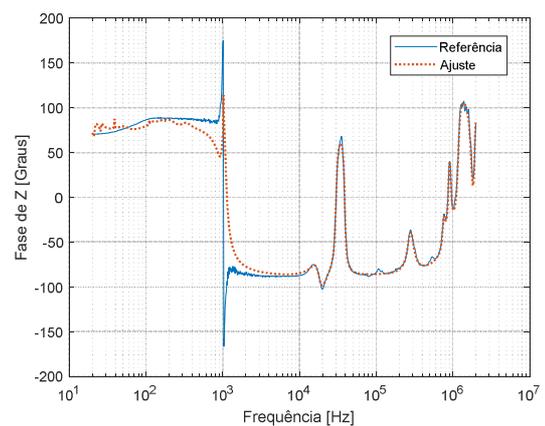


(b)

Figura B.1: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. A - (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.



(a)



(b)

Figura B.2: VF da curva H1H2 com a BT aberta do TR.A - (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Para os ajustes realizados nas curvas de impedância com a BT aberta foi observado que apenas o uso da ferramenta *vector fitting* seguindo as configurações conforme Tabela 4.4 não foi suficiente para gerar uma aproximação racional sintetizada adequada à curva de referência. Suspeita-se que as interferências na medição em campo tenham afetado a reprodutibilidade para a curva sintetizada, conforme destacado na Figura B.3 [92]. Para esses casos foi feito um ajuste fino no qual se estabeleceu um processo iterativo sendo que a curva racional gerada pelo VF foi usada como curva de referência para a realização do segundo ajuste VF. Além disso, intervenções manuais foram realizadas nesta nova curva de referência, em especial nos pontos de maior diferença entre a impedância dada pela medição de referência medida e o ajuste VF.

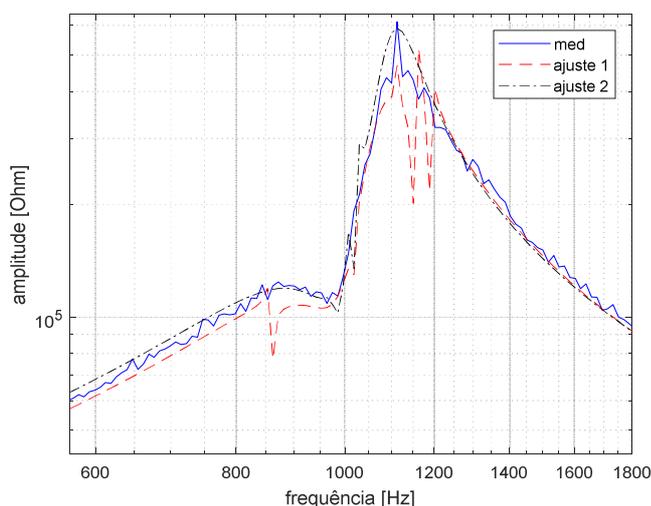


Figura B.3: Detalhe do VF do TR. A - Medida de $Z(s)$ entre H_1H_2 com BT aberta.

Observou-se para o transformador A, que o ajuste da curva $Z(s)$ medida entre os terminais H_1 e H_2 com a baixa tensão aberta se manteve com um expressivo erro RMS considerando as mesmas premissas adotadas para o ajuste da curva $Z(s)$ medida com a configuração da baixa tensão em curto-circuito, que segue identificada na Figura B.1. Isto se deve provavelmente às consideráveis interferências nas medições durante o ensaio, pois observa-se na Figura B.3 que na curva de $Z(s)$ com destaque da faixa de frequência de 600 a 1.800 Hz há variações bruscas nos valores de $Z(s)$ em pontos de medição consecutivos. Sendo assim, foi estabelecido uma curva auxiliar de tal forma a alcançar melhor ajuste de $Z(s)$.

De forma semelhante foi estabelecida curvas racionais a partir das medições de impedância do TR. B dadas pelo ensaio SFRA. A curva ajustada para a configuração de medição entre terminais H_1 e H_2 com a BT em curto-circuito está representada na Figura B.4. Visualmente observa-se que o ajustes feitos da curva de impedância dos transformadores A e B tiveram resultados similares de proximidade com a curva de referência.

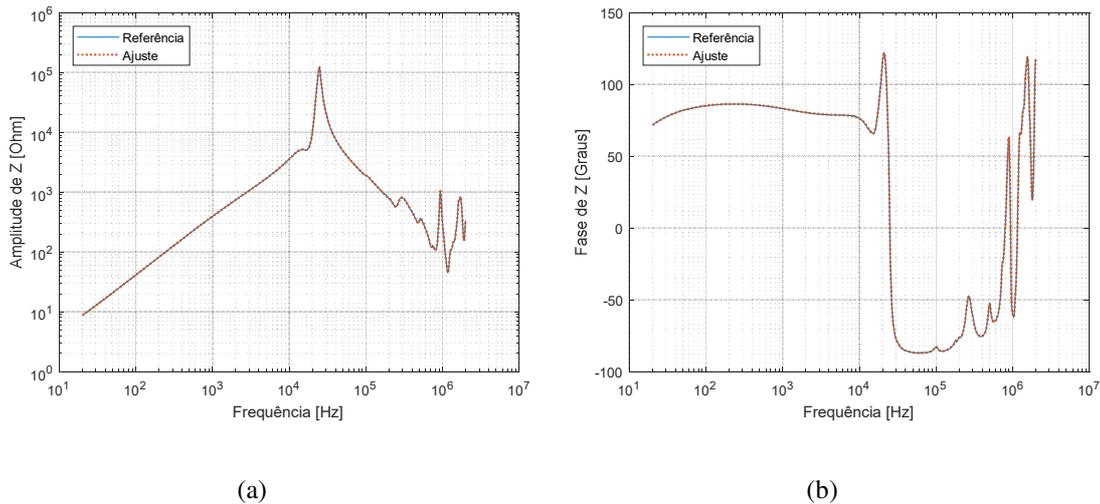


Figura B.4: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. B. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Também foi feito a segunda iteração do VF (ajuste 2) adotando como premissa a síntese racional realizada anteriormente (ajuste 1) para a curva do TR. B na configuração de medição H_1H_2 com a BT aberta (med). Esses ajustes estão representados na Figura B.5.

