

**Detecção precoce de danos no isolamento de geradores elétricos
através da análise do espectro de impedâncias**

Wilson Cesar Sant'Ana

TESE APRESENTADA
À
UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ
PARA
OBTENÇÃO DO TÍTULO
DE
DOUTOR EM CIÊNCIAS

Programa: Engenharia Elétrica
Orientador: Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva

Itajubá, 03 de março de 2016

Detecção precoce de danos no isolamento de geradores elétricos através da análise do espectro de impedâncias

Tese aprovada por banca examinadora em
03 de Março de 2016, conferindo ao autor o
título de **Doutor em Ciências em Engenharia
Elétrica.**

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva (Orientador)

Prof. Dr. Germano Lambert-Torres

Dr. Erik Leandro Bonaldi

Dr. Levy Ely de Lacerda de Oliveira

Prof. Dr. Giscard F. Cintra Veloso

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus! Ao Deus Criador do homem e do universo, não ao deus criado pelo homem e pelas religiões. Ao Deus Libertador, que todos os dias abre um Mar Vermelho para que seu povo passe a pé enxuto.

Agradeço a meus pais, irmãos, familiares e amigos pelo incentivo e pelas contribuições indiretas neste trabalho.

Agradeço ao Povo Brasileiro, que por intermédio da CAPES, financiou este trabalho por quatro anos.

Agradeço ao Instituto Gnarus e à empresa PS Soluções por terem provido todo o apoio material para a realização deste trabalho.

Agradeço aos professores Luiz Eduardo Borges da Silva e Germano Lambert-Torres pelas orientações, conselhos, contribuições e oportunidades oferecidas.

Agradeço a Erik Leandro Bonaldi, Levy Ely de Lacerda de Oliveira e Jonas Guedes Borges da Silva pelo apoio, pelas valiosas contribuições neste trabalho e pelas oportunidades oferecidas.

Finalmente, agradeço à Camila Paes Salomon, que foi muito mais do que colega de trabalho, co-autora e parceira profissional, foi também uma grande amiga e grande incentivadora para que este trabalho se concretizasse.

Resumo

Este trabalho descreve uma metodologia para detecção precoce de danos no isolamento de geradores elétricos. Foi escolhida a técnica por espectro de impedância, dado que a literatura indica que esta é sensível o suficiente para detectar mudanças nas propriedades dielétricas do isolamento.

Um protótipo de laboratório foi desenvolvido para injetar sinais senoidais em larga faixa de frequências e medir a impedância da máquina sob teste em cada uma destas frequências, obtendo-se assim um espectro de impedâncias. Cada espectro obtido é, então, comparado a seu histórico (chamado *baseline*). Em caso de diferenças de um determinado espectro para seu *baseline*, isto pode ser indício de mudanças nas propriedades dielétricas do isolamento.

Também é descrito um procedimento de projeto do sistema de acoplamento entre o protótipo e um gerador em funcionamento, para operação *online*. Este sistema é composto por um filtro passa altas C-L-C e um circuito com amplificadores operacionais e supressor de transitório. É enfatizado que o acoplamento produz um efeito de “sombra” no espectro, diminuindo a região útil para análise. É discutido que um acoplamento C-L-C melhora o desempenho de um acoplamento capacitivo comum. Resultados experimentais são relatados, tanto para operação *offline* quanto para operação *online* em um gerador de indução a 235V e em um gerador síncrono de polos lisos em 220V.

Como a técnica de FRA é baseada em comparações entre espectros, repetibilidade entre as medidas é fundamental para obtenção de um diagnóstico confiável. Este trabalho mostra que vários fatores externos (tais como temperatura, umidade do ar e a posição angular do rotor) podem ter influência nas medidas. Uma metodologia estatística foi proposta visando a um diagnóstico mais preciso, mesmo quando existe variabilidade entre as medidas.

Palavras-chave: Máquinas CA, manutenção preditiva, análise por resposta em frequência, teste de isolamento de máquinas rotativas.

Abstract

This work presents a methodology for detection of early damage to insulation of electric generators. An impedance spectrum technique has been chosen, as it is sensitive enough to detect changes in the dielectric properties of the insulation system, according to the literature.

A laboratory prototype has been developed to inject sinusoidal waves in a broad range of frequencies and to measure the machine's impedance at these frequencies, obtaining, thus, an impedance spectrum. Each spectrum is, then, compared against its historical data (called baseline). When there is difference between a given spectrum and its baseline, there is a possibility that the dielectrical properties of insulation system have changed.

Also, it is detailed a design of a coupling system between the prototype and a generator in-service. This system comprises a high-pass C-L-C filter and a circuit with operational amplifiers and a transient supressor. It is emphasized that the coupling system produces a "shadow" effect on spectrum, decreasing the useful region for analysis. It is shown that a C-L-C coupling greatly improves the performance of a regular capacitive coupling. Experimental results are provided, for both offline and online operation on an induction generator at 235V and on a round-pole synchronous generator at 220V.

As the FRA technique is based on comparisons between spectra, measurement repeatability is very important to achieve a reliable diagnosis. It is shown that several external factors (such as temperature, humidity and the angular rotor position) can have an influence on the measurements. A statistical methodology has been proposed, aiming a more meaningful diagnosis, even when there is variability between measurements.

Keywords: AC machines, condition monitoring, frequency response analysis, rotating machine insulation testing.

Sumário

Lista de Abreviaturas	vii
Lista de Símbolos	ix
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xxi
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Contribuições teóricas e práticas	2
1.3 Metodologia de pesquisa	3
1.4 Organização do Trabalho	4
2 Revisão de literatura e fundamentação teórica	5
2.1 Contextualização do trabalho	5
2.1.1 Levantamento estatístico sobre falhas em geradores	5
2.1.2 Estudo dos processos de falhas em geradores elétricos	6
2.1.3 Estudo das técnicas convencionais de diagnóstico de falhas em máquinas elétricas	11
2.2 Estudo da técnica de espectroscopia de impedância	17
2.2.1 Técnica da análise por espectroscopia dielétrica - <i>DS</i>	17
2.2.2 Técnica da análise por espectroscopia eletroquímica - <i>EIS/IS</i>	21
2.2.3 Técnica da análise por resposta em frequência - <i>FRA</i>	24
2.3 Conclusão do capítulo	43
3 Protótipo desenvolvido	45
3.1 Equipamento de testes	45
3.2 Varreduras de validação	47
3.2.1 Limites de medidas	47
3.2.2 Varreduras em resistor	48
3.2.3 Varreduras em capacitor	48
3.2.4 Varreduras em arranjo RC	50
3.3 Conclusão do capítulo	51

4	Acoplamento para operação online	52
4.1	O acoplamento e o efeito de “sombra” no espectro	52
4.2	Procedimento de cálculo do filtro de acoplamento	53
4.3	Teste de atenuação	59
4.4	Conclusão do capítulo	65
5	Resultados Experimentais - Offline e Online	66
5.1	Ensaio no gerador de indução	66
5.1.1	Detecção offline de falhas entre o tap 1 e a carcaça	68
5.1.2	Detecção online de falhas entre o tap 1 e a carcaça	71
5.1.3	Detecção offline de falhas entre os taps 1 e 5	74
5.1.4	Detecção online de falhas entre os taps 1 e 5	76
5.2	Ensaio no gerador síncrono de pólos lisos	79
5.2.1	Detecção offline de falhas entre os taps A e D	80
5.2.2	Detecção online de falhas entre os taps A e D	83
5.2.3	Detecção offline de falhas entre os taps C e D	86
5.2.4	Detecção online de falhas entre os taps C e D	88
5.3	Conclusão do capítulo	91
6	Fatores que afetam a repetibilidade dos testes	92
6.1	Influência do rotor	92
6.1.1	Medidas na máquina síncrona de 4 polos salientes	93
6.1.2	Medidas na máquina síncrona de 2 polos lisos	101
6.1.3	Medidas na máquina de indução com rotor gaiola de 4 polos	108
6.1.4	Medidas na máquina de indução com rotor gaiola de 2 polos	115
6.2	Influência da temperatura e da umidade	118
6.2.1	Medidas entre $L1a$ e $L2a$ (capacitivas)	119
6.2.2	Medidas entre $L1a$ e $L1b$ (indutivas)	120
6.3	Uso de técnicas estatísticas para minimizar falta de repetibilidade	122
6.3.1	Índices propostos na literatura de FRA	122
6.3.2	Índices desenvolvidos	145
6.3.3	Separação por faixas de frequências	151
6.3.4	Mitigação dos problemas de repetibilidade	151
6.4	Conclusão do capítulo	168
7	Conclusões	170
A	Configuração do gerador de indução	172
A.1	Cálculo do valor do banco delta	172
A.2	Medidas offline no gerador de indução com banco de delta	173
B	Procedimento ilustrado dos testes de hipóteses	177
B.1	t -Tests	177
B.2	f -Tests	181

C	Publicações do autor realizadas durante o período de doutoramento	183
C.1	Artigos completos publicados em periódicos	183
C.2	Trabalhos completos publicados em anais de congressos	183
D	Artigo publicado na edição de abril de 2016 da revista <i>Electric Power Systems Research - Influence of rotor position on the repeatability of frequency response analysis measurements on rotating machines and a statistical approach for more meaningful diagnostics</i>	186
E	Artigo a ser publicado na edição de agosto de 2016 da revista <i>Electric Power Systems Research - A survey on statistical indexes applied on frequency response analysis of electric machinery and a trend based approach for more reliable results</i>	195
	Referências Bibliográficas	204

Lista de Abreviaturas

ADC	Conversor analógico para digital (<i>Analog to Digital Converter</i>)
ASLE	soma absoluta de erros logarítmicos (<i>Absolute Sum of Logarithmic Error</i>)
DABS	diferença absoluta (<i>Absolute Difference</i>)
CC	Coefficiente de correlação (<i>Correlation Coefficient</i>)
CIGRE	<i>Conseil International des Grands Réseaux Electriques</i>
CSD	Desvio padrão comparativo (<i>Comparative Standard Deviation</i>)
DAC	Conversor digital para analógico (<i>Digital to Analog Converter</i>)
DAI	Índice de absorção (<i>Dielectric Absorption Index</i>)
DDF	Fator de dissipação dielétrica (<i>Dielectric Dissipation Factor</i>)
DFT	Transformada discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
DS	Espectroscopia dielétrica (<i>Dielectric Spectroscopy</i>)
EIS	espectroscopia de impedância eletroquímica (<i>Electrochemical Impedance Spectroscopy</i>)
ESR	Resistência série equivalente (<i>Equivalent Series Resistance</i>)
FDS	<i>Frequency Domain Spectroscopy</i>
FFT	Transformada rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FRA	Análise por resposta em frequência (<i>Frequency Response Analysis</i>)
IEEE	<i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IFRA	<i>FRA</i> por impulso (<i>Impulse FRA</i>)
IRC	<i>Isothermal Relaxation Current</i>
IS	espectroscopia de impedância (<i>Impedance Spectroscopy</i>)
MIT	Motor de Indução Trifásico
MM	relação entre mínimos e máximos (<i>Minimum-Maximum Ratio</i>)
MSE	Erro médio quadrático (<i>Mean Squared Error</i>)
PDC	<i>Polarization-Depolarization Current</i>
PE	Polietileno (<i>Polyethylene</i>)
PI	Índice de polarização (<i>Polarization Index</i>)
PD	Descargas parciais (<i>Partial Discharge</i>)
PDIV	Tensão limiar de descargas parciais (<i>Partial Discharge Inception Voltage</i>)
PLC	<i>Power Line Communication</i>
RIC	Teste de verificação da influência do rotor (<i>Rotor Influence Check</i>)
RMS	Valor eficaz (<i>Root Mean Square</i>)
RMSE	raiz do erro médio quadrático (<i>Root Mean Squared Error</i>)

RVM	<i>Recovery (Return) Voltage Measurement</i>
SFRA	<i>FRA por varredura (Sweep FRA)</i>
SSMMRE	soma quadrática das razões máximo-mínimo de erro (<i>Sum Squared Max-Min Ratio Error</i>)
SSRE	soma quadrática das razões de erro (<i>Sum Squared Ratio Error</i>)
TC	Transformador de corrente
XLPE	Polietileno reticulado (<i>Cross-linked polyethylene</i>)

Lista de Símbolos

$ $	Amplitude (ou módulo) de número complexo na forma polar
\angle	Angulo de fase de número complexo na forma polar
ε_0	Constante dielétrica (ou permissividade) do vácuo
ε_r	Constante dielétrica (ou permissividade) relativa
ω	Frequência angular
C	Capacitor / Capacitância
C_c	Capacitância de acoplamento
C_w	Capacitância do enrolamento
CH_1, CH_2	Tensões aquisitadas nos canais 1 e 2, respectivamente, do PicoScope
f	Frequência
f_c	Frequência de corte (ou de ressonância)
f_c	Frequência de ressonância entre L_w e C_c
f_w	Frequência de ressonância entre L_w e C_w
I, i	Corrente
I_c	Corrente capacitiva
I_p	Corrente resistiva (ou de perdas)
Im	Parte imaginária de número complexo na forma retangular
L	Indutor / Indutância
L_c	Indutância de acoplamento
L_w	Indutância do enrolamento
M	módulo (inverso da constante dielétrica)
P	Potência ativa
P_d	Perdas no dielétrico
Q	Potência reativa
R	Resistor / Resistência
R_{sh}	Resistor shunt
R_w	Resistência de perdas no enrolamento
Re	Parte real de número complexo na forma retangular
S	Potência aparente
$tg\delta$	Fator de perdas no isolamento

U	Tensão
V, v	Tensão
V_i, v_i	Tensão de entrada no acoplamento
V_{ind}, v_{ind}	Tensão sobre o indutor de acoplamento
V_L, v_L	Tensão sobre o ramo indutivo de acoplamento
V_o, v_o	Tensão de saída no acoplamento
var_{dB}	variação de amplitudes em dB
X_C	Reatância capacitiva
X_L	Reatância indutiva
Y	Admitância
Z	Impedância

Lista de Figuras

2.1	Porcentagem das falhas em hidrogeradores - figura baseada em Sumereder (2008) . . .	5
2.2	Bandas eletrônicas de diferentes materiais - figura baseada em Hayt e Buck (2001, p. 125)	8
2.3	Representação equivalente de um dielétrico não ideal - figura baseada em de Almeida (2000, p. 122)	9
2.4	Correntes em um dielétrico sob tensão DC - figura baseada em de Almeida (2000, p. 124)	10
2.5	Diagrama fasorial de um dielétrico não ideal - figura baseada em Bouguedad (2010, p. 08)	10
2.6	Descarga parcial em uma cavidade de um dielétrico - figura baseada em Lat-Unifei (2013, p. 10.14)	15
2.7	Diagrama básico de medidas do PDC - figura baseada em James <i>et al.</i> (2008, p. 148)	18
2.8	Formas de onda da tensão aplicada e da corrente medida no PDC - figura baseada em Bouaicha <i>et al.</i> (2009)	19
2.9	Diagrama básico de medidas do RVM - figura baseada em James <i>et al.</i> (2008, p. 148)	19
2.10	Comportamento da tensão no RVM - figura baseada em James <i>et al.</i> (2008, p. 148)	20
2.11	Resposta linear de material sob excitação AC - figura baseada em Becherif <i>et al.</i> (2013)	22
2.12	Representação de impedância no plano complexo - figura baseada em Barsoukov e Macdonald (2005, p. 06)	23
2.13	Diagrama de Nyquist - figura baseada em Becherif <i>et al.</i> (2013)	24
2.14	Circuito de medidas para o <i>analisador de ganho e fase</i>	25
2.15	Circuito de medidas para o <i>analisador de impedância</i>	26
2.16	Espectro de impedâncias - escala linear	28
2.17	Espectro de impedâncias - escala linear com zoom em faixa estreita	28
2.18	Espectro de impedâncias - escala logarítmica para as frequências e linear para as impedâncias	29
2.19	Espectro de impedâncias - escala logarítmica	29
2.20	Circuito RC paralelo	30
2.21	Espectro de Impedância de Circuito RC paralelo	31
2.22	Circuito RL série	32
2.23	Espectro de Impedância de Circuito RL serie	33
2.24	Circuito RLC série	33
2.25	Espectro de Impedância de Circuito RLC Série com Baixa Resistência série	35

2.26	Espectro de Impedância de Circuito RLC Série com Resistência série de mesmo valor da impedância característica	36
2.27	Espectro de Impedância de Circuito RLC Série com Alta Resistência série	36
2.28	Circuito RLC paralelo	37
2.29	Espectro de Impedância de Circuito RLC Paralelo com Alta Resistência paralela	39
2.30	Espectro de Impedância de Circuito RLC Paralelo com Resistência paralela de mesmo valor da impedância característica	40
2.31	Espectro de Impedância de Circuito RLC Paralelo com Baixa Resistência paralelo	40
2.32	Modelo de alta frequência para os enrolamentos estatóricos	41
2.33	Padrão de corte no enrolamento - figura baseada em Dister <i>et al.</i> (2000) e em Kending e Rogovin (2002)	42
2.34	Padrão de umidade - figura baseada em Dister <i>et al.</i> (2000) e em Kending e Rogovin (2002)	42
2.35	Padrão de percolação - figura baseada em Dister <i>et al.</i> (2000) e em Kending e Rogovin (2002)	42
2.36	Padrão de ionização térmica - figura baseada em Dister <i>et al.</i> (2000) e em Kending e Rogovin (2002)	43
3.1	Equipamento de testes - 1: Inversor que alimenta a máquina primária (5); 2: PicoScope 5203; 3: CPU; 4: Borneira com acesso aos taps de um dos enrolamentos do gerador (6); 5: Motor de 1/2 HP (máquina primária); 6: Gerador de indução de 3CV/460V	45
3.2	Circuito de medidas	46
3.3	Limite de medidas imposto pelos cabos coaxiais	48
3.4	Varreduras realizadas em resistor de 330Ω	49
3.5	Varreduras realizadas em capacitor de $10nF$	49
3.6	Varreduras realizadas em arranjo RC serie, com $C = 10nF$ e $R = 330\Omega$	50
4.1	Efeito do acoplamento no espectro de impedâncias	53
4.2	Comparação de filtros Capacitivos com respeito ao efeito sombra no espectro	54
4.3	Comparação de filtros Capacitivos com respeito ao efeito sombra no espectro - zoom na região capacitiva	54
4.4	Acoplamento capacitivo	55
4.5	Comparação entre as atenuações dos acoplamentos capacitivos	55
4.6	Acoplamento 2C-L-2C	56
4.7	Comparação de filtros 2C-L-2C com respeito ao efeito sombra no espectro	56
4.8	Comparação de filtros 2C-L-2C com respeito ao efeito sombra no espectro - zoom na região capacitiva	57
4.9	Comparação entre as atenuações dos acoplamentos 2C-L-2C	58
4.10	atenuação da tensão sobre o indutor, para 2C-L-2C	59
4.11	Indutores disponíveis no laboratório	59
4.12	Espectros de amplitudes dos indutores disponíveis no laboratório	60
4.13	Estimação das indutâncias dos indutores disponíveis no laboratório	60
4.14	Estimação das indutâncias dos indutores disponíveis no laboratório - zoom	61