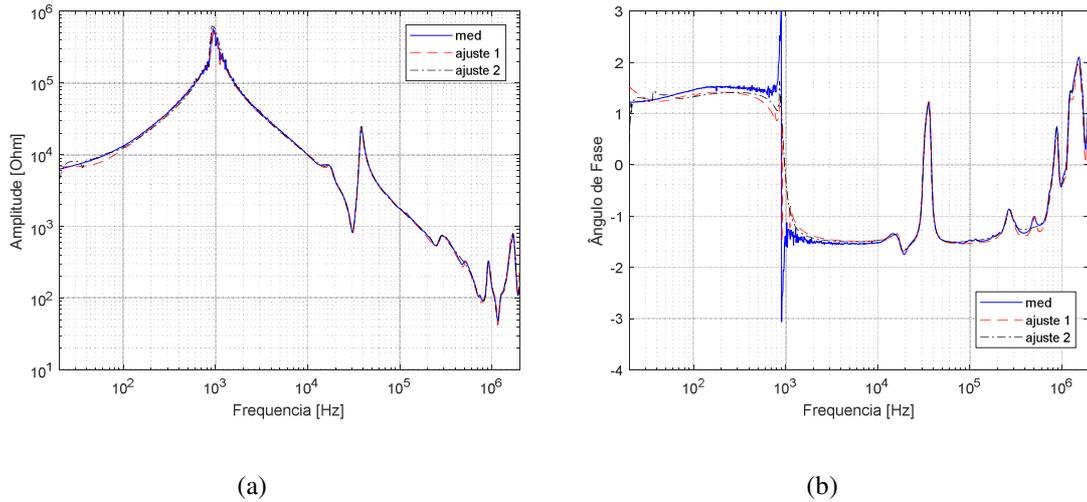


Figura B.5: VF da curva H_1H_2 com a BT em aberta do TR. B. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Para as sínteses feitas a partir de medições SFRA da impedância do TR. C percebe-se um comportamento semelhante ao visto para TR. A e TR. B, conforme Figura B.6.

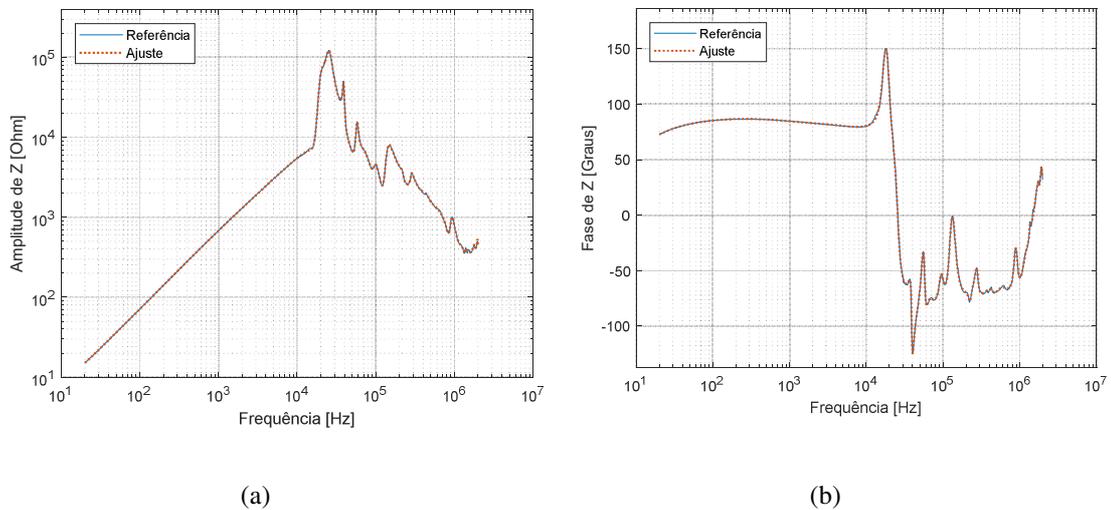


Figura B.6: VF da curva H_1H_2 com a BT em curto-circuito do TR. C. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Para a curva do TR. C na configuração de medição H_1H_2 com a BT aberta (med), mesmo com a segunda iteração do VF (ajuste 2), os valores do ângulo de $Z(s)$ para a região próxima da frequência de ressonância não foram bem representados, conforme pode ser visto na Figura B.7.

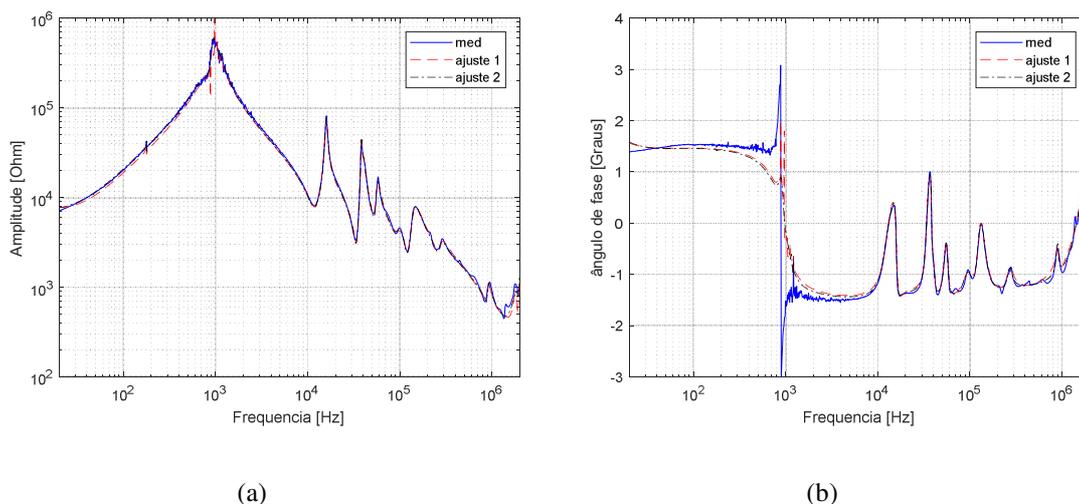


Figura B.7: VF da curva H_1H_2 com a BT aberta do TR. C. (a) amplitude de $Z(s)$ e (b) fase de $Z(s)$.

Coefficiente de Correlação (r)

Os indicadores numéricos foram calculados para comparação das curvas ajustadas com as curvas medidas e seus valores seguem mostrados da Tabela B.4 a xxx

Para o conjunto de curvas avaliadas neste trabalho tem-se que o indicador de correlação apurado entre curvas ajustadas e a referência obtiveram coesão dos resultados com exceção das curvas de fase para a configuração de medição com a BT em vazio.

Tabela B.4: Enrolamento A1 - Correlação da amplitude - medida e VF de $Z(s)$.

Faixa de Frequência	H_1H_2 BT curto			H_1H_2 BT aberta		
	TR. A	TR. B	TR. C	TR. A	TR. B	TR. C
20 a 600 Hz	1,000	1,000	1,000	0,999	0,999	0,999
600 Hz a 10 kHz	1,000	1,000	1,000	0,988	0,982	0,990
10 kHz a 2 MHz	1,000	1,000	1,000	0,998	0,999	0,999

Tabela B.5: Enrolamento A1 - Correlação da fase - medida e VF de Z(s).

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ BT curto			H ₁ H ₂ BT aberta		
	TR. A	TR. B	TR. C	TR. A	TR. B	TR. C
20 a 600 Hz	0,997	1,000	1,000	0,481	0,524	0,062
600 Hz a 10 kHz	0,994	0,999	0,999	0,822	0,859	0,780
10 kHz a 2 MHz	1,000	1,000	1,000	0,998	0,999	0,995

Observa-se que mesmo realizando um segundo ajuste na tentativa de reduzir as diferenças entre medição e a função sintetizada, observa-se que as curvas racionais não são correspondentes com as curvas de referência em especial na faixa de frequência de 20 a 600 Hz para as curvas de fase de impedância na condição de BT em vazio.

Soma Absoluta do erro logarítmico (SAEL)

Tabela B.6: Enrolamento A1 - SAEL da amplitude - medidas de Z(s).

Faixa de Frequência	TR. A		TR. B		TR. C	
	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta
20 a 600 Hz	0,082	0,820	0,020	1,362	0,012	0,439
600 Hz a 10 kHz	0,048	0,944	0,028	1,134	0,037	1,082
10 kHz a 2 MHz	0,201	0,770	0,115	0,661	0,276	0,976

O resultado do indicador SAEL apurado a partir da comparação das curvas de amplitude de Z(s) medidas e ajustadas, mostrado na Tabela B.6, está abaixo de 5 para todas as configurações, comprovando a aderência das funções racionais à curva de referência.

Tabela B.7: Enrolamento Al - SAEL da fase - medidas de Z(s).

Faixa de Frequência	TR. A		TR. B		TR. C	
	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta	H ₁ H ₂ BT em curto	H ₁ H ₂ BT aberta
20 a 600 Hz	0,087	1,376	0,0211	1,478	0,016	1,499
600 Hz a 10 kHz	0,057	6,502	0,0247	5,046	0,031	7,598
10 kHz a 2 MHz	0,305	1,574	0,167	0,886	1,043	2,610

Soma do Erro Quadrático (SEQ)

Foi observada na apuração do indicador SEQ para comparação das curvas medidas e sintetizadas dos transformadores A, B e C um grande desvio dos elementos calculados nas proximidades dos picos de ressonância mesmo adotando premissas de expurgo dos elementos de erro quadrático maiores que 100 unidades de medida. Conclui-se que o indicador SEQ não se mostrou representativo para a comparação a que se pretende realizar neste trabalho. Portanto, estes resultados obtidos do indicador SEQ não foram detalhados neste trabalho.

B.2 Comparação entre ajuste vetorial e medição SFRA de Z(s): Cobre

Para compor a análise realizada nessa dissertação também se estabeleceram funções racionais sintetizadas a partir das curvas de medição de impedância dos transformadores D e E com o uso da ferramenta *Vector Fitting*.

Inicialmente foi proposto realizar o mesmo procedimento adotado para os transformadores com enrolamento de alumínio, que consta detalhado na seção 4.3.2. Porém, foram observadas nas sínteses de TR. D e TR. E um erro RMS e desvio percentual muito acima do verificado para as sínteses realizadas a partir das curvas dos transformadores TR. A, TR. B e TR. C.

Entende-se que essas medidas realizadas para os transformadores com enrolamento de cobre possivelmente sofreram interferências que causaram variações bruscas observadas em suas curvas de Z(s). Uma possibilidade levantada se deve a

presença de interferências na montagem do ensaio que podem ter gerado componentes de corrente vindo de enlaces que não compõem o circuito de interesse [92]. Outra possibilidade analisada, em especial para o TR. D, diz respeito ao seu projeto conter comutação em ambos os enrolamentos (AT e BT). Esses tapes de derivação podem influenciar no valor da impedância verificada.

Neste sentido algumas considerações extras foram adotadas para a obtenção das sínteses racionais das curvas de impedância dos TR. D e TR. E.

Com o uso do VF foi estabelecida inicialmente uma função racional sintetizada (ajuste 1) e a partir dos resultados foi realizado um novo ajuste vetorial (ajuste 2), sendo ele refinado pontualmente de acordo com a curva medida (med), conforme detalhe na Figura B.8. Destaca-se que esse segundo ajuste foi realizado para as demais curvas apresentadas nesta seção, sendo identificadas nas figuras por “Ajuste” e as medições identificadas como “Referência”.