4.15	Teste de atenuação com acoplamento 100nF-500mH-100nF	62
4.16	Teste de atenuação com acoplamento 100nF-800mH-100nF	62
4.17	Teste de atenuação com acoplamento 100nF-2.5H-100nF	62
4.18	Comparação entre as atenuações dos acoplamentos 2C-L-2C para os indutores 2.5H, 800mH e 500mH	63
4.19	Teste de atenuação com acoplamento 25nF-800mH-25nF	63
4.20	Teste de atenuação com acoplamento 25nF-500mH-25nF	64
4.21	Verificação da tensão na saída de u1 com acoplamento 25nF-800mH-25nF	64
4.22	Sobreposição de espectros online de amplitudes para diversas frequências da máquina primária - acoplamento 25nF-800mH-25nF	65
5.1	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (offline com banco delta e com acoplamento)	68
5.2	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (offline com banco delta e com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância	69
5.3	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (offline com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes 3D	70
5.4	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (offline com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY	70
5.5	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento)	71
5.6	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância	72
5.7	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY	72
5.8	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento) - com médias das medidas	73
5.9	Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY - com médias das medidas	73
5.10	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (offline com banco delta e com acoplamento)	74
5.11	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (offline com banco delta e com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância	75
5.12	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (offline com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes	75
5.13	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (offline com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes - com médias das medidas	76
5.14	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento)	76
5.15	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância	77
5.16	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY	77

5.17	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - com médias das medidas	78
5.18	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - com médias das medidas	78
5.19	Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY - com médias das medidas	79
5.20	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (offline com acoplamento)	81
5.21	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (offline com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância	81
5.22	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (offline com acoplamento) - variação de amplitudes	82
5.23	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (offline com acoplamento) - variação de amplitudes - com médias das medidas	82
5.24	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento)	83
5.25	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento) - variação de amplitudes XY	84
5.26	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento) - com médias das medidas	84
5.27	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento) - com médias das medidas - zoom em torno da ressonância	85
5.28	Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento) - variação de amplitudes XY - com médias das medidas	85
5.29	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (offline com acoplamento)	86
5.30	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (offline com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância	87
5.31	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (offline com acoplamento) - variação de amplitudes	87
5.32	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (offline com acoplamento) - variação de amplitudes - com médias das medidas	88
5.33	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento)	88
5.34	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento) - variação de amplitudes XY	89
5.35	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento) - com médias das medidas	90
5.36	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento) - com médias das medidas - zoom em torno da ressonância	90
5.37	Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento) - variação de amplitudes XY - com médias das medidas	91
6.1	Posição referente a 0 graus para máquina síncrona de 4 pólos salientes	93
6.2	Posição referente a 360 graus para máquina síncrona de 4 pólos salientes	94
6.3	Conversão entre marcação da fita métrica e posição angular do rotor para máquina síncrona de 4 pólos salientes	94
6.4	Ligação com neutro aterrado	95

6.5	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado	95
6.6	Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado	96
6.7	sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado	96
6.8	Variação senoidal de indutância na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado	97
6.9	Variação aleatória de capacitância na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado	97
6.10	Ligação com neutro isolado	98
6.11	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado	98
6.12	Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado - plano XY	99
6.13	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 4 pólos salientes - comparação neutro isolado e aterrado	99
6.14	sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado	100
6.15	Variação aleatória de capacitância na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado	100
6.16	Variação de capacitância dependente da posição do rotor na região de ressonância - máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado	101
6.17	Posição referente a 0 graus para máquina síncrona de 2 polos lisos	101
6.18	Posição referente a 360 graus para máquina síncrona de 2 polos lisos	102
6.19	Conversão entre marcação da fita métrica e posição angular do rotor para máquina síncrona de 2 polos lisos	102
6.20	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado	103
6.21	Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado	103
6.22	sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado	104
6.23	Variação senoidal de indutância na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado	104
6.24	Variação aleatória de capacitância na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado	105
6.25	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado	105
6.26	Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado - plano XY	106
6.27	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 2 pólos lisos - comparação neutro isolado e aterrado	106

6.28	sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado	107
6.29	Variação aleatória de capacitância na máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado	107
6.30	Variação de indutância dependente da posição do rotor na região de ressonância - máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado	108
6.31	Posição referente a 0 graus para máquina de indução de 4 polos	108
6.32	Posição referente a 360 graus para máquina de indução de 4 polos	109
6.33	Conversão entre marcação da fita métrica e posição angular do rotor para máquina de indução de 4 polos	109
6.34	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado	110
6.35	Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado	110
6.36	sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado	111
6.37	Variação senoidal de indutância na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado	111
6.38	Variação aleatória de capacitância na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado	112
6.39	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina indução de 4 polos com neutro isolado	112
6.40	Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina indução de 4 polos com neutro isolado - plano XY	113
6.41	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina indução de 4 polos - comparação neutro isolado e aterrado	113
6.42	sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina indução de 4 polos com neutro isolado	114
6.43	Variação aleatória de capacitância na máquina indução de 4 polos com neutro isolado	114
6.44	Variação de indutância dependente da posição do rotor na região de ressonância - máquina indução de 4 polos com neutro isolado	115
6.45	sobreposição de espectros de amplitudes na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado	116
6.46	Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado	116
6.47	Variação no plano XY em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado	117
6.48	sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado	117
6.49	Variação senoidal de indutância na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado	118
6.50	Variação aleatória de capacitância na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado	118
6.51	Corpo de provas bobinado	119
6.52	Espectro de amplitudes do corpo de provas cp4 - medidas entre os taps $L1a$ e $L2a$.	120
6.53	Variação de amplitudes no plano XY das médias de cada dia de medidas para o corpo de provas cp4 - medidas entre os taps $L1a$ e $L2a$	120

6.54	Espectro de amplitudes do corpo de provas cp4 - medidas entre os taps <i>L1a</i> e <i>L1b</i> . . .	121
6.55	Variação de amplitudes no plano XY das médias de cada dia de medidas para o corpo de provas cp4 - medidas entre os taps <i>L1a</i> e <i>L1b</i>	121
6.56	Comparação entre os CCs de Badgujar e Bagheri para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	124
6.57	Comparação entre os CCs de Badgujar e Bagheri para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	124
6.58	Comparação entre os CCs de Badgujar e Bagheri para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	125
6.59	Comparação entre MSE e RMSE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	126
6.60	Comparação entre MSE e RMSE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	126
6.61	Comparação entre MSE e RMSE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	127
6.62	Comparação entre SSRE e SSMMRE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	128
6.63	Comparação entre SSRE e SSMMRE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	128
6.64	Comparação entre SSRE e SSMMRE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	129
6.65	Comparação entre ASLE e DABS para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	130
6.66	Comparação entre ASLE e DABS para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	130
6.67	Comparação entre ASLE e DABS para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	131
6.68	Comparação entre CSD e MM para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	132
6.69	Comparação entre CSD e MM para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	133

6.70	Comparação entre CSD e MM para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	133
6.71	Verificação de desempenho do índice σ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	134
6.72	Verificação de desempenho do índice σ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	135
6.73	Verificação de desempenho do índice σ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	135
6.74	Verificação de desempenho do t-test (para variâncias não iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	137
6.75	Verificação de desempenho do t-test (para variâncias não iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	138
6.76	Verificação de desempenho do t-test (para variâncias não iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	138
6.77	Verificação de desempenho do t-test (para variâncias iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	139
6.78	Verificação de desempenho do t-test (para variâncias iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	139
6.79	Verificação de desempenho do t-test (para variâncias iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	140
6.80	Verificação de desempenho do paired t-test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	140
6.81	Verificação de desempenho do paired t-test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	141
6.82	Verificação de desempenho do paired t-test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	141
6.83	Verificação de desempenho do f-test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	143

6.84	Verificação de desempenho do f-test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	144
6.85	Verificação de desempenho do f-test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	144
6.86	Comparação entre v_{sq} e $v_{sq norm}$ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	146
6.87	Comparação entre v_{sq} e $v_{sq norm}$ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	146
6.88	Comparação entre v_{sq} e $v_{sq norm}$ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	147
6.89	Sensibilidade do independent t-test (para variâncias consideradas não iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos offline	147
6.90	Verificação de desempenho das somas normalizadas dos t-tests e dos f-tests para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3)	148
6.91	Verificação de desempenho das somas normalizadas dos t-tests e dos f-tests para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4)	149
6.92	Verificação de desempenho do índice Cap_{Norm} para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida	150
6.93	Verificação de desempenho do índice Cap_{Norm} para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas	150
6.94	Exemplo de diagnóstico baseado em curva de tendência	152
6.95	Marcação para posição do rotor	152
6.96	Superposição de espectros de amplitudes para MIT de 4 polos com danos precoces inseridos	153
6.97	Superposição de espectros de amplitudes para MIT de 4 polos com danos precoces inseridos - zoom na região indutiva	154
6.98	Curva de tendência dos ASLEs calculados para todo o espectro	155
6.99	Curva de tendência dos ASLEs calculados para LF, MF e HF	155
6.100	Relação entre temperatura estabilizada nos 3 corpos em série e corrente aplicada	156
6.101	Setup de deterioração por dissipação de corrente para o corpo cp4	157
6.102	Superposição dos espectros de amplitude para o corpo cp4 durante o processo de deterioração por dissipação de corrente	158
6.103	Superposição dos espectros de amplitude para o corpo cp4 durante o processo de deterioração por dissipação de corrente - zoom	158

6.104	Superposição dos espectros de fase para o corpo cp4 durante o processo de deterioração por dissipação de corrente	160
6.105	Evolução das resistências de isolamento para o corpo cp4 durante o processo de deterioração por dissipação de corrente	161
6.106	Comparação entre o RMSE e o CC de Badgular para progressão de defeitos no corpo cp4	162
6.107	Comparação entre o ASLE e o MM para progressão de defeitos no corpo cp4	163
6.108	Verificação de desempenho do t-test (para variâncias não iguais) para progressão de defeitos no corpo cp4	164
6.109	Verificação de desempenho do t-test (para variâncias iguais) para progressão de defeitos no corpo cp4	164
6.110	Verificação de desempenho do paired t-test para progressão de defeitos no corpo cp4	165
6.111	Verificação de desempenho do f-test (anova1) para progressão de defeitos no corpo cp4	165
6.112	Comparação entre v_{sq} e $v_{sq} _{norm}$ para progressão de defeitos no corpo cp4	166
6.113	Sensibilidade do independent t-test (para variâncias consideradas não iguais) para progressão de defeitos no corpo cp4	166
6.114	Verificação de desempenho dos testes de hipóteses para a progressão de defeitos no corpo cp4	167
6.115	Tendência de variação da capacitância média em relação à capacitância média da condição baseline para a progressão de defeitos no corpo cp4	168
A.1	Banco delta de 3kVAr para a auto-excitação do gerador de indução	173
A.2	Varredura no gerador de indução com banco delta	173
A.3	Impedância equivalente vista pelo analisador	174
A.4	Comparação entre espectros de amplitudes para gerador de indução com e sem banco delta	174
A.5	Comparação entre espectros de fases para gerador de indução com e sem banco delta	175
A.6	Comparação entre indutâncias estimadas para gerador de indução com e sem banco delta	175
A.7	Comparação entre capacitâncias estimadas para gerador de indução com e sem banco delta	176
B.1	Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição - com 7 graus de liberdade	178
B.2	Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição - <i>two-tail</i> - com 7 graus de liberdade	178
B.3	Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição - <i>two-tail</i> - com 10 graus de liberdade	179
B.4	Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição - <i>two-tail</i> - com 5 graus de liberdade	181
B.5	Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição F - com 1 e 10 graus de liberdade	182

Lista de Tabelas

2.1	Classes de Isolamento (de Almeida, 2000, p. 89), (Ohta, 1985)	7
2.2	Rigidez dielétrica de materiais isolantes (de Almeida, 2000, p. 123)	8
2.3	Constantes dielétricas relativas (de Almeida, 2000, p. 123)	9
2.4	Vantagens de desvantagens dos métodos on-line (Stone <i>et al.</i> , 2004, pp. 229-230) . .	11
2.5	Tensões recomendadas para teste de resistência de isolamento em máquinas rotativas (IEEE-Std-43-2000, 2000, p. 07)	12
2.6	Valores mínimos de resistência de isolamento (IEEE-Std-43-2000, 2000, p. 17), (Stone, 2005)	13
2.7	Condições do isolamento em função do índice de polarização (de Almeida, 2000, p. 128)	14
2.8	Relações entre as quatro imitâncias básicas (Barsoukov e Macdonald, 2005, p. 08) . .	23
3.1	Especificação técnica do PicoScope 5203	46
5.1	Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de indução para curto entre espiras - medidas entre cada tap, um a um	66
5.2	Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de indução para curto entre espiras - medidas entre tap1 e os outros taps	67
5.3	Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de indução para curto para a carcaça	67
5.4	Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de polos lisos para curto entre espiras - medidas entre cada tap, um a um	79
5.5	Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de polos lisos para curto entre espiras - medidas entre tapA e os outros taps	80
5.6	Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de polos lisos para curto para a carcaça	80
A.1	Dados de placa da máquina de indução	172

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

A motivação desta pesquisa foi a realização de um levantamento estatístico sobre as falhas em geradores elétricos. Este levantamento teve o objetivo de realçar a importância do diagnóstico precoce das falhas de isolamento, já que estas são as maiores causas das paradas não programadas. Em um estudo internacional realizado pelo CIGRE (relatado por [Brutsch *et al.* \(2008\)](#) e [Sumereder \(2008\)](#)), com mais de 20 concessionárias em 5 países por 10 anos, cerca de 1200 geradores foram analisados. Durante os 10 anos do estudo, 69 falhas foram registradas. Destas 69 falhas, 56% foram ocasionadas por danos no isolamento.

As falhas em isolamentos têm origem em mudanças nas propriedades físico/químicas do isolante devido a algum tipo de estresse. Este estresse pode ser de origem térmica, elétrica, mecânica ou química. Quando este estresse é grande o suficiente, formam-se os mecanismos de falhas nos pontos mais fracos. Se este estresse persiste, o isolamento se enfraquece e uma ruptura pode ocorrer nos pontos fracos. Este trabalho propõe uma forma de monitoramento destas propriedades, de forma que, identificando-se alguma alteração nessas propriedades (baseando-se em um histórico de medidas), a equipe de manutenção pode tomar as medidas necessárias dependendo da gravidade do problema ou urgência.

Métodos convencionais de monitoramento/teste de isolamento de máquinas elétricas são descritos em [James *et al.* \(2008\)](#) e [Stone *et al.* \(2004\)](#). De acordo com as patentes americanas [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#) as técnicas convencionais não são capazes de identificar problemas de isolamento em sua fase inicial. O argumento apresentado em [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#) é que os métodos tradicionais apenas detectam se um problema existe ou não existe, mas não são capazes de detectar quando um problema está se formando. Estas patentes propõem um método de determinação precoce de problemas no enrolamento estatístico de máquinas elétricas através de seus espectros de impedância. Basicamente, a evolução de determinadas características nos espectros obtidos ao longo do tempo indica o início de problemas na máquina. E, de acordo, com estas patentes, essa técnica é capaz de identificar os problemas em sua fase inicial, antes dos sintomas começarem a aparecer.

O princípio de funcionamento da técnica descrita em [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#) consiste em se injetar um sinal de alta frequência nos enrolamentos da máquina e se determinar a impedância do enrolamento para aquela frequência. O processo é repetido para diversas frequências e o espectro de impedâncias do enrolamento é obtido. Se este espectro diferir de medidas anteriores, chamadas *baseline*¹, isto indica uma mudança das características dielétricas do isolamento. Mesmo pequenas mudanças nas propriedades dielétricas resultam em mudanças perceptíveis no espectro de impedância. A forma como os espectros diferem do *baseline* pode indicar o tipo de falha que está se iniciando no isolamento. Também, geralmente, quanto maior o desvio do *baseline*, mais próximo o enrolamento se encontra da falha.

¹Um *baseline* pode ser definido como qualquer padrão pré-estabelecido de comparação. No caso da técnica proposta, o *baseline* é uma medida realizada em uma determinada condição conhecida da máquina.

Um protótipo de laboratório foi desenvolvido e resultados experimentais foram obtidos para varreduras offline em um gerador de indução e em dois geradores síncronos (um de pólos salientes e outro de pólos lisos), todos de baixa potência. Nestes testes comprovou-se que o método do espectro de impedância é capaz de identificar defeitos precoces (simulados com a inserção de capacitores entre taps nos enrolamentos dessas máquinas).

Outro aspecto em que se foca esta tese é a obtenção online da condição de isolamento do gerador sob teste. Métodos offline requerem que o gerador sob teste seja retirado de operação durante a realização dos testes. Isto pode ser um inconveniente em certos casos, quando a unidade geradora precisa trabalhar continuamente por meses sem interrupção. Já os métodos online apresentam a vantagem de que a unidade não necessita ser retirada de operação - logo sua produção de energia não é afetada.

O grande desafio em se realizar a varredura de espectroscopia de impedância online em geradores sob funcionamento é o acoplamento entre o equipamento de varredura (cuja saída injetora de alta frequência opera a, no máximo, 20V) e o gerador (cuja tensão nominal pode variar de 220V até 13800V).

Uma técnica muito semelhante às propostas por [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#), conhecida por Frequency Response Analysis - FRA, é amplamente utilizada para o monitoramento offline de transformadores ([IEEE-Std-C57, 2013](#)). Recentemente, esta técnica vêm sendo adaptada (ainda experimentalmente) para uso online, conforme [Gomez-Luna *et al.* \(2013\)](#). Dentre as formas de adaptação descritas em [Gomez-Luna *et al.* \(2013\)](#), a utilização de um acoplamento capacitivo é a que apresenta maior potencial de sucesso para a aplicação em geradores, pois o capacitor apresenta alta impedância para o sinal de potência em 50/60Hz e baixa impedância para o sinal injetado de alta frequência. Logo o acoplamento capacitivo atenuaria o sinal de potência para níveis aceitáveis e ao mesmo tempo permitiria a varredura em alta frequência.

Observa-se, entretanto, que, na prática, nas baixas frequências, a impedância do capacitor pode não ser alta o suficiente para um isolamento ideal entre o equipamento de medição e o gerador a ser medido. E, também, que, nas altas frequências, a impedância do capacitor pode não ser baixa o suficiente para permitir uma injeção de sinais sem que o capacitor provoque uma atenuação e defasagem nas correntes injetadas. Esta atenuação e defasagem nas correntes injetadas são dependentes da frequência do sinal injetado e se refletem como uma área de sombra no espectro de impedâncias, o que limita muito a faixa de operação do equipamento. Logo existe um compromisso entre a atenuação necessária e a mínima frequência que passa pelo capacitor sem sofrer atenuação ela mesma.

Testes preliminares online com os geradores de indução e de pólos lisos operando respectivamente em 235V e 220V foram realizados. Um acoplamento passivo do tipo C-L-C foi desenvolvido e testado com sucesso para estas tensões.

Como a técnica de espectroscopia de impedância é baseada na comparação de um determinado espectro com seu baseline, é imprescindível que haja boa repetibilidade entre as medidas. Uma revisão de literatura indica que alguns fatores influenciam (tais como a posição do rotor, temperatura e umidade) nas medidas. Logo, também é muito importante que a metodologia desenvolvida possa ter uma certa imunidade a estes fatores. Um procedimento, baseado em índices estatísticos, foi desenvolvido e testado com sucesso.

1.2 Contribuições teóricas e práticas

A maior contribuição deste trabalho foi viabilizar, na prática, o uso da técnica de FRA em geradores elétricos.

Com base no estudo relatado em [Brutsch *et al.* \(2008\)](#) e [Sumereder \(2008\)](#) observou-se que o desenvolvimento de um equipamento para monitoramento online da condição de isolamento de geradores elétricos representaria um grande avanço em termos de redução de paradas não programadas e de tomada de decisão por parte das equipes de manutenção, uma vez que estas teriam informações detalhadas sobre o isolamento da máquina. Um protótipo de equipamento foi desenvolvido logo no

primeiro ano do projeto. Entretanto, observou-se que alguns desafios precisariam ser vencidos antes que tal equipamento pudesse ser utilizado na prática.

Durante os outros três anos de desenvolvimento do projeto, cada um dos desafios foi identificado e soluções foram propostas, consistindo cada um deles em contribuições específicas para o objetivo final.

Identificou-se o desafio do acoplamento do protótipo desenvolvido a um gerador energizado. Identificou-se que existe um compromisso entre a qualidade da varredura realizada e a segurança para a eletrônica do equipamento de medidas. Um acoplamento passivo do tipo C-L-C foi proposto e testado com sucesso em 235V. Esta contribuição é discutida no capítulo 4.

Identificou-se o desafio da falta de repetibilidade nas medidas e de como isto pode influenciar negativamente na análise dos resultados. Identificou-se que, além de fatores como temperatura e umidade do ar, a posição angular do rotor também influencia nos resultados. Foi proposto o uso de uma curva de tendência de índices estatísticos como forma de mitigar estas variações. Desta forma, mesmo que as medidas sofram com variações climáticas, ruído eletromagnético nas medidas online e influência da posição do rotor, pode-se chegar a um diagnóstico sobre a condição do isolamento. Esta contribuição é discutida no capítulo 6.

Deve-se ressaltar que já existem equipamentos comerciais para análise de resposta em frequência para transformadores, porém estes equipamentos ainda requerem que o transformador seja desenergizado (operação offline). A operação online destes equipamentos ainda é experimental e restrita aos meios acadêmicos. Além do mais, estes equipamentos comerciais também sofrem dos mesmos desafios referentes ao uso em máquinas rotativas e também se beneficiam das soluções propostas neste trabalho.

1.3 Metodologia de pesquisa

Tem-se que a metodologia deste projeto de pesquisa consiste em:

- revisão bibliográfica e estudo dos mecanismos de falhas em isolamento de geradores elétricos e métodos para sua identificação, incluindo as técnicas de espectroscopia de impedância e análise por resposta em frequência;
- desenvolvimento de um protótipo com o equipamento PicoScope, que já possui dois conversores analógico/digital e uma saída digital/analógica;
- desenvolvimento de uma bancada de testes com um motor de indução (simulando uma máquina primária/turbina) acoplado a um gerador de indução (utilizado em pequenas centrais hidrelétricas e em geração eólica) com taps nos enrolamentos para simulação de defeitos;
- desenvolvimento de uma bancada de testes com um motor de indução (simulando uma máquina primária/turbina) acoplado à um gerador síncrono de pólos salientes (utilizado em centrais hidrelétricas) e à um gerador síncrono de pólos lisos (utilizado em centrais termelétricas), ambos com taps nos enrolamentos para simulação de defeitos;
- estudo e desenvolvimento do método de acoplamento online entre o protótipo desenvolvido e o gerador sob teste;
- estudo e desenvolvimento de uma metodologia de mitigação de problemas de falta de repetibilidade nas medidas;
- simulações numéricas através do pacote SimPowerSystems para o software Matlab;
- testes de bancada.

1.4 Organização do Trabalho

O Capítulo 2 aborda os mecanismos de falhas no isolamento de turbogeradores, as técnicas convencionais de diagnóstico e as técnicas por espectroscopia de impedância.

O Capítulo 3 aborda o desenvolvimento do protótipo para varredura espectral e seu algoritmo de varredura, incluindo seu modelo matemático.

O Capítulo 4 trata da forma de acoplamento entre o protótipo de injeção de sinais (que opera em alguns volts) e um gerador em funcionamento (que pode operar desde algumas centenas de volts até dezenas de milhares de volts). Neste capítulo é mostrado que existe um compromisso entre o nível de proteção para a eletrônica e a área útil do espectro resultante.

O Capítulo 5 apresenta os resultados experimentais obtidos com o protótipo e acoplamento desenvolvidos nos capítulos 3 e 4. Foram realizados ensaios (offline e online) em dois geradores diferentes, ambos de baixa potência.

O Capítulo 6 aborda os problemas de repetibilidade nas medidas e propõe o uso de técnicas estatísticas para se minimizar a influência destes fatores.

O Capítulo 7 traz as conclusões gerais e apresenta sugestões para pesquisas futuras.

Capítulo 2

Revisão de literatura e fundamentação teórica

Este capítulo aborda os mecanismos de falhas no isolamento de geradores elétricos, as técnicas convencionais de diagnóstico e, em especial, as técnicas por espectroscopia de impedância.

2.1 Contextualização do trabalho

Primeiramente, foi realizado um levantamento estatístico sobre as falhas em máquinas elétricas (e geradores, em específico). Este levantamento tem o objetivo de realçar a importância do diagnóstico precoce das falhas de isolamento, já que estas são as maiores causas das paradas não programadas. Em seguida, os processos de falha nos isolamentos são estudados.

2.1.1 Levantamento estatístico sobre falhas em geradores

Sumereder (2008) destaca os resultados de uma pesquisa internacional do CIGRE, com mais de 20 companhias geradoras em cinco países durante 10 anos. No total, dados de 1200 geradores foram coletados. Nesses 10 anos de estudo, 69 falhas foram registradas. A Figura 2.1 apresenta uma divisão percentual referente ao tipo das falhas ocorridas durante o estudo. Nota-se que as falhas por danos no isolamento das máquinas representam a grande maioria das falhas encontradas (56% das falhas). Os dados do mesmo estudo do CIGRE ainda são relatados em Brutsch *et al.* (2008). Deve-se ressaltar que os dados fornecidos em Sumereder (2008) e Brutsch *et al.* (2008) são para hidrogeradores.

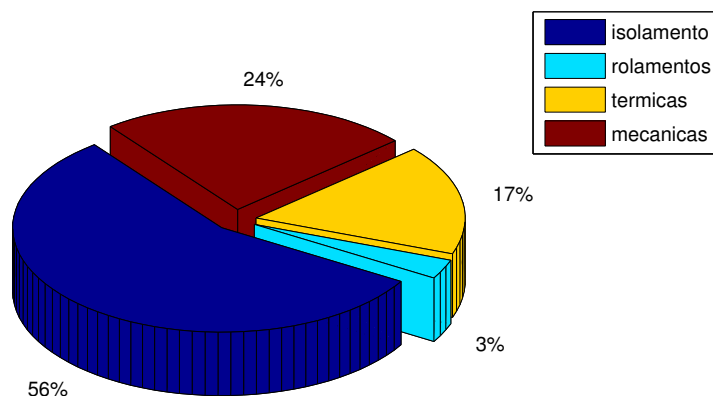


Figura 2.1: Porcentagem das falhas em hidrogeradores - figura baseada em Sumereder (2008)

Enquanto Sumereder (2008) e Brutsch *et al.* (2008) relatam dados de hidrogeradores, Alewine e Chen (2012) apresenta um estudo semelhante, realizado com 1200 geradores eólicos. Entretanto, as esta-

tísticas são completamente diferentes. Menos da metade das falhas dos geradores eólicos estudados eram defeitos elétricos. E, considerando apenas as máquinas mais novas, a maioria dos defeitos era devida a problemas nos rolamentos. Isto se deve, em grande parte, ao fato das solicitações mecânicas nos geradores eólicos ser completamente diferente das enfrentadas pelos hidro e turbogeradores. Porém, mesmo considerando uma relação de defeitos elétricos por defeitos mecânicos bem menor do que as observadas para hidrogenadores, métodos de diagnóstico precoce nos enrolamentos continuam sendo essenciais para se preservar a vida útil das máquinas.

Com relação a turbogeradores, as únicas estatísticas de falhas encontradas aparecem em um artigo de 1920 (Torchio, 1920). Entretanto, as falhas apresentadas são apenas falhas elétricas. O autor não relata as falhas mecânicas (se ocorreram). Foram estudados turbogeradores com potência entre 5MW e 30MW. Foram observadas 55 falhas. Destas, 33 ocorreram nos enrolamentos estatóricos, 16 nos enrolamentos rotóricos, 4 ocorreram simultaneamente no estator e no rotor e 2 falhas ocorreram nos terminais.

2.1.2 Estudo dos processos de falhas em geradores elétricos

2.1.2.1 Mecanismos de falhas em isolamentos

Segundo Sumereeder (2008), as falhas em isolamentos têm origem em mudanças nas propriedades físico/químicas do isolante devido a algum tipo de estresse. Este estresse pode ser de origem térmica, elétrica, mecânica ou química. Quando este estresse é grande o suficiente, formam-se os mecanismos de falhas nos pontos mais fracos. Se este estresse persiste, o isolamento se enfraquece e uma ruptura pode ocorrer nos pontos fracos.

Brutsch *et al.* (2008) destaca que, embora um estresse elétrico seja a causa principal da ruptura de um isolante envelhecido, os estresses elétricos não são as causas principais do envelhecimento deste isolante. Segundo Brutsch *et al.* (2008), as principais causas do envelhecimento de um isolante são os estresses térmicos e mecânicos. Os estresses mecânicos podem ser devidos a vibração, diferentes coeficientes de expansão térmica e variações bruscas de carga e forças centrífugas.

O capítulo 2.3 de James *et al.* (2008) trata dos mecanismos de falhas em isoladores e materiais isolantes em geral. O capítulo 8 de Stone *et al.* (2004) trata dos mecanismos de falhas no estator de máquinas rotativas em geral (motores e geradores) e suas causas. Alguns desses mecanismos ocorrem devido a imperfeições no processo de fabricação da máquina (imperfeições no processo de impregnação com resina/verniz e na camada semicondutora das barras, ambos os casos dando origem a descargas parciais). Alguns outros mecanismos ocorrem devido a agentes externos (correntes de fuga através de agentes contaminantes, abrasão do isolante por partículas e objetos externos e ataque químico ao isolante por substâncias presentes no ambiente). Os mecanismos mais importantes ocorrem devido a processos térmicos e mecânicos (ambos causando o envelhecimento do material).

Especificamente para geradores, Maughan (2005) apresenta as causas de falhas mais comuns. No caso das falhas detectadas nos enrolamentos estatóricos, Maughan (2005) destaca as seguintes causas de origem mecânica:

- Folgas nas cabeças-de-bobinas (endwinding): vibrações da máquina podem causar abrasão das bobinas nas ranhuras (Brutsch *et al.*, 2008), o que prejudica o isolamento. Segundo Stone *et al.* (2004, p. 172), a vibração das cabeças de bobinas é um dos mecanismos de falhas mais comuns em turbogeradores de alta potência.
- Alta resistência de contato nas conexões: provocam sobre aquecimento, o que contribui para o envelhecimento dos isolantes. Segundo Stone *et al.* (2004, pp. 177-178), este problema é mais comumente encontrado em máquinas de alta potência (com estator em barras) devido ao grande número de conexões entre as barras.
- Vibrações das barras nas ranhuras do estator: podem causar abrasão no isolamento entre as barras e a carcaça. Segundo Stone *et al.* (2004, p. 148), esta é uma das causas mais comuns de falhas estatóricas em grandes turbogeradores, pois as forças magneticamente induzidas nas barras são proporcionais ao quadrado da corrente nessas barras.

Maughan (2005), assim como Stone *et al.* (2004), também destaca as falhas por descargas parciais (ocasionadas por imperfeições dos isolantes) e contaminação por agentes externos (água, óleo, poeira, etc.).

Além das causas mecânicas, descritas acima, os estresses térmicos são um dos fatores mais importantes que causam o envelhecimento de materiais isolantes. Segundo Stone *et al.* (2004, p. 137), esta é, provavelmente, uma das causas mais comuns de falhas em enrolamentos estatóricos, especialmente os refrigerados a ar. De acordo com Stone *et al.* (2004), em altas temperaturas, as ligações químicas nos materiais orgânicos dos isolantes se quebram devido à agitação térmica. Então o oxigênio se liga às ligações quebradas. O resultado é uma cadeia polimérica mais curta e mais fraca. Dessa forma, o isolante se torna quebradiço e com menor resistência mecânica. Nos estatores em barra, as fitas de mica tendem a se separar, podendo resultar em descargas parciais.

De acordo com de Almeida (2000, p. 88), o sobreaquecimento é a maior causa do envelhecimento do isolamento de geradores síncronos. De acordo com Werynski (2006, p. 22), os estresses térmicos influenciam diretamente a vida útil dos materiais isolantes. Werynski (2006, pp. 22-23) cita como fontes de calor internas à máquina as perdas no cobre (por efeito Joule), no ferro (por histerese e Foucault) e no próprio dielétrico.

Existe um limite de temperatura que o isolamento de um gerador (ou máquina elétrica em geral) pode suportar sem que sua vida útil seja comprometida. Este limite é definido pela classe do isolamento desta máquina. Os valores limites para cada classe de isolamento são tabelados conforme Tabela 2.1. Para temperaturas acima da temperatura máxima, cada acréscimo de 8 a 10^o C corresponde a uma redução de vida útil pela metade de Almeida (2000, p. 88).

Tabela 2.1: *Classes de Isolamento (de Almeida, 2000, p. 89), (Ohta, 1985)*

Classe de isolamento	Máxima temperatura
A	105°C
E	120°C
B	130°C
F	155°C
H	180°C

Segundo de Almeida (2000, p. 88), geralmente, a classe de isolamento dos geradores síncronos é B ou, principalmente, F.

2.1.2.2 Caracterização das propriedades dielétricas

A Figura 2.2 apresenta uma comparação entre as estruturas eletrônicas de diferentes tipos de materiais quanto à condutividade elétrica. Para que um elétron possa passar de uma camada eletrônica à outra, ele precisa absorver ou emitir certa quantidade de energia. De acordo com Hayt e Buck (2001, pp. 124-125), os elétrons com os maiores (menos negativos) níveis de energia estão localizados na banda de valência. Nas estruturas dos materiais condutores, a camada de valência se sobrepõe à camada de condução. Então, quando um campo elétrico externo provê energia cinética extra aos elétrons da camada de valência, ocorre uma circulação de corrente. Já nos materiais dielétricos, existe uma banda proibida entre as bandas de valência e de condução. Desta forma, nos dielétricos, não existe circulação de corrente, mesmo com aplicação de um campo elétrico externo. Entretanto, sob aplicação de um campo elétrico suficientemente intenso, a energia iônica será suficiente para que os elétrons possam passar da banda de valência à banda de condução (Bouguedad, 2010, p. 06). Ocorre, então, a ruptura do dielétrico Hayt e Buck (2001, p. 125).

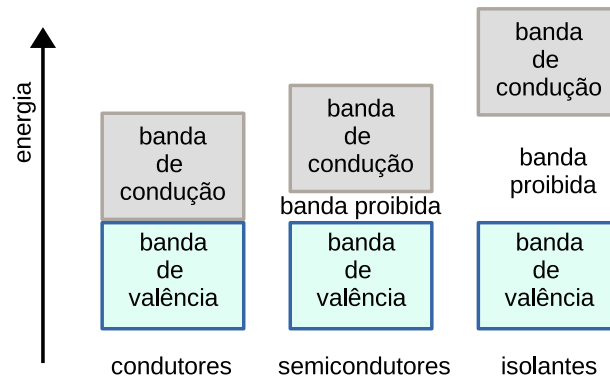


Figura 2.2: Bandas eletrônicas de diferentes materiais - figura baseada em *Hayt e Buck (2001, p. 125)*

Os materiais dielétricos apresentam certas propriedades que os caracterizam:

- Tensão de ruptura: é a tensão necessária para que se inicie a condução de corrente.
- Rigidez dielétrica: capacidade do dielétrico de resistir aos estresses elétricos sem sofrer ruptura. É o valor limite do campo elétrico aplicado ao material, a partir do qual ele perde suas propriedades isolantes (Lat-Unifei, 2013, p. 1.9). Têm-se na Tabela 2.2 os valores de rigidez dielétrica para alguns materiais isolantes. de Almeida (2000, p. 123) faz a ressalva que vários fatores afetam os valores de rigidez dielétrica (tais como temperatura, umidade, entre outros).
- Constante dielétrica ou permissividade: Materiais dielétricos são capazes de armazenar carga elétrica, formando um capacitor. Quando o dielétrico é o vácuo, sua constante dielétrica é dada por $\epsilon_0 = 8.84 \cdot 10^{-14} \frac{C}{V \cdot cm}$. Normalmente a constante dielétrica é expressa em termos de uma relação entre a constante do material e a do vácuo. Tem-se, neste caso, uma constante dielétrica relativa. Têm-se na Tabela 2.3 os valores de constante dielétrica relativa para alguns materiais isolantes.

Tabela 2.2: Rigidez dielétrica de materiais isolantes (de Almeida, 2000, p. 123)

Dielétrico	Rigidez
Ar	30 kV/mm
Óleo isolante	300 kV/mm
Baquelites	250 kV/mm
Mica	2000 kV/mm
Papel	400 kV/mm
Vidro	300 kV/mm
Porcelana	300 kV/mm

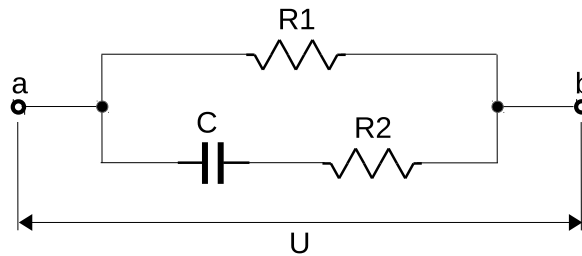
Tabela 2.3: Constantes dielétricas relativas (de Almeida, 2000, p. 123)

Dielétrico	Constante dielétrica relativa ϵ_r
Ar	1.006
Óleo de transformador	2.2 a 2.5
Papel	1.8 a 2.6
Parafina	2.1 a 2.6
Presspari	2.5
Porcelana	4.5 a 5.5
Vidro	3.5 a 16
Mica	5.0 a 7.0

Lat-Unifei (2013, capítulo 1.11) sumariza as qualidades que um bom dielétrico deve possuir: alta rigidez dielétrica, alta constante dielétrica (permissividade) e baixo fator de perdas. As perdas dielétricas são discutidas a seguir.

2.1.2.3 Perdas dielétricas

Para se compreender melhor as perdas nos dielétricos, considere-se a representação equivalente de um dielétrico não ideal, como na Figura 2.3.

**Figura 2.3:** Representação equivalente de um dielétrico não ideal - figura baseada em de Almeida (2000, p. 122)

Idealmente, o dielétrico seria representado por um capacitor (C) sem perdas. As perdas são representadas pelos resistores R1 (representando as perdas por condução) e R2 (representando as perdas por absorção).

De acordo com Bouguedad (2010, p. 06), os dielétricos reais contêm certo volume de cargas livres provenientes de impurezas. Dessa forma, pode-se observar nos dielétricos uma corrente de fuga muito pequena, sobretudo em baixas frequências. As perdas por condução resultam em um aquecimento do material (Lat-Unifei, 2013, p. 1.10). Segundo de Almeida (2000, p. 124), a corrente de dispersão ou de fuga flui pela superfície e pelo interior da massa do dielétrico e é de caráter irreversível. Quando se fala em resistência de isolamento, se fala na resistência equivalente que limita esta corrente de fuga, ou seja, R1 na Figura 2.3.

No ramo formado por C e R2 na Figura 2.3 existem duas correntes que merecem destaque: a corrente de carga capacitiva (também chamada de corrente de deslocamento) e a corrente de absorção.

Quando se aplica uma tensão contínua (DC) em um dielétrico, a corrente de deslocamento se apresenta como um pico no instante inicial da energização do capacitor C. Esta corrente é um transitório de duração muito rápida. Já a corrente de absorção apresenta um tempo de decaimento bem mais lento e é responsável pela polarização dos dipolos elétricos que constituem a massa do dielétrico (de Almeida, 2000, p. 123).