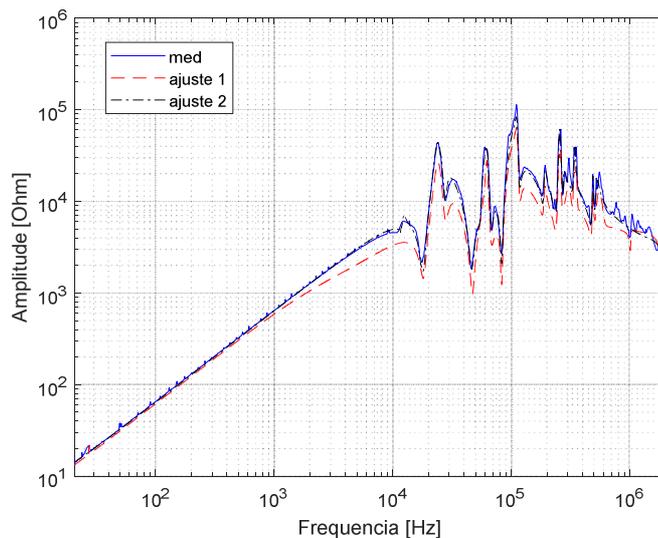


Figura B.8: Detalhe do VF do TR. D - Medida de $Z(s)$ entre H_1H_2 com BT aberta.

A partir da Tabela B.8 observa-se que apesar de seguir as etapas de tratamento prévio a obtenção do VF, os valores de desvio percentual entre as curvas medidas e ajustadas dos transformadores com enrolamento de cobre ainda se mantiveram com valores bem superiores do que os calculados para os transformadores com enrolamento de alumínio, conforme indicados na Tabela B.3.

Tabela B.8: Enrolamento Cu - Ajuste vetorial de $Z(s)$.

Característica	H ₁ H ₂ BT curto		H ₁ H ₂ BT aberta	
	TR. D	TR. E	TR. D	TR. E
Nº de Polos	40	40	40	40
Iteração	10	36	8	21
Desvio%	40,456	37,352	51,494	55,842
Erro RMS	611,944	435,525	4,351 x10 ⁴	4,938 x10 ³

Na Figura B.9 e Figura B.10 estão representadas as curvas sintetizadas da impedância do TR. D. Percebe-se que para a configuração da BT conectada em curto-circuito a curva ajustada da amplitude segue mesmo comportamento se destoando nas altas frequências, porém para a curva de ângulo, observa-se pontos prováveis de descontinuidade que não foram possíveis estabelecer relação com a curva ajustada.

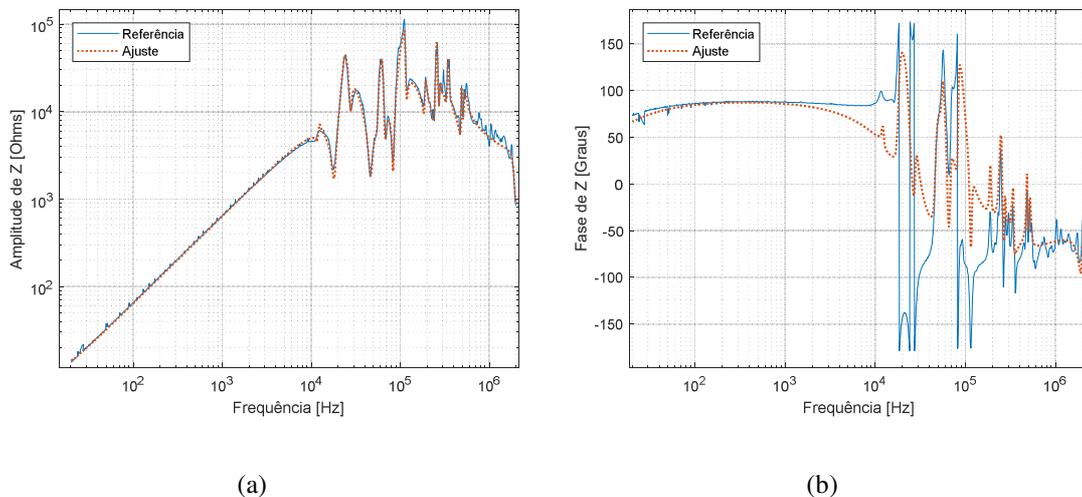
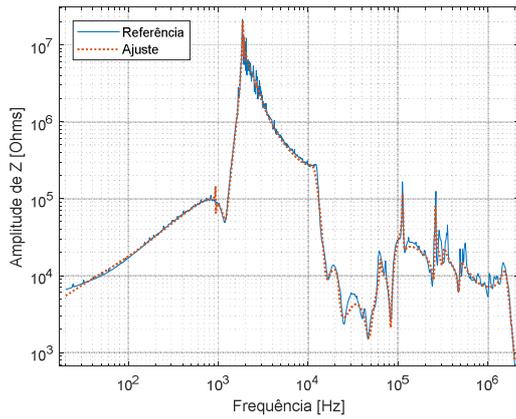
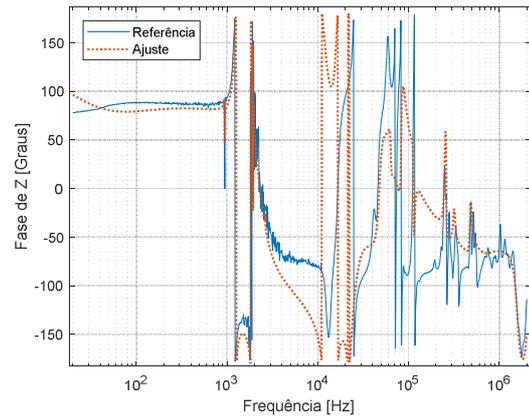


Figura B.9: Enrolamento de Cu - H₁H₂ com BT em curto-circuito do TR. D. (a) amplitude de $Z(s)$, (b) fase de $Z(s)$.



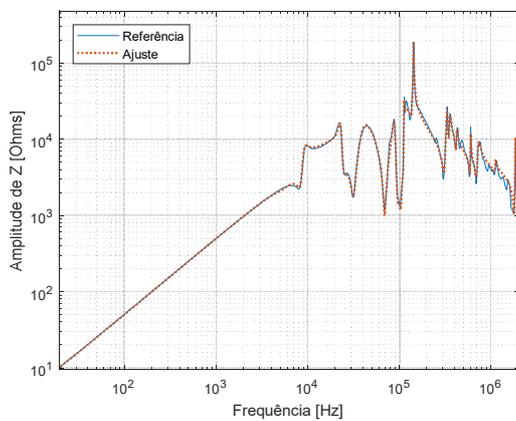
(a)



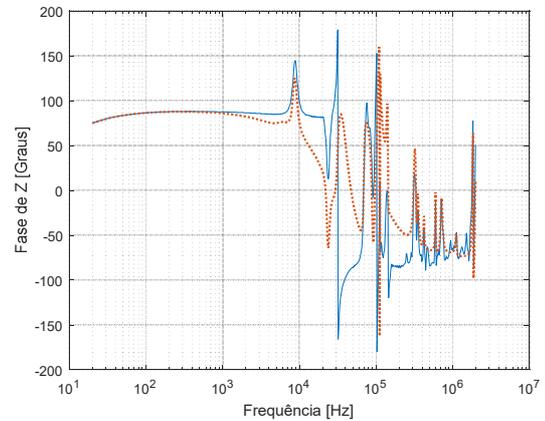
(b)

Figura B.10: Enrolamento de Cu - H_1H_2 com BT aberta do TR. D. (a) amplitude de $Z(s)$, (b) fase de $Z(s)$.

Na Figura B.11 e Figura B.12 o comportamento visto das curvas de impedância do TR. E sintetizadas é similar ao visto para o TR.D. Em relação a curva de amplitude de $Z(s)$ percebe-se semelhança com a curva medida, porém destoa em parte na curva de ângulo de $Z(s)$. Esta diferença entre curvas será melhor detalhada no decorrer do trabalho na apresentação dos indicadores numéricos.



(a)



(b)

Figura B.11: Enrolamento de Cu - H_1H_2 com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de $Z(s)$, (b) fase de $Z(s)$.

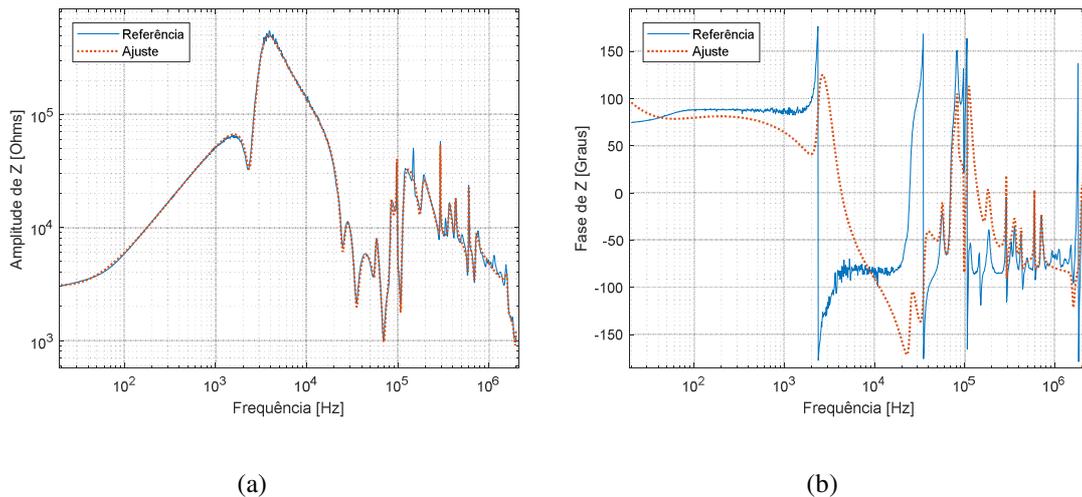


Figura B.12: Enrolamento de Cu - H₁H₂ com BT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z (s).

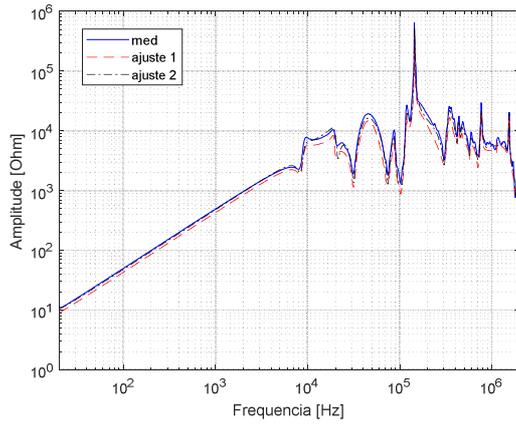
Tendo em vista que para o transformador E estabeleceu-se a comparação das curvas medidas entre pontos distintos da AT para as configurações de conexão da BT em curto-circuito e aberta, nesta seção segue apresentada as curvas sintetizadas para esses pontos.

Na Tabela B.9 é visto que os desvios percentuais e erro RMS obtidos para essas configurações possuem a mesma ordem de grandeza dos ajustes das impedâncias dos transformadores D e E para medição entre H₁ e H₂.

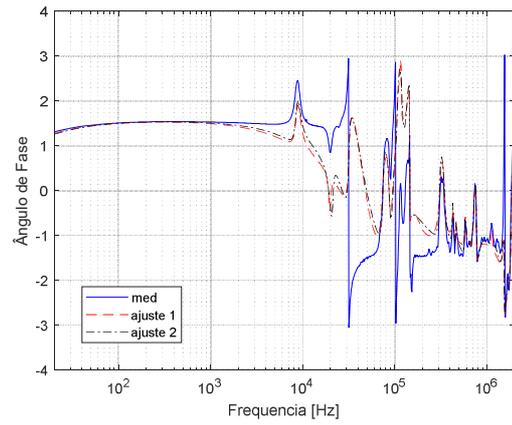
Tabela B.9: Enrolamento Cu - Ajuste vetorial do TR. E.

Característica avaliada da curva sintetizada	BT em curto-circuito		BT aberta	
	H ₂ H ₃	H ₃ H ₁	H ₂ H ₃	H ₃ H ₁
Nº de Polos	40	40	40	40
Iteração	23	10	30	51
Desvio%	38,269	39,546	46,094	55,090
Erro RMS	769,080	818,937	$2,502 \times 10^3$	$2,795 \times 10^3$

As curvas sintetizadas de Z(s) do TR. E para as configurações de medição entre terminais de AT com a BT em curto-circuito e aberta estão representadas da Figura B.13 a Figura B.19.