Tem-se na Figura 2.4 uma representação didática das três correntes descritas anteriormente. Deve-se ressaltar que, na prática, apenas uma corrente pode ser medida e esta é a resultante das

três. Acima de 10 minutos de aplicação da tensão contínua apenas a corrente de fuga estará sendo medida. Desta forma, esta corrente se constitui na componente mais importante quando se deseja avaliar o estado em que se encontra o isolamento (de Almeida, 2000, p. 124).

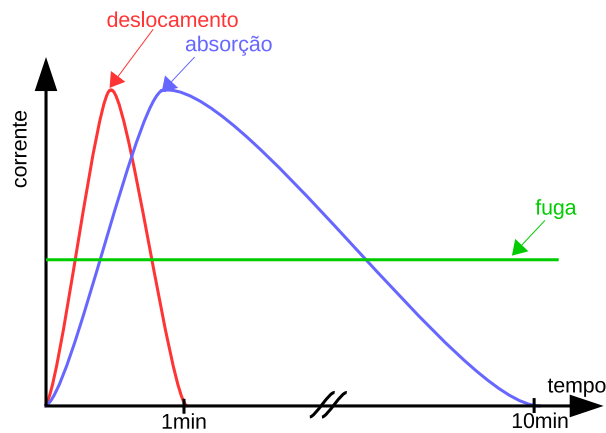


Figura 2.4: Correntes em um dielétrico sob tensão DC - figura baseada em de Almeida (2000, p. 124)

Quando se aplica uma tensão alternada em um dielétrico, os dipolos não seguem o campo elétrico alternado de forma instantânea, existindo sempre um pequeno atraso. Este atraso é conhecido por relaxação dielétrica e induz perdas de energia (Bouguedad, 2010, p. 06). A corrente medida (I) pode ser decomposta em duas componentes: uma componente capacitiva (I_c) e uma resistiva (I_p), representando todas as perdas no dielétrico, tal qual indicado na Figura 2.5.

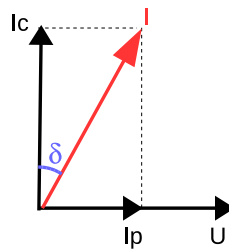


Figura 2.5: Diagrama fasorial de um dielétrico não ideal - figura baseada em Bouguedad (2010, p. 08)

Tem-se que a tangente do ângulo δ entre as componentes capacitivas e resistivas de I representa o fator de perdas do isolamento. Nota-se que quanto menor forem as perdas, menor será a tangente do ângulo δ ($tg\delta = \frac{I_p}{I_c}$).

De acordo com Lat-Unifei (2013, p. 1.10), a avaliação da tangente de perdas permite uma avaliação da qualidade do dielétrico e através dela se pode conhecer o valor das perdas por condução, polarização e ionização (decorrentes de efeito corona) em conjunto.

De acordo com de Almeida (2000, p. 124), as perdas no dielétrico podem ser calculadas de acordo com a equação (2.1). Nota-se que além da tangente de perdas, as perdas também dependem da capacitância do dielétrico, da frequência da tensão alternada aplicada e do quadrado da tensão aplicada.

$$P_d = U^2 \cdot \omega \cdot C \cdot tg\delta, \quad (2.1)$$

sendo P_d a perda calculada no dielétrico, U a tensão aplicada, C a capacitância do dielétrico, ω a frequência angular da tensão aplicada e $tg\delta$ a tangente de perdas.

2.1.3 Estudo das técnicas convencionais de diagnóstico de falhas em máquinas elétricas

Nesta seção serão estudadas diversas técnicas de diagnóstico de falhas em máquinas elétricas. Basicamente, estas técnicas podem ser divididas entre técnicas off-line e on-line e entre técnicas AC e DC.

As técnicas off-line são aquelas em que a máquina sob teste precisa ser retirada de operação durante a execução dos testes. De acordo com Stone *et al.* (2004, p. 229), muitos dos testes off-line podem ser realizados diretamente nos terminais da máquina, entretanto, alguns deles necessitam que a máquina seja (ao menos parcialmente) desmontada. Já os testes on-line são realizados com a máquina em funcionamento. De acordo com Stone *et al.* (2004, p. 229), embora os testes on-line não necessitem retirar a máquina de funcionamento, alguns destes testes modificam o ponto de operação da máquina de forma a se obter um diagnóstico mais informativo.

Stone *et al.* (2004) apresenta, em sua seção 11.2, as vantagens e desvantagens dos testes on-line. Um resumo destas vantagens e desvantagens é listado na Tabela 2.4. Stone *et al.* (2004) recomenda uma mistura de testes on-line e off-line para um bom diagnóstico e esta mistura ainda pode depender do tipo de aplicação, do tipo de máquina e da importância de determinada máquina para o processo.

Tabela 2.4: Vantagens de desvantagens dos métodos on-line (Stone *et al.*, 2004, pp. 229-230)

Vantagens	Desvantagens
A máquina não precisa ser retirada de operação.	Sensores e/ou equipamentos de monitoração devem ser instalados em cada máquina.
Como a aquisição dos dados é automática, não é necessário alocar uma equipe de pessoas para o teste.	
Podem-se determinar, previamente, quais máquinas necessitam um teste off-line ou manutenção.	Nem todas as falhas podem ser detectadas por métodos on-line.
Os testes on-line consideram os estresses que podem ocorrer durante operação normal da máquina.	

A seção 11.5.1 de Klempler e Kerszenbaum (2004) lista ainda alguns procedimentos que devem ser realizados antes da realização de testes off-line, tais como a secagem completa de estatores refrigerados à água ou procedimentos contra a indução de altas tensões em TCs e outros instrumentos nas proximidades do gerador sob teste.

Klempler e Kerszenbaum (2004, pp. 491-492) e de Almeida (2000, p. 125) discutem as diferenças entre as técnicas DC e AC. As vantagens e desvantagens de cada técnica também são mencionadas.

Segundo Klempler e Kerszenbaum (2004, pp. 491-492), as técnicas DC são mais sensíveis à presença de rachaduras, umidade, contaminação por partículas e diminuição da distância de isolamento (*creepage path*). Basicamente, as tensões DC são usadas para testar a condutividade do isolamento. Já as tensões AC, além de testar a condutividade do isolamento, também são capazes de determinar as perdas e as propriedades do dielétrico. As tensões AC também são capazes de inferir sobre a integridade mecânica do isolamento ao se analisar sua capacitância (que é função da delaminação das camadas do isolamento).

Segundo Klempler e Kerszenbaum (2004, pp. 491-492), durante aplicação de tensão DC, a tensão é dividida de acordo com a resistência de fuga (*leakage resistance*). Já a tensão AC é dividida de acordo com a permissividade de cada um dos materiais dielétricos do isolamento, uma vez que

a corrente de fuga necessita atravessar cada um dos dielétricos até atingir o potencial de terra.

Segundo de Almeida (2000, p. 125), os testes DC são realizados com equipamentos menores do que os que realizam testes AC, porém fornecem informações limitadas sobre o dielétrico.

De acordo como Klempner e Kerszenbaum (2004, p. 491), o isolamento estatórico é complexo e requer diferentes testes. Para um diagnóstico mais informativo, tanto os testes AC como os DC devem ser realizados. de Almeida (2000, p. 125) também informa que uma associação de testes DC com testes AC oferece maiores subsídios para análise e acompanhamento do estado do isolamento.

2.1.3.1 Inspeção visual

Stone *et al.* (2004, p. 230), escreve que a inspeção visual do enrolamento é a ferramenta mais potente para se determinar as causas de um problema neste enrolamento. Entretanto o gerador precisa ser desmontado (ao menos parcialmente) para que a inspeção seja realizada e existe a possibilidade que a remontagem da máquina cause algum outro problema, como alguma porca solta ou algum canal de refrigeração bloqueado. A inspeção deve ser realizada por uma equipe qualificada, uma vez que esses diagnósticos visuais podem ser muito subjetivos.

De acordo com Werynski (2006, p. 28) a inspeção visual é um método muito útil para se detectar contaminações na superfície dos enrolamentos, tais como poeira, óleo, umidade, etc.

2.1.3.2 Teste de resistência ôhmica dos enrolamentos

A medição da resistência ôhmica, em corrente contínua, dos enrolamentos é realizada para se detectar espiras em curto, pontos de mau contato, ligações incorretas e circuitos abertos (Klempner e Kerszenbaum, 2004, p. 492). De acordo com de Almeida (2000, p. 107) os resultados desses testes quando comparados com os obtidos previamente podem fornecer indicação sobre a existência de problemas. Logo, faz-se necessário um acompanhamento dos resultados ao longo do tempo, referindo os valores sempre à mesma temperatura para que se possa compará-los. Klempner e Kerszenbaum (2004, p. 492) recomenda que este teste seja realizado sempre à temperatura ambiente, dado que os valores são muito sensíveis a variações de temperatura.

2.1.3.3 Teste de resistência do isolamento

Este teste mede a resistência do isolamento entre os condutores de cobre dos enrolamentos e a carcaça do gerador. Idealmente, esta resistência seria infinita; mas, na prática, esta resistência apresenta um valor muito alto, porém não infinito. Dado o alto valor de resistência a ser medido, para que se consiga medir alguma corrente de fuga, deve-se aplicar uma alta tensão DC e a corrente resultante deve ser medida com um amperímetro sensível (Stone, 2005).

O valor da tensão DC a ser aplicada depende da tensão de operação da máquina. De acordo com a norma IEEE-Std-43-2000 (2000, p. 06), se a tensão de teste for muito alta, o isolamento da máquina pode ser comprometido. A norma IEEE-Std-43-2000 (2000) recomenda as seguintes tensões de teste para diferentes tensões de operação, conforme Tabela 2.5. Deve-se ressaltar que Stone (2005) também apresenta a mesma tabela, porém com um erro (provavelmente de digitação) na primeira tensão de operação (aonde se lê <100V e o correto seria <1000V).

Tabela 2.5: Tensões recomendadas para teste de resistência de isolamento em máquinas rotativas (IEEE-Std-43-2000, 2000, p. 07)

Tensão de operação da máquina (em volts, fase-fase)	Tensão de teste (em volts DC)
<1000	500
1000-2500	500-1000
2501-5000	1000-2500
5001-12000	2500-5000
>12000	5000-10000

Este teste, normalmente, é realizado com um megômetro. De acordo com [Klempner e Kerszenbaum \(2004, p. 493\)](#), normalmente, um bom isolamento apresenta medições na ordem de Mega-Ohms ($M\Omega$) e cita como valor mínimo aceitável a regra (tensão de operação fase-fase em $kV + 1$) (em $M\Omega$). Por exemplo, para um gerador de 13.8kV, o valor mínimo aceitável de resistência de isolamento seria $14.8M\Omega$. [de Almeida \(2000, p. 129\)](#) também cita esta regra.

Esta regra ($kV + 1$) é amplamente utilizada e era recomendada pela norma IEEE std 43 de 1974. Entretanto em 2000, a norma IEEE std 43 foi atualizada (assim como diversas outras normas relacionadas a testes em isolamentos em máquinas rotativas) visando melhor adequação aos motores e geradores modernos ([Stone, 2005](#)). Assim sendo, os valores mínimos recomendados pela norma IEEE std 43 de 2000 ([IEEE-Std-43-2000, 2000](#)) são dados na Tabela 2.6.

Tabela 2.6: Valores mínimos de resistência de isolamento ([IEEE-Std-43-2000, 2000, p. 17](#)), ([Stone, 2005](#))

Mínima resistência de isolamento (em $M\Omega$)	Tipo de enrolamento
$kV + 1$	Para enrolamentos estatóricos fabricados antes de 1970 e enrolamentos de campo.
100	Para enrolamentos estatóricos (em barras) fabricados depois de 1970.
5	Para enrolamentos estatóricos (bobinados ou em barras para operação abaixo de 1kV) fabricados depois de 1970.

De acordo com [de Almeida \(2000, p. 128\)](#), o valor absoluto da resistência de isolamento não tem muito significado, sendo boa prática a sua medição periódica e a comparação com resultados anteriores. Como a resistência de isolamento sofre grande influência da temperatura, os valores medidos devem ser referidos a uma mesma temperatura.

2.1.3.4 Teste do índice de polarização

Conforme discutido anteriormente e observado na Figura 2.4, quando um dielétrico é energizado com uma tensão DC, a corrente medida é composta por várias parcelas e o valor destas parcelas depende do tempo. Assim sendo, a resistência medida (que é a tensão aplicada dividida pela corrente medida) irá variar de acordo com o instante de tempo em que a medida está sendo realizada.

De acordo com [Klempner e Kerszenbaum \(2004, pp. 493-494\)](#), a resistência de isolamento, além de ser dependente do tempo, também depende da umidade do isolador e de contaminações. Quando o isolamento está limpo e seco, a resistência medida tende a aumentar com o tempo, à medida que a corrente de absorção cai (em torno de 10 minutos). Entretanto se o isolamento estiver úmido ou sujo, a parcela da corrente de fuga poderá ser tão grande que a resistência medida em 10 minutos não será muito maior do que a medida em 1 minuto. Logo, define-se o índice de polarização como a razão entre a resistência medida em 10 minutos de teste (devida majoritariamente à corrente de fuga) e a resistência medida em 1 minuto de teste (devida às correntes de absorção e fuga), como na equação (2.2). O índice de polarização, PI (*Polarization Index*), indica o quão limpo e seco se encontra o isolamento.

$$PI = \frac{R_{10}}{R_1}, \quad (2.2)$$

sendo R_1 a resistência do isolamento medida em 1 minuto de teste e R_{10} a resistência do isolamento medida em 10 minutos.

De acordo com [Stone \(2005\)](#), um PI tão baixo quanto 1 indica uma corrente de fuga alta o suficiente para que o trilhamento possa ocorrer no isolamento. Em contrapartida, um PI maior do que 2 indica que um problema de trilhamento já seria improvável. [de Almeida \(2000, p. 128\)](#) apresenta uma tabela (reproduzida aqui como Tabela 2.7) que relaciona os PIs com diversas condições de isolamento.

Tabela 2.7: Condições do isolamento em função do índice de polarização (de Almeida, 2000, p. 128)

Condição de isolamento	Índice de Polarização
Perigosa	<1
Ruim	1 a 1.5
Duvidosa	1.5 a 2
Razoável	2 a 3
Excelente	>4

Stone (2005) ressalta que o índice de polarização, normalmente, é independente da temperatura, uma vez que as medidas em 1 e em 10 minutos seriam tomadas à mesma temperatura e fator de correção seria o mesmo. Logo os fatores de correção se cancelariam na divisão da equação (2.2).

De acordo com de Almeida (2000, p. 128), nas situações em que 10 minutos é muito tempo para a duração do teste, pode-se realizar a divisão entre as medidas em 1 minuto e em 30 segundos, conforme Equação (2.3). Neste caso, tem-se o índice de absorção, ou DAI (*Dielectric Absorption Index*).

$$DAI = \frac{R_{60s}}{R_{30s}}, \quad (2.3)$$

sendo R_{30s} a resistência do isolamento medida em 30 segundos de teste e R_{60s} a resistência do isolamento medida em 60 segundos.

2.1.3.5 Teste de corrente de fuga com rampa de tensão

Este teste consiste em se aplicar tensões DC no isolamento da máquina e monitorar a corrente de fuga para cada uma destas tensões. Varia-se a tensão de entrada como uma rampa crescente e toma-se a medida de corrente em cada um destes pontos.

Conforme visto anteriormente (ver Figura 2.4), após a aplicação de uma tensão DC em um isolante, tem-se uma parcela transitória (devido à carga e absorção do dielétrico) e uma parcela que não depende do tempo (que é a corrente de fuga deste dielétrico). Logo, em cada ponto da rampa de tensão, é recomendado se esperar 10 minutos (Klempner e Kerszenbaum, 2004, p. 497) para se efetuar a medição de corrente, de forma que a parcela transitória não influencie nos resultados.

2.1.3.6 Teste Hipot (AC e DC)

O teste HiPot é um teste de suportabilidade de tensão. O teste consiste em se aplicar uma determinada tensão por um determinado intervalo de tempo e verificar se o isolamento não irá se romper. Este teste, normalmente, informa apenas se o isolamento “falhou” ou não. Segundo Stone *et al.* (2004, p. 243), a idéia básica do teste é o fato que “se o enrolamento não falhou como resultado da alta tensão aplicada é improvável que vá falhar tão cedo quando em operação normal”. Dado que este teste pode prejudicar a máquina, ele é normalmente realizado apenas em máquinas novas ou rebobinadas antes de serem postas em serviço (ensaio de prova de aceitação (de Almeida, 2000, p. 131)), embora também seja utilizado durante atividades de manutenção.

Este teste pode ser realizado em corrente contínua ou na frequência de operação da máquina (50/60Hz). Segundo Stone *et al.* (2004, p. 247) e Klempner e Kerszenbaum (2004, p. 498), às vezes, o teste pode ser realizado na frequência de 0.1Hz.

De acordo com de Almeida (2000, p. 131), atualmente os testes em corrente contínua vêm sendo preferidos, porque em corrente alternada este teste pode ser destrutivo. Além disso os equipamentos DC são mais práticos e de custo menor, já que utilizam dobradores de tensão com capacitores e diodos. Entretanto, segundo Stone *et al.* (2004, p. 248 e p. 340), os testes AC são mais reveladores do que os DC. Stone *et al.* (2004, p. 249) também informa que os testes HiPot AC contribuem para o envelhecimento do isolamento.

2.1.3.7 Monitoramento de descargas parciais

Descargas parciais (conhecidas como PD - do inglês *Partial Discharge*) podem ser definidas como uma descarga elétrica localizada e de rápida duração (menor do que 1 μ s) no isolamento entre dois condutores (James *et al.*, 2008, p. 35). Estas descargas são resultado de pequenas cavidades existentes no interior do material dielétrico, conforme Figura 2.6. Nestas cavidades, os gases podem se ionizar, formando um canal de condução imperfeito, no qual não há energia suficiente para que o arco elétrico se estabeleça por completo (Lat-Unifei, 2013, p. 10.14).

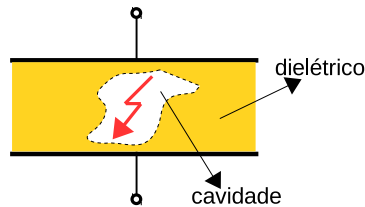


Figura 2.6: Descarga parcial em uma cavidade de um dielétrico - figura baseada em Lat-Unifei (2013, p. 10.14)

De acordo com Stone (2005), as descargas parciais são ou a causa direta ou um dos sintomas de diversos mecanismos de falhas. O monitoramento das descargas parciais pode ser realizado on-line ou offline. Este teste é mais significativo em máquinas que operam acima de 2300V, com estator em barras. Tanto os métodos online quanto os offline utilizam dispositivos capazes de detectar os pulsos de alta frequência gerados pelas descargas. Normalmente se utiliza um acoplamento capacitivo (que apresenta baixa impedância para os pulsos de alta frequência e alta impedância para o sinal de 50/60Hz). No caso dos métodos offline, o enrolamento sob teste deve ser energizado com, ao menos, sua tensão nominal.

Mais detalhes sobre os métodos offline podem ser vistos em Klempner e Kerszenbaum (2004, pp. 207-212) e em Stone *et al.* (2004, pp. 259-265). Mais detalhes sobre os métodos online podem ser vistos em Klempner e Kerszenbaum (2004, pp. 207-212) e em Stone *et al.* (2004, pp. 295-307).

2.1.3.8 Medição de capacitância

Este teste permite identificar problemas tais como envelhecimento térmico ou saturação do isolamento por umidade (Stone *et al.*, 2004, p. 249).

De acordo com Werynski (2006, p. 30) e Stone *et al.* (2004, p. 250), a medida das variações de capacitância entre um enrolamento e a carcaça pode indicar a evolução das propriedades físicas do isolamento. Uma diminuição da capacitância pode significar uma evaporação parcial de certos componentes da resina isolante devido a temperaturas muito elevadas. Isto ocorre, pois os pequenos vacúolos criados contêm ar, cuja permissividade é menor do que a do isolante original. Da mesma forma, a capacitância também pode aumentar, devido à presença de umidade (que aumenta a constante dielétrica).

Como se deseja identificar variações nas propriedades físicas do isolamento, este teste só tem significado se as medições de capacitância forem comparadas com um histórico. Este normalmente é realizado com uma ponte de capacitâncias (Klempner e Kerszenbaum, 2004, p. 502), (Stone *et al.*, 2004, pp. 250-251).

Stone *et al.* (2004, pp. 252-253) apresenta, ainda, uma variação deste teste, chamada *Capacitance tip-up*, na qual as medições de capacitância são realizadas em diferentes níveis de tensão de teste, visando a provocar descargas parciais nos vazios do isolamento. Nesta situação, a capacitância medida será maior do que a medida sem descarga, pois os vazios são curto-circuitados pela descarga. Comparando-se os valores de capacitância medidos à baixa tensão e à alta tensão (ou seja, sem e com descarga) pode-se estabelecer a quantidade de vazios no isolamento.

2.1.3.9 Teste da tangente de perdas

Este teste visa quantificar as perdas que ocorrem no dielétrico devido ao constante alinhamento dos dipolos do dielétrico com a variação de polaridade do campo elétrico AC ao que ele é submetido. Em um dielétrico ideal, haveria apenas a componente capacitiva da corrente (I_c) na Figura 2.5. Quanto maiores as perdas neste dielétrico, a componente resistiva da corrente (ou corrente de perdas, I_p) na Figura 2.5 será maior, assim como a tangente do ângulo δ ($tg\delta = \frac{I_p}{I_c}$).

A tangente de perdas normalmente é medida com uma ponte capacitiva e o procedimento é descrito em Klempler e Kerszenbaum (2004, p. 503) e Stone *et al.* (2004, pp. 254-257). As medidas da tangente de perdas devem ser comparadas com medidas realizadas anteriormente (histórico) para se determinar se o isolamento se degradou ao longo do tempo.

Klempler e Kerszenbaum (2004, pp. 503-504), Stone *et al.* (2004, pp. 257-259) e Stone (2005) apresentam, ainda, uma variação deste teste, chamada *dissipation factor tip-up*, na qual as medições do fator de perdas são realizadas em diferentes níveis de tensão de teste, visando provocar descargas parciais nos vazios do isolamento. Nesta situação, as perdas serão maiores, uma vez que a descarga consome energia. Comparando-se os valores dos fatores de perdas medidos à baixa tensão e à alta tensão (ou seja, sem e com descarga) pode-se estabelecer a quantidade de vazios no isolamento.

2.1.3.10 Surge test

O Surge test, ou teste de impulso, é um teste similar ao hi-pot, com a diferença de que é aplicado um impulso (ao invés de uma tensão AC ou DC, como nos hi-pots) no enrolamento a ser testado. Da mesma forma que o hi-pot, este teste pode ser destrutivo se o isolamento não estiver em boas condições. De acordo com Stone (2005) e Stone *et al.* (2004, p. 265), se o isolamento falhar durante o teste, isto significa que ele iria falhar, de qualquer forma, durante um surto. E, se o isolamento não falhar no teste, isto significa que o isolamento aguentaria surtos de tensão pelos próximos anos.

A vantagem deste teste em relação aos apresentados até agora é que ele é o único (com exceção do teste de resistência ôhmica) capaz de detectar curto entre espiras (sendo que os outros eram mais apropriados para se detectar curtos entre o enrolamento e a carcaça). Isto ocorre, pois, neste teste, a fonte do impulso é um capacitor (carregado previamente com uma tensão DC) que se descarrega sobre o enrolamento (que é indutivo). Após a descarga do capacitor, ocorre uma ressonância entre este capacitor e a indutância do enrolamento em uma frequência dada por (2.4):

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}, \quad (2.4)$$

sendo L a indutância do enrolamento e C o valor da capacitância de descarga.

Se o isolamento entre alguma espira não se romper, a frequência de ressonância será a mesma para vários disparos (pois a indutância do enrolamento permanecerá constante) com tensões de carga gradualmente incrementadas. Se houver um curto entre espiras, a indutância L irá diminuir, ocasionando um aumento na frequência de ressonância.

Stone (2005) e Stone *et al.* (2004, pp. 265-268) apresentam mais detalhes sobre a execução deste teste. Uma variação, mais antiga, deste teste também é apresentada em Stone (2005) e Stone *et al.* (2004, p. 266) e em de Almeida (2000, pp. 138-141), chamada *surge comparison test*, em que o impulso é aplicado sob dois enrolamentos ao mesmo tempo e as formas de onda de tensão de cada enrolamento são comparadas entre si. Caso haja diferença entre elas, é provável que um dos enrolamentos esteja comprometido. Segundo Stone (2005) e Stone *et al.* (2004, p. 266), esta forma mais antiga do teste deixou de interessar, uma vez que é possível que os enrolamentos da máquina não sejam idênticos.

2.2 Estudo da técnica de espectroscopia de impedância

As patentes americanas [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#) propõem um método de determinação precoce de problemas no enrolamento estatórico de máquinas elétricas através de seus espectros de impedância. Basicamente, a evolução de determinadas características nos espectros obtidos ao longo do tempo indica o início de problemas na máquina. E, de acordo, com estas patentes, essa técnica é capaz de identificar os problemas em sua fase inicial, antes dos sintomas começarem a aparecer.

O argumento apresentado em [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#) é que os métodos tradicionais apenas detectam se um problema existe ou não existe, mas não são capazes de detectar quando um problema está se formando.

O princípio de funcionamento da técnica descrita em [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#) consiste em se injetar um sinal de alta frequência nos enrolamentos da máquina e se determinar a impedância do enrolamento para aquela frequência. O processo é repetido para diversas frequências e o espectro de impedâncias do enrolamento é obtido. Se este espectro diferir de medidas anteriores, chamadas *baseline*, isto indica uma mudança das características dielétricas do isolamento. Mesmo pequenas mudanças nas propriedades dielétricas resultam em mudanças perceptíveis no espectro de impedância. A forma como os espectros diferem do *baseline* pode indicar o tipo de falha que está se iniciando no isolamento. Também, geralmente, quanto maior o desvio do *baseline*, mais próximo o enrolamento se encontra da falha.

Primeiramente, deve-se fazer um esclarecimento de que existem várias técnicas (de certa forma, distintas) que se englobam na terminologia “espectroscopia de impedância”. [Macdonald \(1992\)](#) define espectroscopia de impedância como a medida da resposta de um material (incluindo os efeitos dos eletrodos) e sua subsequente análise para se obter informações sobre as propriedades físico-químicas do sistema.

De acordo com [Macdonald \(1992\)](#), pode-se dividir a espectroscopia de impedância em duas categorias: *EIS* (Electrochemical Impedance Spectroscopy, ou espectroscopia de impedância eletroquímica - utilizada especificamente para materiais em que a condução iônica predomina, principalmente em células de combustível) e *IS* (Impedance Spectroscopy, ou espectroscopia de impedância - utilizada nos materiais em que a condução eletrônica predomina e nos materiais dielétricos). [da Silveira \(2010, p. 56\)](#) ainda cita uma subdivisão da *IS* que é a técnica por *DS* (Dielectric Spectroscopy, ou espectroscopia dielétrica).

Como a técnica por *DS* utiliza análises nos domínios do tempo e da frequência e seus processos de medição também utilizam resposta ao degrau, esta técnica será abordada de forma separada na seção 2.2.1.

As técnicas por *EIS* e *IS* serão abordadas na seção 2.2.2. Estas técnicas realizam as análises no domínio da frequência através de curvas de Nyquist e de Bode.

Já a seção 2.2.3 apresenta uma forma particular de *IS* (utilizando somente curvas de Bode), conhecida na literatura científica como *FRA* (Frequency Response Analysis, ou análise por resposta em frequência). A *FRA* é a que mais se adequa ao escopo deste trabalho, que é inspirado na patente americana [Dister *et al.* \(2000\)](#). Logo, os desenvolvimentos descritos nos capítulos seguintes serão todos relacionados a esta técnica em particular.

2.2.1 Técnica da análise por espectroscopia dielétrica - *DS*

[Zaengl \(2003a\)](#) faz uma breve revisão sobre as técnicas de *DS*, incluindo um equacionamento matemático sobre os fenômenos de polarização e relaxamento. Basicamente, as técnicas de *DS* podem ser divididas em técnicas no domínio do tempo e técnicas no domínio da frequência.

De acordo com [CIGRÉ Task Force 15.01.09 \(2003\)](#), quando o material sob análise é linear, homogêneo e isotrópico, as informações obtidas nos domínios da frequência ou do tempo podem ser convertidas de um dos domínios para o outro. [Farahani *et al.* \(2006\)](#) investiga esta possibilidade e as conclusões de seus experimentos serão relatadas mais adiante (na subseção 2.2.1.2).

De acordo com Farahani *et al.* (2006), as medidas no domínio do tempo têm a vantagem de requerer menor tempo para se determinar a resposta do dielétrico em baixa frequência. Entretanto, para se determinar as características em alta frequência, uma alta largura de banda para os instrumentos de medição de corrente seria necessária. Logo, as medidas no domínio do tempo seriam mais apropriadas para se estudar as respostas em baixa frequência, enquanto que as medidas no domínio da frequência seriam mais apropriadas para se estudar as respostas em alta frequência.

2.2.1.1 Espectroscopia dielétrica no domínio do tempo

Os métodos de *DS* no domínio do tempo, basicamente, consistem na aplicação de um degrau de tensão e na medição de determinadas características. Quando se aplica um degrau de tensão em um material dielétrico, seus dipolos se polarizam com uma certa dinâmica e quando se descarrega este dielétrico ocorre o fenômeno inverso que é o relaxamento, que também possui uma dinâmica. Uma análise mais detalhada destes fenômenos (incluindo equacionamento matemático) pode ser vista em Zaengl (2003a).

Existem três métodos que exploram os processos de polarização e relaxamento como forma de se inferir a condição de um isolamento: *PDC*, *RVM* e *IRC*.

2.2.1.1.1 PDC A técnica de *PDC* (Polarization-Depolarization Current) é descrita em Zaengl (2003a), CIGRÉ Task Force 15.01.09 (2003), Bhumiwat (2010), Bouaicha *et al.* (2009), Farahani *et al.* (2006) e em James *et al.* (2008, pp. 147-149). Tem-se na Figura 2.7 seu diagrama básico de medidas. Nesta figura se observa uma fonte de tensão DC e um medidor de pequenas correntes (da ordem de pA).

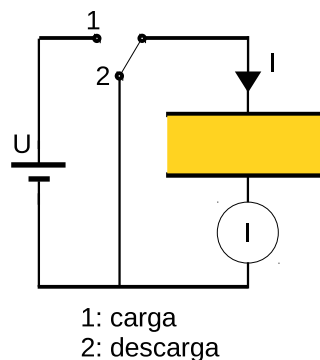


Figura 2.7: Diagrama básico de medidas do PDC - figura baseada em James *et al.* (2008, p. 148)

Primeiramente um degrau de tensão é aplicado no material sob teste (chave da Figura 2.7 na posição 1) por t_c segundos. Nesta fase o dielétrico do material se polariza e o medidor indica uma corrente $I_{pol}(t)$ semelhante a da Figura 2.8. O tempo t_c deve ser grande o suficiente para que as parcelas transitórias da corrente se extingam, restando apenas a parcela de condução ou de fuga (ver Figura 2.4). Normalmente, é utilizado $t_c = 10000s$ (2h47min).

Em seguida, a fonte de tensão é desligada e, ao mesmo tempo, o material sob teste é curto-circuitado (chave da Figura 2.7 na posição 2). Nesta fase o dielétrico do material se descarrega (relaxamento) sobre o curto e o medidor indica uma corrente $I_{depol}(t)$ semelhante a da Figura 2.8.

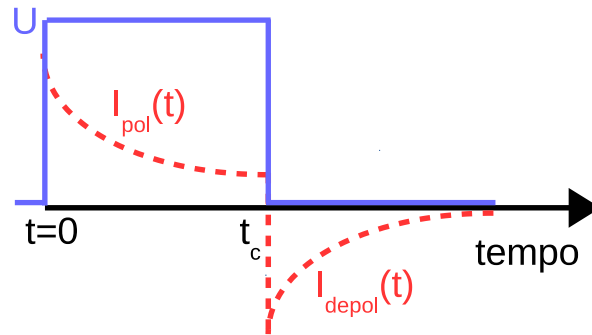


Figura 2.8: Formas de onda da tensão aplicada e da corrente medida no PDC - figura baseada em Bouaicha et al. (2009)

Com base na análise das correntes obtidas, pode-se determinar o grau de contaminação por umidade (perdas por condução) e envelhecimento do material. Como a parcela de condução está presente apenas na corrente de polarização, esta pode ser determinada pela soma das correntes de polarização e relaxamento (soma porque possuem sentidos opostos).

Segundo Bhumiwat (2010), quando o isolamento possui baixa condutividade, as duas correntes serão quase idênticas até cerca de um décimo do tempo de carga t_c .

Ainda segundo Bhumiwat (2010), o envelhecimento do material é identificado pelo formato das correntes. As correntes obtidas em um bom isolamento se apresentariam como quase retas numa escala log-log. Já as correntes obtidas em um isolamento envelhecido apresentariam uma curvatura.

Ao que parece, não existe uma padronização sobre a tensão de teste, que parece ser da ordem de poucos kV (fonte de até 1000V em James et al. (2008) e Zaengl (2003a), até 2000V em Farahani et al. (2006) e até 2500V em Bouaicha et al. (2009)). A exceção foi Bhumiwat (2010), que realizou os testes em 50V e 100V. Segundo Zaengl (2003a) a fonte de tensão deve ter baixo ripple e se estabilizar em até 1ms após cada chaveamento.

Observa-se que os inconvenientes desta técnica são a alta tensão da fonte do equipamento de testes e os altos tempos de medição das correntes de polarização e relaxamento. Além disso, esta técnica não pode ser empregada online.

2.2.1.1.2 RVM A técnica de RVM (Recovery - ou Return - Voltage Measurement) é descrita em Zaengl (2003a), CIGRÉ Task Force 15.01.09 (2003) e em James et al. (2008, pp. 147-149). Tem-se na Figura 2.9 seu diagrama básico de medidas. Nesta figura se observa uma fonte de tensão DC e um medidor de tensão.

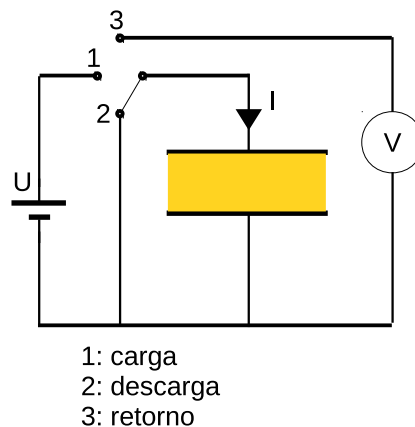


Figura 2.9: Diagrama básico de medidas do RVM - figura baseada em James et al. (2008, p. 148)

Primeiramente um degrau de tensão é aplicado no material sob teste (chave da Figura 2.9 na

posição 1) por t_c segundos. Então o material é curto-circuitado por $t_c/2$ segundos (chave da Figura 2.9 na posição 2). Em seguida mede-se a tensão de retorno (chave da Figura 2.9 na posição 3). De acordo com CIGRÉ Task Force 15.01.09 (2003), a tensão de retorno é uma tensão induzida nos eletrodos, causada pelo relaxamento de cargas polarizadas remanescentes no material. Tem-se na Figura 2.10 o comportamento da tensão no material sob teste.

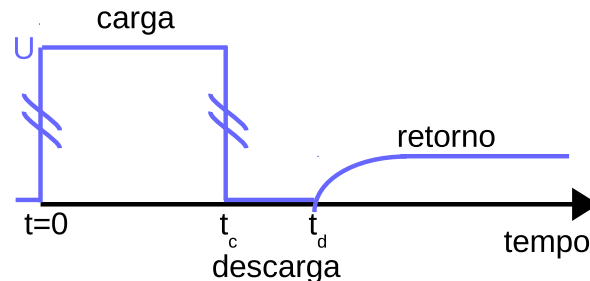


Figura 2.10: Comportamento da tensão no RVM - figura baseada em James et al. (2008, p. 148)

Este procedimento de carga-descarga-retorno é repetido várias vezes para diferentes tempos de carga (de 0.02s até 10000s). Em cada uma destas execuções, se obtém a máxima tensão de retorno. Destas medidas se obtém o chamado espectro de polarização, que é uma curva das máximas tensões de retorno em função dos tempos de carga.

Esta técnica é criticada em Zaengl (2003a), Zaengl (2003b) e em CIGRÉ Task Force 15.01.09 (2003) por ela não levar em conta a geometria do material e as propriedades do óleo isolante em transformadores e por fornecer indicações de umidade maiores do que as obtidas por outros métodos. Outro problema com esta técnica é o longo tempo necessário para se realizar todas as medidas (muito maior do que o PDC, dado que várias medidas devem ser realizadas). Esta técnica também não pode ser empregada online.

2.2.1.1.3 IRC A técnica de IRC (Isothermal Relaxation Current) é descrita em Zaengl (2003a) e em James et al. (2008, pp. 149-150). Esta técnica foi desenvolvida inicialmente para avaliação de isolamento polimérico de cabos (PE e XLPE) e é baseada na medição da corrente de relaxamento. Neste método, o material sob teste é carregado com uma certa tensão (1kV em Zaengl (2003a) e de 10% ou superior acima da tensão nominal em James et al. (2008, p. 149)) por um determinado tempo de carga (1800s (Zaengl, 2003a)). Em seguida o material é descarregado (através de um curto-circuito) por 5s, sendo que neste período não se realizam medidas. Após os 5s, a corrente de relaxamento $i_R(t)$ é medida e multiplicada pelo tempo de descarga t (que pode chegar a 30 minutos (James et al., 2008, p. 149)). Uma curva do produto $t \cdot i_R$ em função do logaritmo de t é utilizada para se avaliar os resultados.

De acordo com James et al. (2008, pp. 149-150), o produto da corrente pelo tempo de descarga também pode ser um indicativo da quantidade de vazios em isolamentos poliméricos.

2.2.1.2 Espectroscopia dielétrica no domínio da frequência

Os métodos de DS no domínio da frequência, basicamente, tratam da análise da capacitância (ou da permissividade do material) em função da frequência ou da tangente de perdas (também chamada DDF - Dielectric Dissipation Factor) em função da frequência. Deve-se diferenciar estes métodos dos apresentados nas subseções 2.1.3.8 e 2.1.3.9, respectivamente. Zaengl (2003a) faz uma crítica aos métodos convencionais apresentados nas subseções 2.1.3.8 e 2.1.3.9, no sentido de que eles utilizam apenas uma frequência (normalmente a da rede). De acordo com Zaengl (2003a), o teste de tangente de perdas em uma única frequência é, as vezes, insuficiente para quantificar mesmo fortes mudanças nas propriedades dielétricas. A justificativa dada por Zaengl (2003a) é que os efeitos do envelhecimento no isolante irão alterar as partes real e imaginária da permissividade de forma diferente em diferentes regiões de frequência.