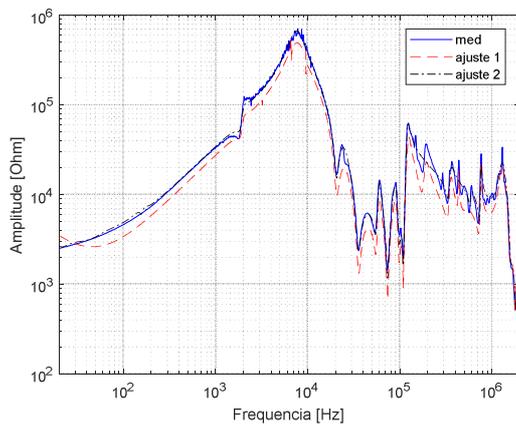


(a)

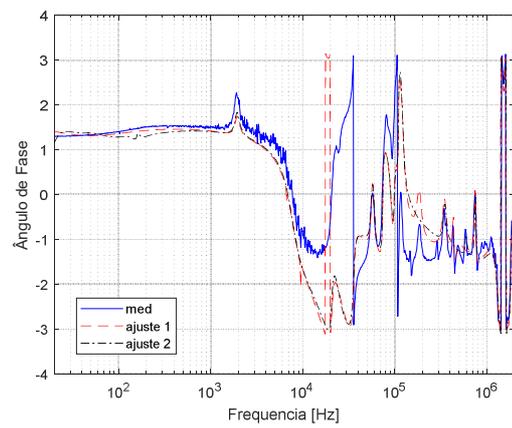


(b)

Figura B.13: Enrolamento Cu - H₂H₃ com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).

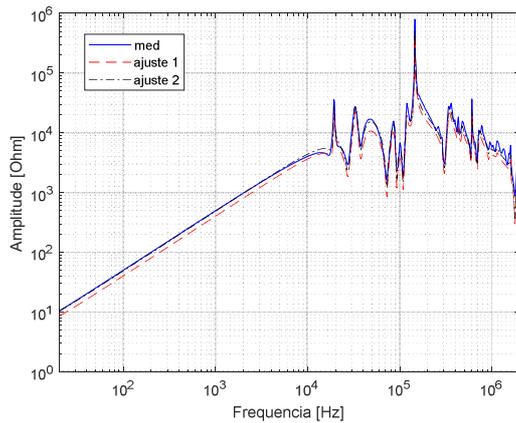


(a)

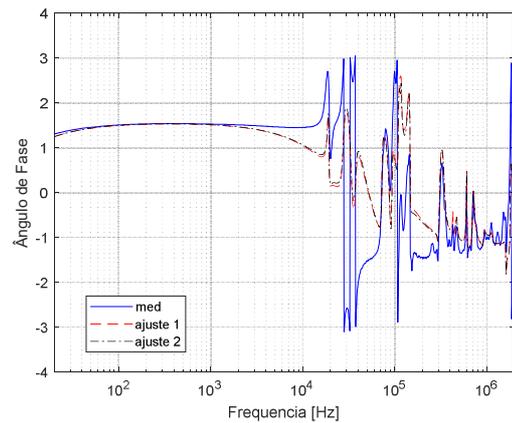


(b)

Figura B.14: Enrolamento Cu - H₂H₃ com BT aberta do TR. E (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).

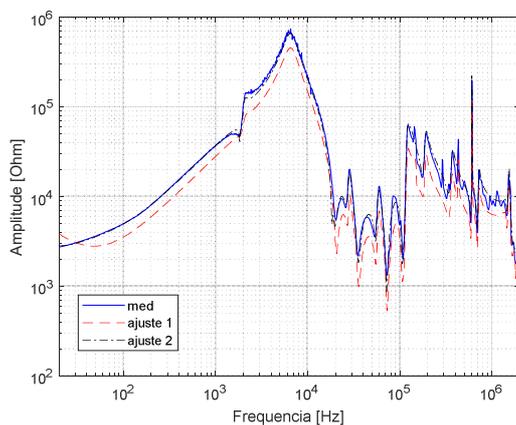


(a)

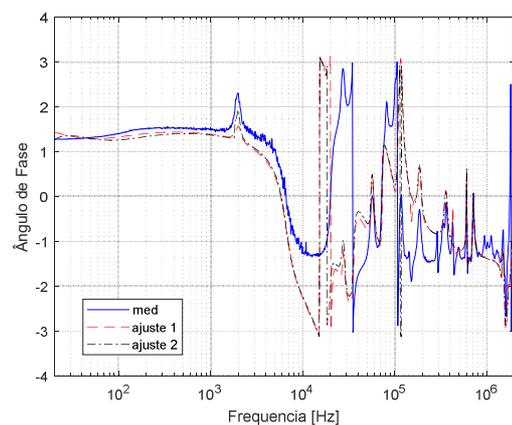


(b)

Figura B.15: Enrolamento Cu - H₃H₁ com BT em curto-circuito do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).



(a)



(b)

Figura B.16: Enrolamento Cu - H₃H₁ com BT aberta do TR. E. (a) amplitude de Z(s), (b) fase de Z(s).

Percebe-se em todas as sínteses racionais de $Z(s)$ estabelecidas a partir de curvas medidas via ensaio SFRA do TR. E tiveram pontos que não foram muito bem ajustados. Na Tabela B.10 constam os desvios percentuais e o erro RMS apurado para os ajustes vetoriais feitos a partir da medição entre terminais de BT com a AT aberta.

As curvas sintetizadas de $Z(s)$ do TR. E para as configurações de medição entre terminais de BT com a AT aberta estão representadas da Figura B.17 a Figura B.19.

Tabela B.10: Enrolamento Cu - Ajuste vetorial do TR. E.