Estas curvas de capacitância/permissividade em função da frequência e de tangente de perdas em função da frequência podem ser obtidas através de medições no domínio do tempo (com equipamento *PDC*) e conversão ao domínio da frequência através de transformada de Fourier ou através de medições diretas no domínio da frequência.

No caso das medições diretas no domínio da frequência, utilizam-se fontes de tensão AC com frequência variável. Esta técnica é conhecida como *FDS* (Frequency Domain Spectroscopy).

Segundo *Zaengl (2003a)*, a tensão destas fontes deve ser de até no mínimo algumas centenas de volts (embora *Zaengl (2003a)* cite um equipamento comercial que opera em 3V). *James et al. (2008, p. 150)* cita o uso de fonte de até 30kV (de pico). *Farahani et al. (2006)* utiliza um equipamento comercial com fonte de 200V (de pico). *Bouaicha et al. (2009)* utiliza o mesmo modelo de equipamento de *Farahani et al. (2006)* mas não informa a tensão em que os testes foram realizados.

Com relação a faixa de varredura, *Zaengl (2003a)* cita um equipamento cuja faixa vai de $316\mu\text{Hz}$ até 10kHz. *James et al. (2008, p. 150)* informa uma faixa mais abrangente de $100\mu\text{H}$ até 1kHz e outra mais restrita de 100mHz até 10Hz. *Bouaicha et al. (2009)* e *Farahani et al. (2006)* utilizam uma faixa de $100\mu\text{Hz}$ até 1kHz.

Nota-se que estas faixas de frequências são bastante baixas. Isto é devido ao fato das técnicas de espectroscopia dielétrica serem focadas na determinação da concentração de água em papel de transformadores. Segundo *Zaengl (2003a)*, mudanças na concentração de água afetam mais pronunciadamente as regiões de baixíssimas frequências.

Conforme citado anteriormente, também é possível se obter os espectros de capacitância e tangente de perdas através de transformada de Fourier dos sinais de corrente obtidos no domínio do tempo com equipamentos do tipo *PDC*, contanto que o material apresente comportamento linear. Este tipo de análise é realizada em *Bhumiwat (2010)*.

Farahani et al. (2006) faz uma comparação entre os espectros obtidos diretamente por medidas no domínio da frequência com os obtidos por medidas de *PDC* e convertidos para o domínio da frequência. Naquele trabalho, observa-se que, para as baixas frequências, não existem diferenças entre os métodos. Entretanto, estas vão aumentando conforme as frequências aumentam. Deve-se salientar que essas medidas foram realizadas somente até 1kHz.

Observa-se que a técnica de *FDS* é mais focada nas baixas frequências. Já as técnicas de *IS* e *FRA*, que serão estudadas nas seções seguintes, são mais focadas nas altas frequências. Outra diferença é a necessidade do *FDS* utilizar fontes com tensões mais altas - talvez pelo fato das capacitâncias em baixas frequências oferecerem uma impedância muito alta, logo a necessidade de tensões mais altas para que consiga medir as baixas correntes.

2.2.2 Técnica da análise por espectroscopia eletroquímica - *EIS/IS*

As técnicas de espectroscopia de impedância (*IS*) e espectroscopia de impedância eletroquímica (*EIS*) consistem em varreduras da imitância¹ em uma larga faixa de frequências. Segundo *Macdonald (1992)*, para bem caracterizar o material sob teste, é necessário se realizar as medidas em uma faixa de frequências que se estenda por 12 ou mais décadas, cobrindo frequências tão baixas quanto $10\mu\text{Hz}$ (de forma a se analisar os processos de polarização interfacial, tal qual os analisados por *DS* na subseção anterior) e tão altas quanto 10MHz ou superior.

Aplicando-se uma tensão AC de amplitude $|E|$ e frequência ω (dada pela equação (2.5)) no material sob teste, tem-se como resultado a circulação de uma corrente com amplitude $|I|$ (dada pela equação (2.6)). Considerando que a tensão aplicada seja pequena o suficiente para não introduzir não linearidades na resposta, a corrente resultante possuirá a mesma frequência da tensão aplicada e uma defasagem ϕ . A relação entre a tensão aplicada e a corrente resultante em um material de comportamento linear é vista na Figura 2.11.

¹termo definido em *Macdonald (1992)* que indica qualquer uma das quatro características básicas em *IS*: Z: impedância, Y: admitância (inverso da impedância), ϵ : constante dielétrica e M: módulo (inverso da constante dielétrica) - sendo cada uma delas números complexos.

$$e(t) = |E| \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (2.5)$$

$$i(t) = |I| \cdot \sin(\omega \cdot t + \phi). \quad (2.6)$$

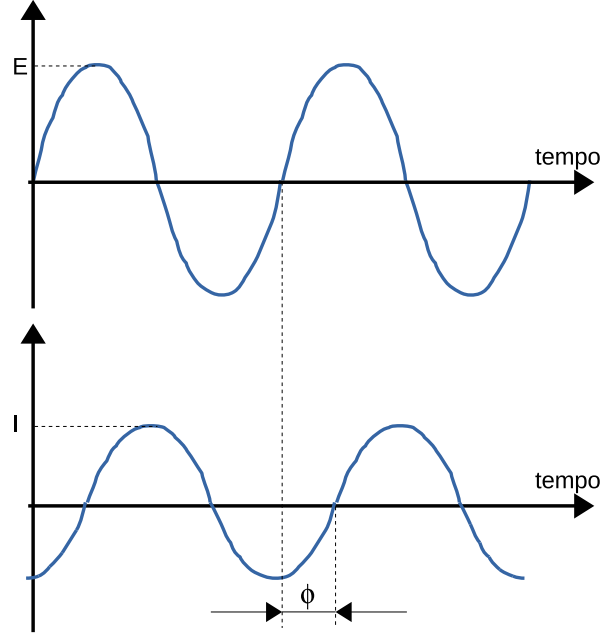


Figura 2.11: Resposta linear de material sob excitação AC - figura baseada em *Becherif et al. (2013)*

A impedância complexa de um material \vec{Z} pode ser caracterizada como a relação entre a tensão aplicada a este material e a corrente resultante, tal qual Equação (2.7).

$$\vec{Z} = \frac{\vec{E}}{\vec{I}} = Z' + j \cdot Z'', \quad (2.7)$$

considerando \vec{E} e \vec{I} fasores da tensão e da corrente e Z' e Z'' as partes real e imaginária da impedância complexa \vec{Z} .

A representação de \vec{Z} dada na Equação (2.7) é conhecida como forma retangular. Muitas vezes também é conveniente se expressar \vec{Z} na forma polar, dada pela Equação (2.8).

$$\vec{Z} = |Z| \cdot e^{j \cdot \theta} = |Z| \angle \theta, \quad (2.8)$$

sendo $|Z|$ a amplitude ou módulo de \vec{Z} e θ o ângulo de fase ou argumento de \vec{Z} .

As duas representações são intercambiáveis através do uso das Equações (2.9) e (2.10).

$$\text{polar} \Rightarrow \text{retangular} \begin{cases} |Z| = \sqrt{Z'^2 + Z''^2}; \\ \theta = \tan^{-1} \left(\frac{Z''}{Z'} \right). \end{cases} \quad (2.9)$$

$$\text{retangular} \Rightarrow \text{polar} \begin{cases} Z' = |Z| \cdot \cos(\theta); \\ Z'' = |Z| \cdot \sin(\theta). \end{cases} \quad (2.10)$$

A Figura 2.12 apresenta a representação da uma impedância no plano complexo e ilustra as relações (2.9) e (2.10).

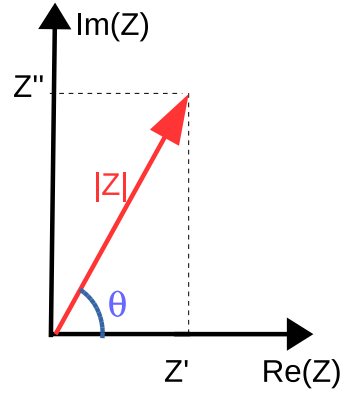


Figura 2.12: Representação de impedância no plano complexo - figura baseada em Barsoukov e Macdonald (2005, p. 06)

Além da impedância, Macdonald (1992) também considera outras três características básicas nos espectros de *EIS/IS*: admitância (\vec{Y}), constante dielétrica complexa ($\vec{\epsilon}$) e módulo complexo (\vec{M}). Essas quatro características básicas são chamadas, genericamente, de imitância do material. Barsoukov e Macdonald (2005, p. 08) apresenta uma tabela (reproduzida aqui como Tabela 2.8) sobre como essas quatro imitâncias se relacionam entre si.

Tabela 2.8: Relações entre as quatro imitâncias básicas (Barsoukov e Macdonald, 2005, p. 08)

	\vec{M}	\vec{Z}	\vec{Y}	$\vec{\epsilon}$
\vec{M}	\vec{M}	$j\omega C_0 \cdot \vec{Z}$	$j\omega C_0 / \vec{Y}$	$1/\vec{\epsilon}$
\vec{Z}	$\vec{M}/(j\omega C_0)$	\vec{Z}	$1/\vec{Y}$	$1/(\vec{\epsilon} \cdot j\omega C_0)$
\vec{Y}	$j\omega C_0 / \vec{M}$	$1/\vec{Z}$	\vec{Y}	$\vec{\epsilon} \cdot j\omega C_0$
$\vec{\epsilon}$	$1/\vec{M}$	$1/(\vec{Z} \cdot j\omega C_0)$	$\vec{Y}/(j\omega C_0)$	$\vec{\epsilon}$

Nesta tabela, C_0 é a capacitância geométrica entre os eletrodos de medida (considerando a vácuo como material). Barsoukov e Macdonald (2005, p. 07) e da Silveira (2010, p. 55) definem C_0 na Equação (2.11).

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{l}, \quad (2.11)$$

sendo A a área dos eletrodos separados por uma distância l e ϵ_0 a constante dielétrica (ou permissividade) do vácuo.

De acordo com Macdonald (1992), em materiais intrinsecamente condutores, os efeitos dielétricos são mínimos, logo representações gráficas de \vec{Z} ou \vec{M} são mais apropriadas. Da mesma forma, em materiais não condutores, representações gráficas de \vec{Y} ou $\vec{\epsilon}$ são mais apropriadas. Entretanto, Macdonald (1992) também cita que é boa ideia inicialmente verificar as curvas de todas as quatro imitâncias, independentemente do material ser condutor ou não.

Geralmente, as análises gráficas em *EIS/IS* são realizadas plotando-se (no plano complexo) a parte imaginária de uma das quatro imitâncias em função de sua parte real. Este tipo de curva é conhecido na literatura como diagrama de Nyquist².

Dependendo dos modelos matemáticos utilizados, estas curvas no plano complexo podem receber outros nomes, como diagramas de Debye, Cole-Cole e vários outros. Estes modelos são discutidos na seção 2.3.1 de da Silveira (2010) e não fazem parte do escopo deste trabalho.

²Macdonald (1992) e Barsoukov e Macdonald (2005, p. 08) criticam esta nomenclatura, pois os diagramas de Nyquist, originalmente, se referiam à resposta de funções de transferência e não a medidas de imitância em elementos de dois terminais. Como esta terminologia é usual na literatura, a mesma será mantida neste trabalho.

A Figura 2.13 apresenta um exemplo de um diagrama de Nyquist para uma impedância qualquer. Cada ponto da curva indica uma medida tomada em uma dada frequência. De acordo com Macdonald (1992) e Becherif *et al.* (2013) a principal desvantagem dos diagramas de Nyquist é que eles não indicam diretamente a resposta em frequência do material, sendo que a informação da frequência fica implícita.

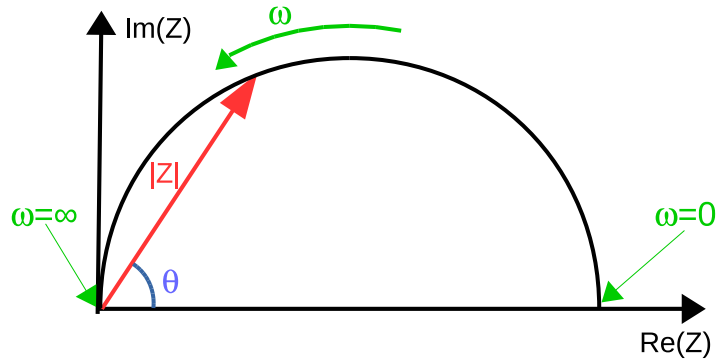


Figura 2.13: Diagrama de Nyquist - figura baseada em Becherif *et al.* (2013)

2.2.3 Técnica da análise por resposta em frequência - FRA

A técnica de análise por resposta em frequência (*FRA* - Frequency Response Analysis) tem sido amplamente empregada no diagnóstico de transformadores (IEEE-Std-C57, 2013). Pode-se dizer que o *FRA* é um ramo mais específico de *IS*, no sentido que apenas diagramas de Bode são utilizados na análise e que o enfoque é apenas em enrolamentos de máquinas elétricas. O *FRA* é a técnica que mais se aproxima da proposição das patentes Dister *et al.* (2000) e Kending e Rogovin (2002) (embora eles não utilizem explicitamente a terminologia *FRA*), das quais partiu a motivação original para este trabalho.

A subseção 2.2.3.1 descreve a técnica de *FRA*. A subseção 2.2.3.2 discute a representação espectral de elementos passivos e suas combinações. A subseção 2.2.3.3 discute os padrões de desvio do baseline tais quais indicados em Dister *et al.* (2000) e Kending e Rogovin (2002).

2.2.3.1 Descrição da técnica

Ryder (2003) apresenta uma introdução muito didática da técnica de *FRA*. Basicamente, ela consiste na injeção de um sinal de alta frequência nos enrolamentos da máquina sob teste e no cálculo da impedância deste enrolamento em uma ampla faixa de frequências. O espectro de impedâncias resultante é, então, comparado a um espectro de referência (chamado *baseline*). Diferenças entre os espectros podem indicar problemas (elétricos ou mecânicos) com a máquina.

Esta técnica tem sido extensivamente utilizada no diagnóstico de transformadores e, baseando-se no padrão de desvio em relação ao *baseline*, um especialista é capaz de identificar diversos tipos de falha. A norma IEEE-Std-C57 (2013) e Abu-Siada *et al.* (2013) listam algumas das falhas que podem ser identificadas com *FRA* em transformadores, baseando-se na região do espectro aonde as diferenças estão localizadas.

Com relação a máquinas rotativas (motores e geradores), ainda não existe um guia para se diferenciar um tipo específico de falha de outra. As patentes Dister *et al.* (2000) e Kending e Rogovin (2002) identificaram quatro padrões de falha de isolamento (cortes no enrolamento, umidade, percolação e ionização térmica) em máquinas rotativas, mas nenhum artigo foi encontrado na literatura científica comprovando estes padrões. Estes padrões serão mais detalhados na subseção 2.2.3.3.

Basicamente, existem dois tipos de *FRA*, que diferem na forma como o sinal de alta frequência é injetado nos enrolamentos:

- *FRA* por impulso (*IFRA* - Impulse *FRA*): injeta um impulso (que contém larga faixa de frequências) e o espectro é calculado por FFT (Kraetge *et al.*, 2008);
- *FRA* por varredura (*SFRA* - Sweep *FRA*): injeta sinais senoidais em várias frequências e o espectro é calculado diretamente, sem necessidade de processamento posterior dos sinais (Kraetge *et al.*, 2008).

De acordo com Ryder (2003), as vantagens do *SFRA* sobre o *IFRA* são a melhor relação sinal/ruído, mesma precisão em toda a faixa de medição e faixa mais larga de frequências que são injetadas. Entretanto, de acordo com Sanchez *et al.* (2012), estas vantagens são obtidas ao custo de um tempo de varredura mais longo (já que é necessário uma coleta de dados a cada frequência da varredura). Como a aplicação de *FRA* em máquinas elétricas está mais interessada em precisão/acurácia do que tempo de execução do teste, a técnica por *SFRA* é a que será utilizada deste ponto em diante, sendo referida apenas como *FRA*.

Lamarre e Picher (2008) lista dois tipos de circuitos de medidas utilizados em equipamentos para obtenção de espectro de impedância:

- *analisador de ganho e fase* (Figure 2.14): utilizado em equipamentos comerciais de *FRA*. As impedâncias dos canais de entrada e da saída são 50Ω de forma a realizar um casamento de impedâncias com a impedância característica dos cabos coaxiais e evitar ondas refletidas. Geralmente, o espectro obtido com esse tipo de equipamento aparece na forma de um ganho (em *dB*) em função da frequência, tal qual Equação (2.12). Esta é a forma de espectro que aparece em IEEE-Std-C57 (2013), Reykherdt e Davydov (2011), Bagheri *et al.* (2014), Platero *et al.* (2011), Ryder (2003), Abu-Siada *et al.* (2013) e Kraetge *et al.* (2008). Para se obter um espectro de impedância com o circuito da Figure 2.14, a Equação (2.13) deve ser aplicada. Esta forma de espectro aparece em Lamarre e Picher (2008).
- *analisador de impedância* (Figura 2.15): utilizado em analisadores de impedância de uso geral. As impedâncias dos canais de entrada V_1 e V_2 são usualmente muito altas (no caso do protótipo desenvolvido no Capítulo 3, $1M\Omega$) em relação à impedância ligada em paralelo a elas, logo podem ser desconsideradas na Figura 2.15. Através da Equação (2.14) se obtém o espectro de impedâncias diretamente com este circuito. Esta é a forma de espectro que aparece em Dister *et al.* (2000), Kending e Rogovin (2002), Perisse *et al.* (2007) e Lamarre e Picher (2008) e é a forma que será utilizada neste trabalho.

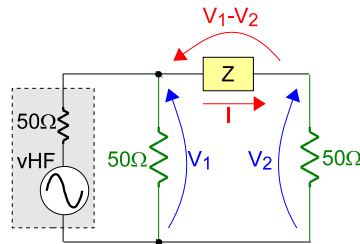


Figura 2.14: Circuito de medidas para o analisador de ganho e fase

$$H_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{\vec{V}_2}{\vec{V}_1} \right|. \quad (2.12)$$

$$\vec{Z} = \frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_2}{\vec{I}} = \frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_2}{\vec{V}_2/50} = \frac{50}{\vec{V}_2/\vec{V}_1} - 50. \quad (2.13)$$

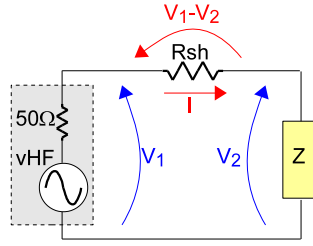


Figura 2.15: Circuito de medidas para o analisador de impedância

$$\vec{Z} = \frac{\vec{V}_2}{\vec{I}} = \frac{\vec{V}_2}{\frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_2}{R_{sh}}} = R_{sh} \cdot \frac{\vec{V}_2}{\vec{V}_1 - \vec{V}_2}, \quad (2.14)$$

sendo R_{sh} o valor da resistência *shunt* utilizada para se medir a corrente I .

É importante ressaltar que tanto um espectro obtido através da Equação (2.13) com o *analisador de ganho e fase* da Figura 2.14 quanto um obtido através da Equação (2.14) com o *analisador de impedância* da Figura 2.15 devem ser os mesmos. Lamarre e Picher (2008), entretanto, relata uma discrepância nas altas frequências do espectro (as baixas frequências mostram boa concordância).

Esta discrepância pode ser explicada pelo fato do comportamento em alta frequência dos dois circuitos ser diferente. E, na verdade, mesmo dois equipamentos do mesmo tipo, mas de diferentes fabricantes, podem apresentar comportamento diferente nas altas frequências. Esta discrepância, entretanto, não deve ser problema na detecção de falhas, contanto que o mesmo equipamento seja utilizado em todas as medidas (a de *baseline* e as subsequentes). Kraetge *et al.* (2008) até recomenda o uso do mesmo setup (cabos, aterramento, etc) em todas as medidas de forma a se garantir a repetibilidade das medidas.