Característica avaliada da curva sintetizada	X_1X_0	X_2X_0	X_3X_0
Nº de Polos	40	40	40
Iteração	32	9	10
Desvio%	53,771	55,242	58,873
Erro RMS	99,652	128,886	101,761

Observa-se que a boa correspondência entre as curvas de $Z(s)$ se restringem na faixa de baixas frequências. Neste caso, para avaliação mais apurada se faz necessário a aplicação de filtro em $Z(s)$ medido de tal forma a estabelecer um ajuste vetorial mais adequado. Esta discrepância entre medição e ajuste reflete nos elevados valores de desvio percentual mostrados na Tabela B.10.

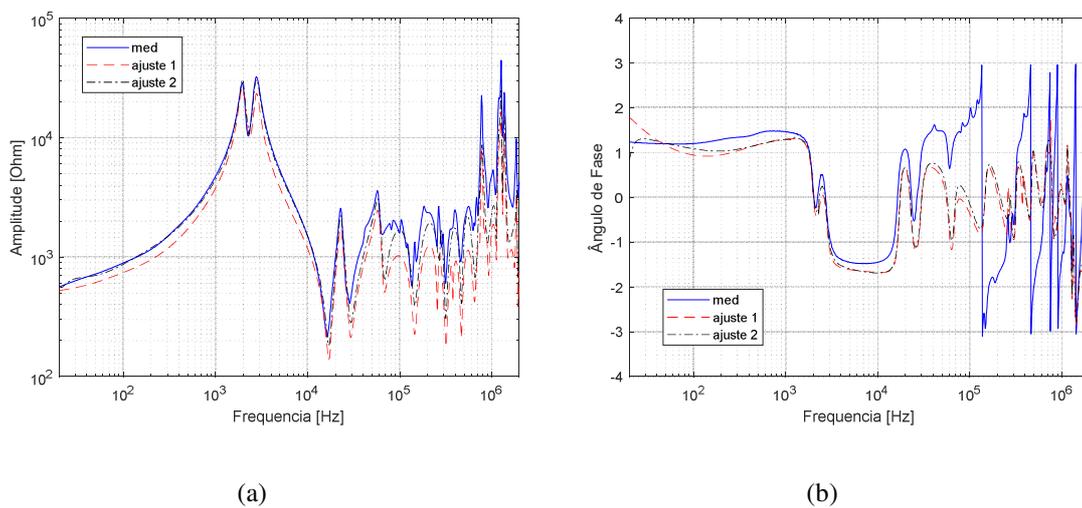
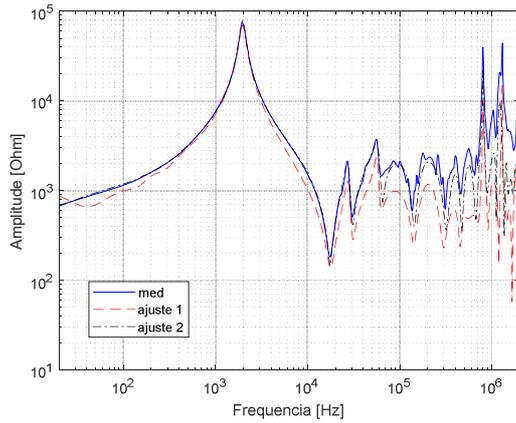
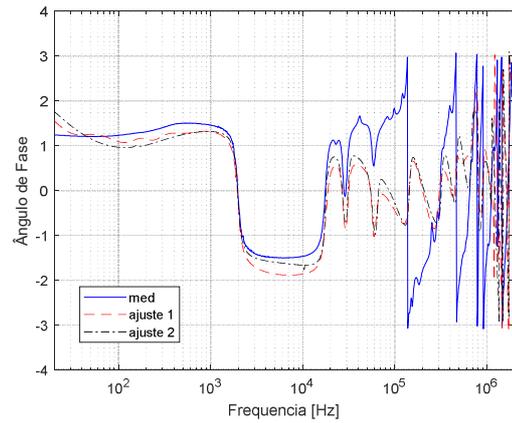


Figura B.17: Enrolamento Cu - X_1X_0 com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de $Z(s)$, (b) fase de $Z(s)$.

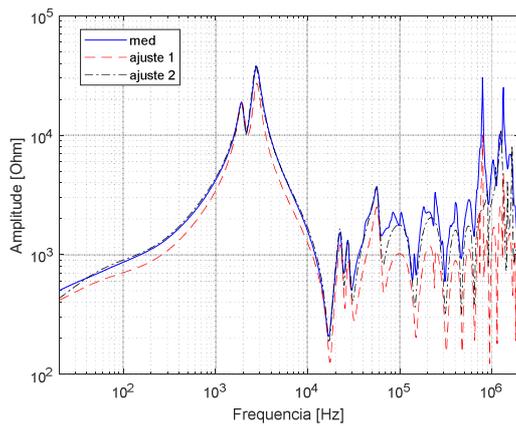


(a)

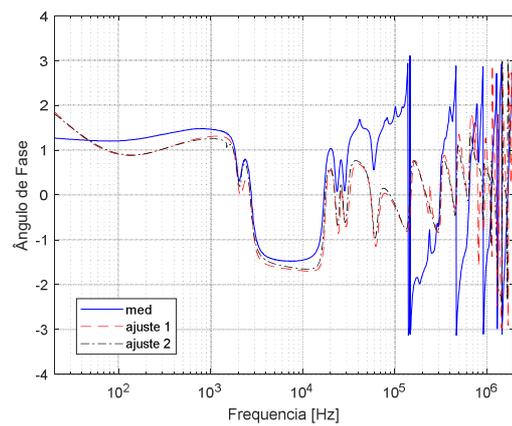


(b)

Figura B.18: Enrolamento Cu - X_2X_0 com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de $Z(s)$, (b) fase de $Z(s)$.



(a)



(b)

Figura B.19: Enrolamento Cu - X_3X_0 com AT aberta do TR. E. (a) amplitude de $Z(s)$, (b) fase de $Z(s)$.

Coefficiente de correlação (r)

Na Tabela B.11 e Tabela B.12 estão identificados os valores apurados para a correlação entre as curvas de $Z(s)$, medidas e sintetizadas, entre os terminais de AT com a BT conectada em curto-circuito e aberta.

Tabela B.11: Enrolamento Cu - Correlação da amplitude - medida e VF de Z(s).