Outros fatores, entretanto, podem ter um impacto na repetibilidade das medidas, afetando a detecção de falhas (principalmente as incipientes, que se apresentam como pequenos desvios em relação ao *baseline*). Segundo Reykherdt e Davydov (2011) e Bagheri *et al.* (2014), a temperatura e a umidade podem ter um impacto nos resultados. Platero *et al.* (2011) também alerta que a posição angular do rotor de máquinas de polos salientes pode influenciar nos resultados de *FRA*. O Capítulo 6 deste trabalho trata destes problemas e propõe o uso de técnicas estatísticas para se minimizar a influência destes fatores.

2.2.3.2 Análise espectral de elementos passivos

Tem-se que qualquer circuito elétrico linear pode ser representado por uma associação em série ou em paralelo (ou mesmo por associações de associações) de 3 tipos de elementos passivos fundamentais: resistores, capacitores e indutores. Cada um destes elementos oferece resistência à corrente elétrica à sua maneira.

Em um resistor R , a corrente instantânea $i(t)$ se relaciona à tensão instantânea $v(t)$ segundo a equação (2.15):

$$v(t) = R \cdot i(t). \quad (2.15)$$

Considerando a corrente instantânea no tempo t como $i(t) = I \cdot \cos\omega t$, sendo I a amplitude da corrente e ω sua frequência angular, tem-se que a tensão nos terminais deste resistor será $v(t) = R \cdot I \cdot \cos\omega t = V_R \cdot \cos\omega t$; ou, em notação fasorial, $\vec{V} = RI\angle 0 = V_R\angle 0$. Nota-se, portanto, que, em um resistor, a tensão e a corrente estão em fase e a relação entre a amplitude da tensão num dado instante de tempo e a amplitude da corrente no mesmo instante de tempo é dada por (2.16):

$$\frac{V_R}{I} = R. \quad (2.16)$$

Em um indutor L , a corrente instantânea $i(t)$ se relaciona à tensão instantânea $v(t)$ segundo a equação (2.17):

$$v(t) = L \cdot \frac{d}{dt}i(t). \quad (2.17)$$

Considerando a corrente instantânea no tempo t como $i(t) = I\cos\omega t$, tem-se que a tensão nos terminais deste indutor será $v(t) = -\omega LI\sin\omega t = \omega LI\cos(\omega t + \pi/2) = V_L\cos(\omega t + \pi/2)$; ou, em notação fasorial, $\dot{V} = \omega LI\angle\frac{\pi}{2}$. Nota-se, portanto, que, em um indutor, a tensão se encontra adiantada de sua corrente de $\pi/2$ radianos e a relação entre a amplitude da tensão num dado instante de tempo e a amplitude da corrente no mesmo instante de tempo é dada por (2.18) e é chamada reatância indutiva (X_L).

$$\frac{V_L}{I} = \omega L = 2\pi fL = X_L, \quad (2.18)$$

sendo f a frequência em Hz do sinal.

Em um capacitor C , a corrente instantânea $i(t)$ se relaciona à tensão instantânea $v(t)$ segundo a equação (2.19):

$$v(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i(t)dt. \quad (2.19)$$

Considerando a corrente instantânea no tempo t como $i(t) = I\cos\omega t$, tem-se que a tensão nos terminais deste capacitor será $v(t) = \frac{I}{\omega C}\sin(\omega t) = \frac{I}{\omega C}\cos(\omega t - \pi/2) = V_C\cos(\omega t - \pi/2)$; ou, em notação fasorial, $\dot{V} = \frac{I}{\omega C}\angle\frac{-\pi}{2} = V_C\angle\frac{-\pi}{2}$. Nota-se, portanto, que, em um capacitor, a tensão se encontra atrasada de sua corrente de $\pi/2$ radianos e a relação entre a amplitude da tensão num dado instante de tempo e a amplitude da corrente no mesmo instante de tempo é dada por (2.20) e é chamada reatância capacitiva (X_C).

$$\frac{V_C}{I} = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} = X_C. \quad (2.20)$$

Nota-se em (2.16) que a resistência é um parâmetro que não depende da frequência da corrente que flui por seus terminais. Já a reatância indutiva varia proporcionalmente com a frequência, conforme (2.18) e a reatância capacitiva varia proporcionalmente com o inverso da frequência, conforme (2.20).

Ao se realizar uma representação gráfica das equações (2.16), (2.18) e (2.20), tal qual Figura 2.16, nota-se que uma resistência pura apresenta impedância constante em todo o espectro de frequências; uma indutância pura apresenta impedância proporcional à frequência - logo, tem-se o gráfico de uma reta crescente; e, uma capacitância pura apresenta impedância proporcional ao inverso da frequência - logo, tem-se o gráfico de uma hipérbole. Nota-se que, da forma como o gráfico foi plotado, a curva da impedância capacitiva não apresenta informações relevantes, dado sua característica hiperbólica. Nota-se, apenas, uma impedância muito alta nas baixas frequências e esta impedância cai abruptamente para valores muito baixos com um pequeno incremento na frequência. Dessa forma, é muito rara a utilização de uma escala linear para as frequências quando a faixa de medidas é larga (como no caso da Figura 2.16, que varia de 100Hz até 1MHz).

Nos casos em que a faixa de medidas é mais estreita (como na Figura 2.17, por exemplo, que varia de 100Hz até 1kHz) uma escala linear para as frequências pode ser usada.

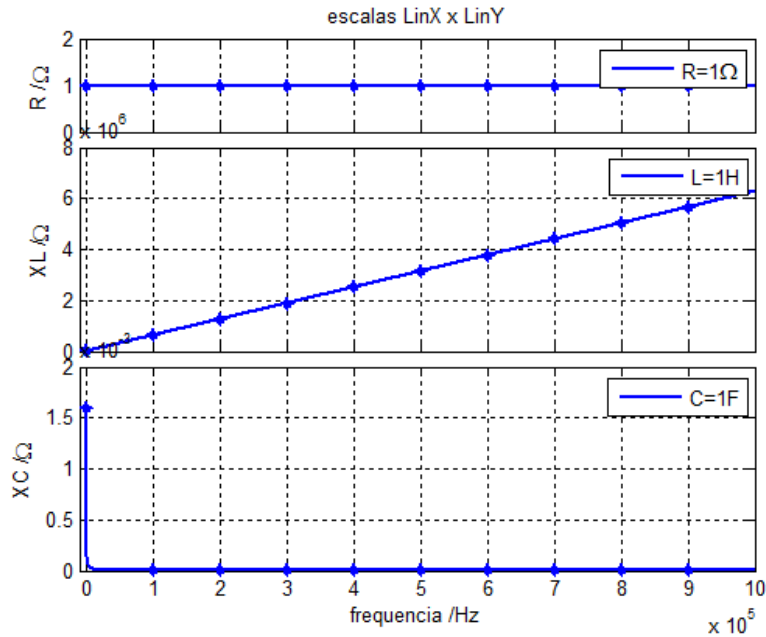


Figura 2.16: Espectro de impedâncias - escala linear

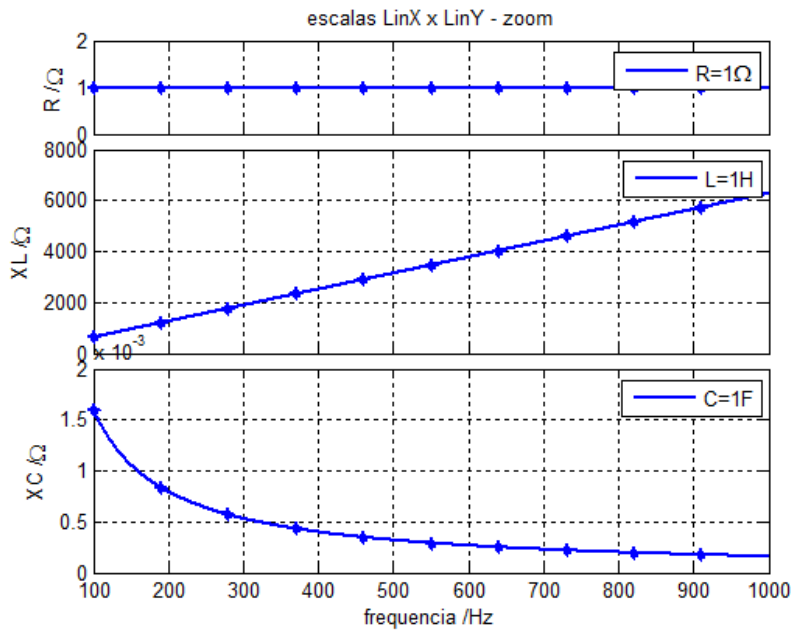


Figura 2.17: Espectro de impedâncias - escala linear com zoom em faixa estreita

Quando se necessita realizar uma varredura em larga faixa de frequências, é mais comum a utilização de uma escala logarítmica, como na Figura 2.18 e na Figura 2.19. Desta forma, a informação de frequências se comprime e os gráficos são visualizados de forma mais informativa.

Tem-se na Figura 2.18 o espectro das mesmas impedâncias da Figura 2.16, com os mesmos limites de frequência (de 100Hz até 1MHz), porém com as medidas tomadas em intervalos logarítmicos de frequência. Esta representação é equivalente á utilizada nos papéis mono-log. Nota-se que a curva da impedância capacitiva é muito mais informativa do que a apresentada originalmente na Figura 2.16. Entretanto, ainda mais informação poderia ser extraída se os eixos Y, ou os valores de impedância, também fossem compactados. Isto será realizado na Figura 2.19.

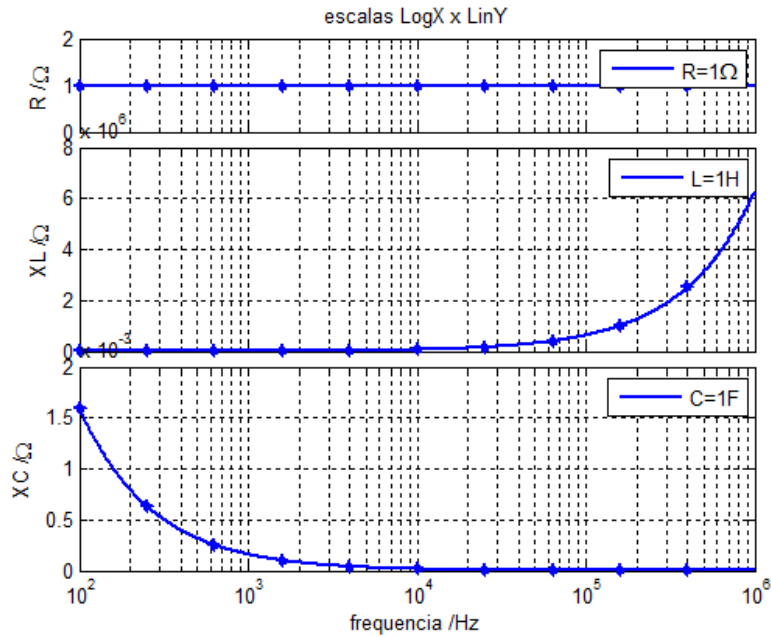


Figura 2.18: Espectro de impedâncias - escala logarítmica para as frequências e linear para as impedâncias

Tem-se na Figura 2.19 o espectro das mesmas impedâncias da Figura 2.16 e da Figura 2.18, com os mesmos limites de frequência (de 100Hz até 1MHz), porém com as medidas tomadas em intervalos logarítmicos de frequência e os valores das ordenadas apresentados de forma logarítmica. Esta representação é equivalente à utilizada nos papéis di-log ou log-log. Nota-se que a curva da impedância capacitiva é muito mais informativa do que a apresentada originalmente na Figura 2.16 e a curva da impedância indutiva retorna a ser uma reta (tal qual Figura 2.16 e ao contrário da Figura 2.18). Esta é a representação mais usual dos espectros de impedância e também a mais informativa em ampla faixa de medidas.

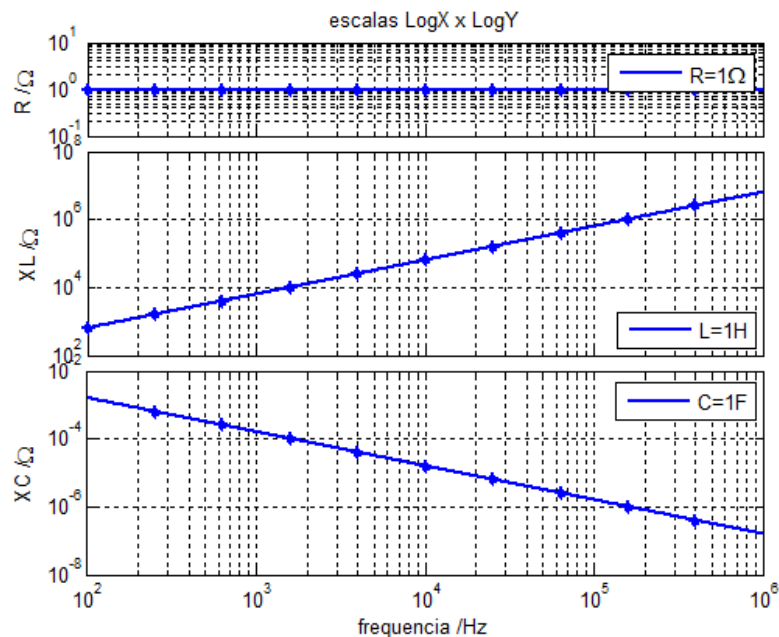


Figura 2.19: Espectro de impedâncias - escala logarítmica

Na representação log-log, as impedâncias resistivas puras são identificadas por um valor constante (pois não dependem da frequência), as impedâncias indutivas puras são identificadas por uma

reta crescente, e as impedâncias capacitivas puras são identificadas por uma reta decrescente.

Quando as impedâncias medidas não são puras (ou seja, são associações série/paralelo de impedâncias puras) o espectro resultante será uma composição dos espectros individuais, sendo que cada uma das impedâncias puras irá predominar numa determinada região de frequência. Têm-se, a seguir, alguns casos:

- Resistência em paralelo com capacitância (subseção 2.2.3.2.1);
- Resistência em série com indutância (subseção 2.2.3.2.2);
- Associação série RLC (subseção 2.2.3.2.3);
- Associação paralela RLC (subseção 2.2.3.2.4).

2.2.3.2.1 Resistência em paralelo com capacitância Tem-se na Figura 2.20 uma associação paralela de uma resistência pura (cuja impedância é R , de acordo com a equação (2.16)) com uma capacitância pura (cuja impedância é X_C , de acordo com a equação (2.20)). Conforme constatado anteriormente, em um capacitor, a tensão se encontra atrasada de sua corrente de $\pi/2$ radianos. Logo, usando representação de coordenada retangular, a impedância capacitiva será indicada por $-jX_C$.

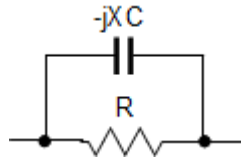


Figura 2.20: Circuito RC paralelo

Tem-se que a admitância equivalente da associação da Figura 2.20 é dada por (2.21):

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R} - \frac{1}{jX_C} = \frac{jX_C - R}{jRX_C} = \frac{X_C + jR}{RX_C}. \quad (2.21)$$

A admitância Y do circuito da Figura 2.20 (assim como sua impedância Z) é uma grandeza complexa, composta por um módulo e um ângulo de fase. Tem-se em (2.22) o módulo da admitância de (2.21).

$$|Y| = \frac{\sqrt{X_C^2 + R^2}}{RX_C}. \quad (2.22)$$

De (2.20), sabe-se que $\frac{1}{2\pi fC} = X_C$, logo, quanto maior a frequência, menor será o valor X_C e R^2 será muito maior do que X_C^2 em (2.22). Logo, tem-se que, nas altas frequências, o módulo da admitância do circuito da Figura 2.20 será dado por (2.23):

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |Y| = \frac{\sqrt{R^2}}{RX_C} = \frac{1}{X_C}. \quad (2.23)$$

Como a admitância é o inverso da impedância, tem-se que, nas altas frequências, o módulo da impedância do circuito da Figura 2.20 será dado por (2.24). Nota-se, portanto, que, nas altas frequências, uma associação paralela RC se comporta como uma capacitância pura.

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |Z| = X_C. \quad (2.24)$$

Da mesma forma, quanto menor a frequência, maior será o valor X_C e R^2 será muito menor do que X_C^2 em (2.22). Logo, tem-se que, nas baixas frequências, o módulo da admitância do circuito

da Figura 2.20 será dado por (2.25):

$$\lim_{f \rightarrow 0} |Y| = \frac{\sqrt{X_C^2}}{RX_C} = \frac{1}{R}. \quad (2.25)$$

Como a admitância é o inverso da impedância, tem-se que, nas baixas frequências, o módulo da impedância do circuito da Figura 2.20 será dado por (2.26). Nota-se, portanto, que, nas baixas frequências, uma associação paralela RC se comporta como uma resistência pura.

$$\lim_{f \rightarrow 0} |Z| = R. \quad (2.26)$$

Tem-se na Figura 2.21, na cor **preta**, o espectro de impedância do circuito paralelo RC da Figura 2.20, com $R = 2\Omega$ e $C = 20\mu F$. Nota-se, nas baixas frequências, comportamento resistivo (seguindo a curva, na cor **azul**, de um espectro puramente resistivo para $R = 2\Omega$), confirmando a equação (2.26). Nota-se, nas altas frequências, comportamento capacitivo (seguindo a curva, na cor **vermelha**, de um espectro puramente capacitivo para $C = 20\mu F$), confirmando a equação (2.24).

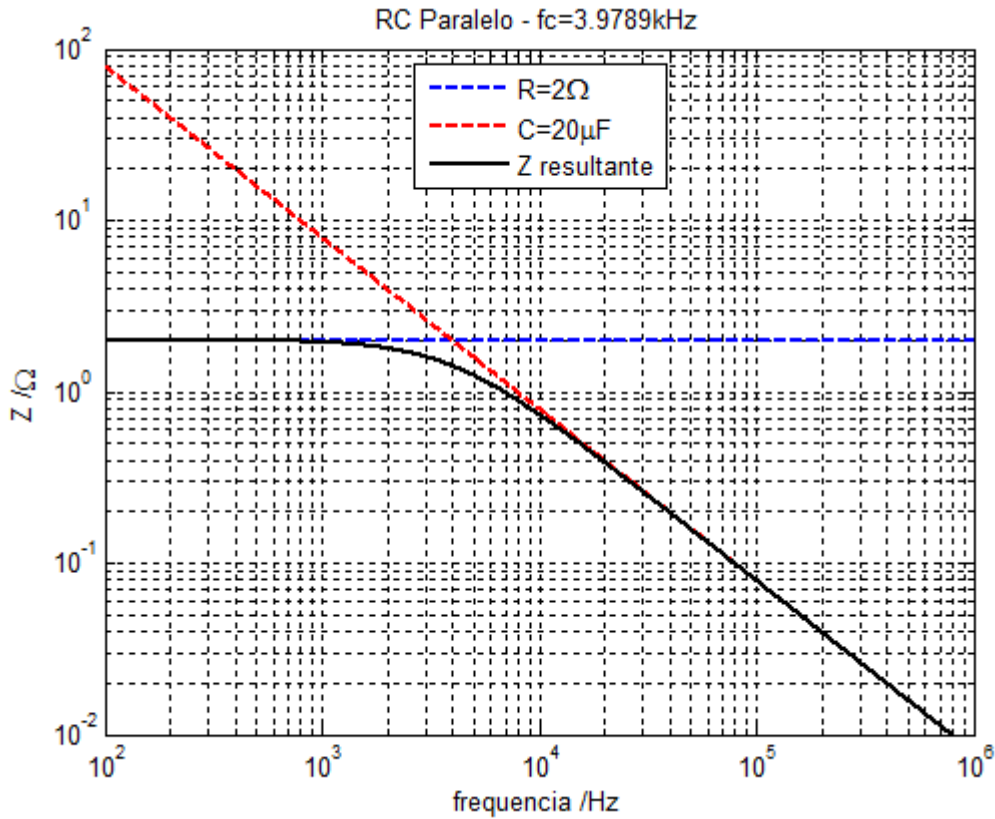


Figura 2.21: Espectro de Impedância de Circuito RC paralelo

Nota-se que existe uma frequência em que o comportamento do espectro passa de resistivo para capacitivo. Esta frequência é chamada *frequência de corte* e é calculada como a frequência em que $X_C = R$, conforme (2.27).

$$X_C = R \Rightarrow \frac{1}{2\pi f_c C} = R \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (2.27)$$

Substituindo-se $R = 2\Omega$ e $C = 20\mu F$ em (2.27), tem-se que f_c , neste caso, será 3.98kHz, que é, exatamente, a frequência de corte vista na Figura 2.21.