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ BT curto-circuito		H ₁ H ₂ BT aberta	
	TR. D	TR. E	TR. D	TR. E
20 a 600 Hz	1,000	1,000	0,999	1,000
600 Hz a 10 kHz	0,999	1,000	0,911	0,998
10 kHz a 2 MHz	0,975	0,972	0,980	0,997

Observa-se boa representatividade da curva ajustada na comparação das medições feitas com a configuração da BT conectada em curto-circuito, se destoando nas altas frequências. Nos ajustes feitos para a configuração da BT conectada em aberto verifica-se um descasamento maior em especial para o ajuste do TR. E.

Tabela B.12: Enrolamento Cu - Correlação da fase - medida e VF de Z(s).

Faixa de Frequência	Medição de H ₁ H ₂ com BT em curto-circuito		Medição de H ₁ H ₂ com BT aberta	
	TR. D	TR. E	TR. D	TR. E
20 a 600 Hz	0,930	0,998	-0,880	-0,711
600 Hz a 10 kHz	0,852	0,872	0,872	0,353
10 kHz a 2 MHz	0,292	0,411	0,048	0,195

Na Tabela B.13 e Tabela B.14 constam os resultados apurados de correlação entre as medidas e ajustes do TR. E para as configurações de medição entre AT com a BT em curto-circuito e aberta.

Tabela B.13: Enrolamento Cu - Correlação da amplitude do TR. E - medida e VF de Z(s).

Faixa de Frequência	BT em curto-circuito		BT aberta	
	H ₂ H ₃	H ₃ H ₁	H ₂ H ₃	H ₃ H ₁
20 a 600 Hz	1,000	1,000	1,000	1,000
600 Hz a 10 kHz	0,979	1,000	0,995	0,997
10 kHz a 2 MHz	0,996	0,991	0,998	0,992

Tabela B.14: Enrolamento Cu - Correlação da fase do TR. E - medida e VF de Z(s).

Faixa de Frequência	Medição com BT em curto-circuito		Medição com BT aberta	
	H ₂ H ₃	H ₃ H ₁	H ₂ H ₃	H ₃ H ₁
20 a 600 Hz	1,000	1,000	0,091	0,492
600 Hz a 10 kHz	0,592	0,962	0,985	0,992
10 kHz a 2 MHz	0,406	0,416	0,210	0,053

Na Tabela B.15 estão representados os valores de correlação apurados entre as curvas medidas e ajustadas do TR. E na configuração de medição SFRA a partir da BT com a AT aberta. Observa-se para esse caso que a faixa de média frequência obteve melhor aderência entre curvas medidas e ajustadas.

Tabela B.15: Enrolamento Cu - Correlação da fase do TR. E - medida e VF de Z(s).

Faixa de Frequência	X ₁ X ₀		X ₂ X ₀		X ₃ X ₀	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	0,999	-0,193	1,000	-0,030	0,999	-0,012
600 Hz a 10 kHz	0,994	0,999	1,000	1,000	0,994	0,999
10 kHz a 2 MHz	0,967	0,182	0,772	0,204	0,547	0,110

Soma Absoluta do erro logarítmico (SAEL)

Na Tabela B.16 e Tabela B.17 pode ser visto os valores do indicador SAEL apurados entre as curvas medidas e ajustadas de Z(s) para os transformadores com enrolamento de cobre.

Nesta consolidação para o TR. D foi expurgado do cálculo do SAEL um elemento cujo resultado deu infinito compreendido na faixa de 600 Hz a 10 kHz.

É visto que os resultados consolidados de SAEL em conjunto com os dados de correlação indicaram que há correspondência das curvas ajustadas em todas as

configurações de pelo menos uma faixa de frequência verificada. Sendo assim, é possível estabelecer comparações entre as curvas ajustadas, mas no âmbito qualitativo.

Tabela B.16: Enrolamento Cu - SAEL de Z(s) entre TR.D e TR. E. .

Faixa de Frequência	H ₁ H ₂ BT em curto				H ₁ H ₂ BT aberta			
	TR. D		TR. E		TR. D		TR. E	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	0,479	0,547	0,178	0,178	0,916	1,607	0,280	1,931
600 Hz a 10 kHz	0,491	2,347	0,200	0,200	1,953	8,571	0,755	22,173
10 kHz a 2 MHz	2,549	24,783	1,584	1,584	3,623	26,404	1,463	19,150

Tabela B.17: Enrolamento Cu - SAEL de Z(s) do TR. E - medida e VF.

Faixa de frequência	BT em curto				BT aberta			
	H ₂ H ₃		H ₃ H ₁		H ₂ H ₃		H ₃ H ₁	
	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase	Ampl.	Fase
20 a 600 Hz	0,695	0,223	0,463	0,220	0,760	1,610	0,269	1,606
600 Hz a 10 kHz	0,859	1,936	0,484	1,458	1,014	8,096	1,241	10,148
10 kHz a 2 MHz	3,144	24,925	3,521	25,014	2,606	21,459	3,082	27,899

Na Tabela B.18 estão identificados os valores de SAEL obtido a partir da comparação entre medida e ajuste do TR. E na configuração de medição entre terminais da BT com a AT aberta.

Tabela B.18: Enrolamento Cu - SAEL de $Z(s)$ do TR. E - medida e VF.

Faixa de Frequência	X_1X_0		X_2X_0		X_3X_0	
	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase	Amplitude	Fase
20 a 600 Hz	0,474	2,600	0,350	3,949	0,863	4,551
600 Hz a 10 kHz	0,993	5,568	0,237	2,379	0,859	3,982
10 kHz a 2 MHz	7,881	42,304	8,124	40,228	7,283	43,553

Observa-se para o TR. E que em todas as configurações avaliadas a análise se deu semelhante. Por este motivo entende-se que o resultado de apenas uma configuração de medição de impedância verificada entre dois terminais já obtém uma razoável aproximação do comportamento geral do transformador.

Soma do Erro Quadrático (SEQ)

Observa-se que a comparação ponto a ponto por meio de erro quadrático não gera resultados representativos em quase todas as faixas de frequência avaliadas e, portanto, não foi detalhado neste estudo.