Agilent Technologies (2009, p. 1-6) informa que este padrão de espectro é típico de resistores não-ideais de alto valor, onde nas baixas frequências predomina a resistência e nas altas a capaci-

tância parasita.

2.2.3.2.2 Resistência em série com indutância Tem-se na Figura 2.22 uma associação série de uma resistência pura (cuja impedância é R , de acordo com a equação (2.16)) com uma indutância pura (cuja impedância é X_L , de acordo com a equação (2.18)). Conforme constatado anteriormente, em um indutor, a tensão se encontra adiantada de sua corrente de $\pi/2$ radianos. Logo, usando representação de coordenada retangular, a impedância capacitiva será indicada por jX_L .

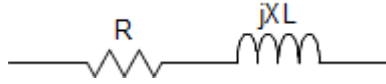


Figura 2.22: Circuito RL série

Tem-se que a impedância equivalente da associação da Figura 2.22 é dada por (2.28):

$$Z = R + jX_L. \quad (2.28)$$

O módulo desta impedância será dado por (2.29):

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_L^2}. \quad (2.29)$$

De (2.18), sabe-se que $2\pi fL = X_L$, logo, quanto maior a frequência, maior será o valor X_L e R^2 será muito menor do que X_L^2 em (2.29). Logo, tem-se que, nas altas frequências, o módulo da impedância do circuito da Figura 2.22 será dado por (2.30). Nota-se, portanto, que, nas altas frequências, uma associação série RL se comporta como uma indutância pura.

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |Z| = \sqrt{X_L^2} = X_L. \quad (2.30)$$

Da mesma forma, quanto menor a frequência, menor será o valor X_L e R^2 será muito maior do que X_L^2 em (2.29). Logo, tem-se que, nas baixas frequências, o módulo da impedância do circuito da Figura 2.22 será dado por (2.31). Nota-se, portanto, que, nas baixas frequências, uma associação série RL se comporta como uma resistência pura.

$$\lim_{f \rightarrow 0} |Z| = \sqrt{R^2} = R. \quad (2.31)$$

Tem-se na Figura 2.23, na cor **preta**, o espectro de impedância do circuito série RL da Figura 2.22, com $R = 0.5\Omega$ e $L = 10\mu H$. Nota-se, nas baixas frequências, comportamento resistivo (seguindo a curva, na cor **azul**, de um espectro puramente resistivo para $R = 0.5\Omega$), confirmando a equação (2.31). Nota-se, nas altas frequências, comportamento indutivo (seguindo a curva, na cor **verde**, de um espectro puramente indutivo para $L = 10\mu H$), confirmando a equação (2.30).

Nota-se que existe uma frequência (*frequência de corte*) em que o comportamento do espectro passa de resistivo para indutivo. Esta frequência é calculada como a frequência em que $X_L = R$, conforme (2.32).

$$X_L = R \Rightarrow 2\pi f_c L = R \Rightarrow f_c = \frac{R}{2\pi L} = \frac{1}{2\pi R/L}. \quad (2.32)$$

Substituindo-se $R = 0.5\Omega$ e $L = 10\mu H$ em (2.32), tem-se que f_c , neste caso, será 7.96kHz, que é, exatamente, a frequência de corte vista na Figura 2.23.

Agilent Technologies (2009, p. 1-6) informa que este padrão de espectro é típico de resistores não-ideais de baixo valor, onde nas baixas frequências predomina a resistência e nas altas a indutância parasita.

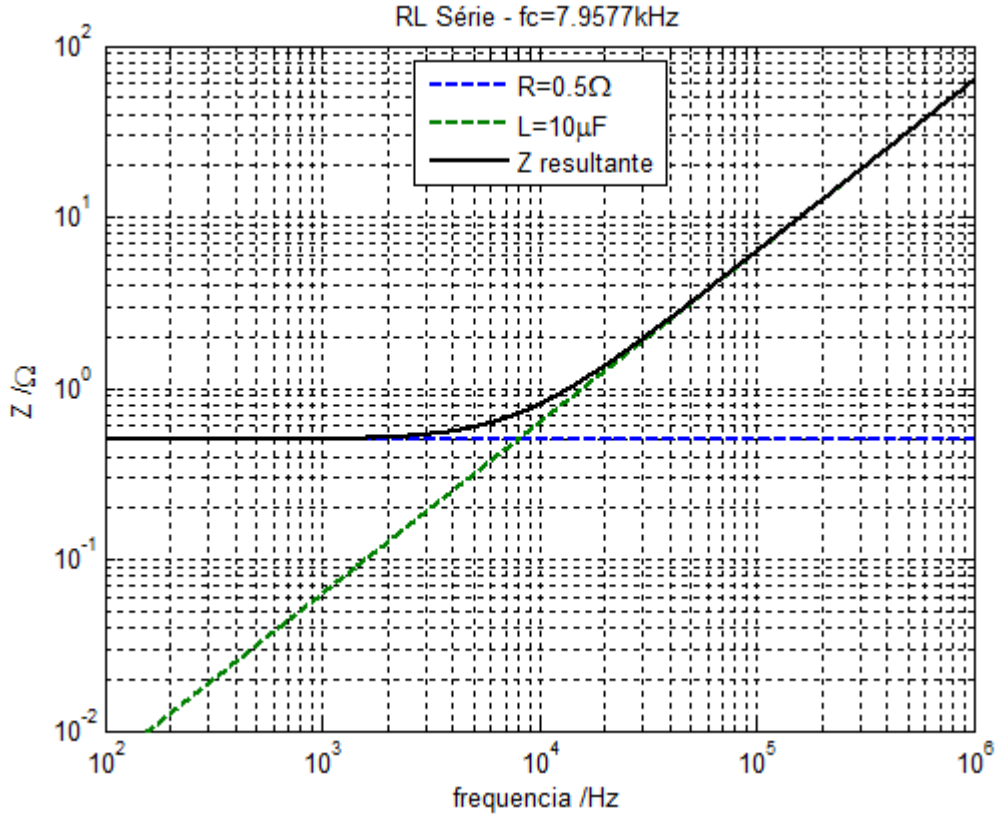


Figura 2.23: Espectro de Impedância de Circuito RL série

2.2.3.2.3 Associação série RLC Tem-se na Figura 2.24 uma associação série de uma resistência pura (cuja impedância é R) com uma indutância pura (cuja impedância é jX_L) e uma capacitância pura (cuja impedância é $-jX_C$).

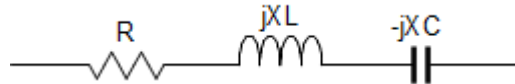


Figura 2.24: Circuito RLC série

Tem-se que a impedância equivalente da associação da Figura 2.24 é dada por (2.33):

$$Z = R + jX_L - jX_C = R + j(X_L - X_C). \quad (2.33)$$

O módulo desta impedância será dado por (2.34):

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_L^2 - 2X_LX_C + X_C^2}. \quad (2.34)$$

De (2.18) e (2.20), sabe-se, respectivamente, que $2\pi fL = X_L$ e $\frac{1}{2\pi fC} = X_C$, logo, o produto $X_LX_C = \frac{2\pi fL}{2\pi fC} = \frac{L}{C}$ será sempre uma grandeza constante, independentemente da frequência, assim como R . Quanto menor a frequência, maior será o valor X_C e menor o de X_L . Logo, nas baixas frequências, $X_C^2 \gg R^2 + X_L^2 - 2\frac{L}{C}$. Portanto, tem-se que, nas baixas frequências, o módulo da impedância do circuito da Figura 2.24 será dado por (2.35). Nota-se, portanto, que, nas baixas frequências, uma associação série RLC se comporta como uma capacitância pura.

$$\lim_{f \rightarrow 0} |Z| = \sqrt{X_C^2} = X_C. \quad (2.35)$$

Da mesma forma, quanto maior a frequência, maior será o valor X_L e menor o de X_C . Logo,

nas altas frequências, $X_L^2 \gg R^2 - 2\frac{L}{C} + X_C^2$. Portanto, tem-se que, nas altas frequências, o módulo da impedância do circuito da Figura 2.24 será dado por (2.36). Nota-se, portanto, que, nas altas frequências, uma associação série RLC se comporta como uma indutância pura.

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |Z| = \sqrt{X_L^2} = X_L. \quad (2.36)$$

Na frequência de corte, a impedância capacitiva $-jX_C$ se anula com a impedância indutiva jX_L , de forma que ocorre uma ressonância série (de baixa impedância) no circuito e a impedância Z se resume a R em (2.33) nesta frequência. Para que $-jX_C$ se anule com jX_L é necessário que $X_C = X_L$ naquele ponto. Logo a frequência de corte pode ser calculada como (2.37):

$$X_C = X_L \Rightarrow \frac{1}{2\pi f_c C} = 2\pi f_c L \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.37)$$

Tem-se que, na frequência de corte, as impedâncias indutivas e capacitivas são dadas por (2.38) e (2.39), respectivamente. Obviamente, os dois valores devem ser iguais (na frequência de corte). Nota-se que este valor é equivalente ao conceito de impedância característica em linhas de transmissão.

$$X_L|_{f_c} = 2\pi L \cdot f_c = 2\pi L \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.38)$$

$$X_C|_{f_c} = \frac{1}{2\pi C} \cdot \frac{1}{f_c} = \frac{1}{2\pi C} \cdot 2\pi\sqrt{LC} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.39)$$

Como as impedâncias indutivas e capacitivas se anulam (dado que possuem ângulos de fase opostos) na ressonância série, a impedância Z se resume a R em (2.33). Logo, o espectro de impedâncias pode assumir três formatos característicos, dependendo do valor de R . A Figura 2.25 apresenta o espectro para valores baixos de R (menores que $\sqrt{L/C}$). A Figura 2.26 apresenta o espectro para valores de R iguais a $\sqrt{L/C}$. A Figura 2.27 apresenta o espectro para valores altos de R (maiores que $\sqrt{L/C}$).

Nessas três figuras, o espectro de impedâncias é indicado na cor **preta**. Nota-se, nessas três figuras, que nas baixas frequências o comportamento é capacitivo (seguindo a curva, na cor **vermelha**, de um espectro puramente capacitivo para $C = 20\mu F$), confirmando a equação (2.35). Nota-se, nessas três figuras, que nas altas frequências o comportamento é indutivo (seguindo a curva, na cor **verde**, de um espectro puramente indutivo para $L = 10\mu H$), confirmando a equação (2.36).

Nas três figuras foram mantidos os valores $L = 10\mu H$ e $C = 20\mu F$ (resultando em uma frequência de ressonância (ou de corte) $f_c = 11.25kHz$, de acordo com (2.37) e confirmada nas três figuras). Nas três figuras, as assíntotas capacitivas (na cor **vermelha**) e indutivas (na cor **verde**) se cruzam em $f_c = 11.25kHz$ e $|Z| = 0.707\Omega$ (confirmando (2.38) e (2.39)).

A diferença entre essas três figuras ocorre no valor do espectro de $|Z|$ (na cor **preta**) na frequência de ressonância (ou de corte), que se iguala a R (confirmando (2.33) para $X_L = X_C$).

Tem-se na Figura 2.25 o espectro para $R = 0.1\Omega$ (ou seja, abaixo de $\sqrt{L/C} = 0.707\Omega$). Nota-se que, nas proximidades de $f_c = 11.25kHz$, a curva na cor **preta** abandona sua trajetória capacitiva (na cor **vermelha**), atinge o valor de $R = 0.1\Omega$ (exatamente em $f_c = 11.25kHz$) e salta para a trajetória indutiva (na cor **verde**).

Agilent Technologies (2009, p. 1-5) informa que este padrão de espectro é típico de capacitores não-ideais com baixa resistência série equivalente (ESR), onde nas baixas frequências predomina a capacitância, nas altas a indutância parasita e na ressonância existe uma baixa impedância.

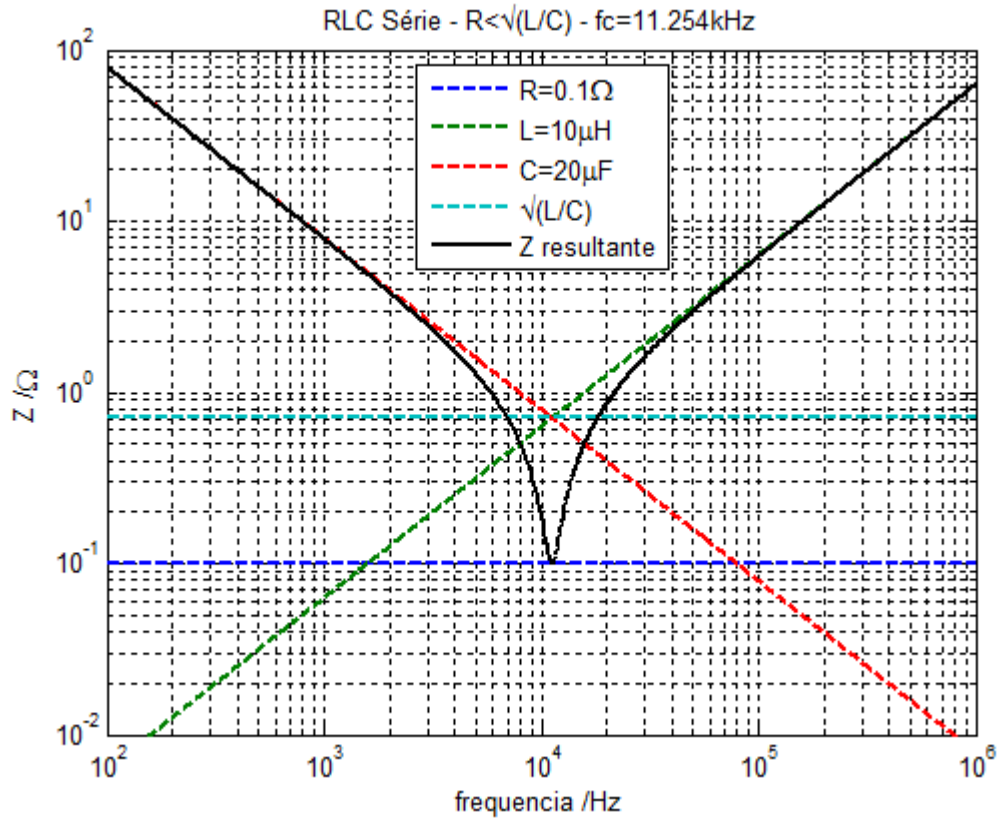


Figura 2.25: Espectro de Impedância de Circuito RLC Série com Baixa Resistência série

Tem-se na Figura 2.26 o espectro para $R = 0.707\Omega$ (ou seja, igual a $\sqrt{L/C} = 0.707\Omega$). Nota-se que, como $R = \sqrt{L/C}$ (neste caso), a curva na cor **preta** acompanha a trajetória capacitiva (na cor **vermelha**) até o ponto em que as assíntotas se cruzam (em $f_c = 11.25kHz$) e salta para a trajetória indutiva (na cor **verde**).

Tem-se na Figura 2.27 o espectro para $R = 2\Omega$ (ou seja, acima de $\sqrt{L/C} = 0.707\Omega$). Nota-se que, nas proximidades de $f_c = 11.25kHz$, a curva na cor **preta** abandona sua trajetória capacitiva (na cor **vermelha**), atinge o valor de $R = 2\Omega$ (exatamente em $f_c = 11.25kHz$) e salta para a trajetória indutiva (na cor **verde**).

Deve-se notar a diferença nos picos de ressonância dos três espectros.

Agilent Technologies (2009, p. 1-5) informa que este padrão de espectro é típico de capacitores não-ideais com alta resistência série equivalente (ESR), onde nas baixas frequências predomina a capacitância, nas altas a indutância parasita e na ressonância existe uma parcela dissipativa.

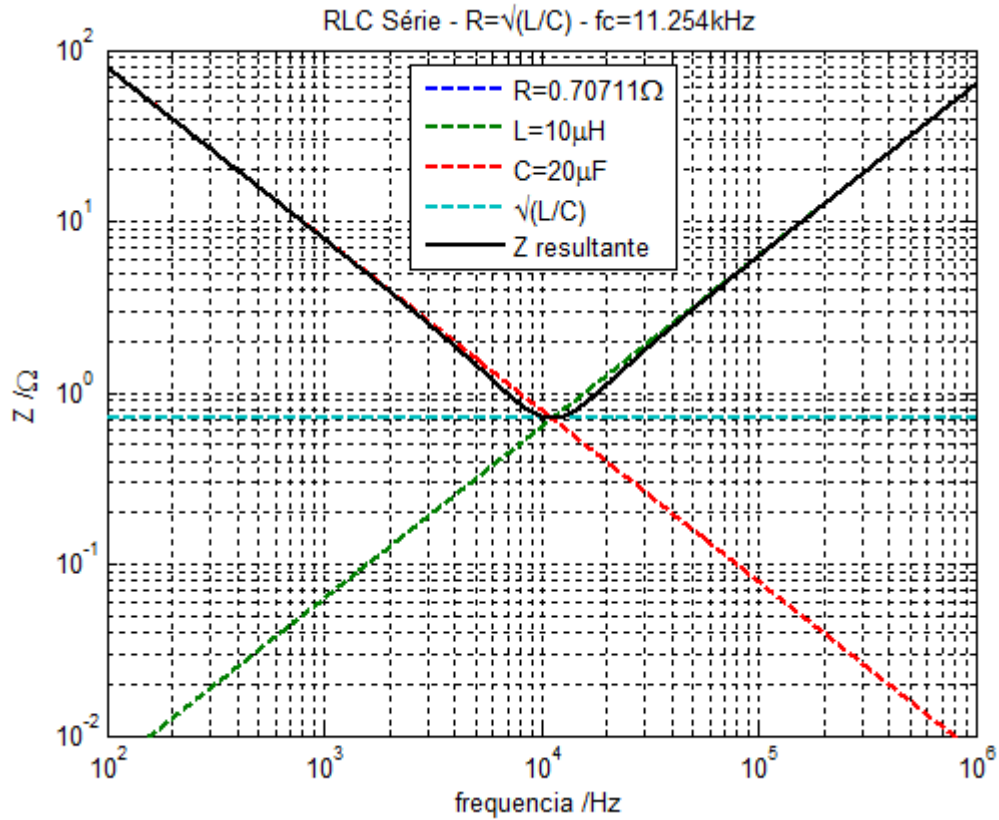


Figura 2.26: Espectro de Impedância de Circuito RLC Série com Resistência série de mesmo valor da impedância característica

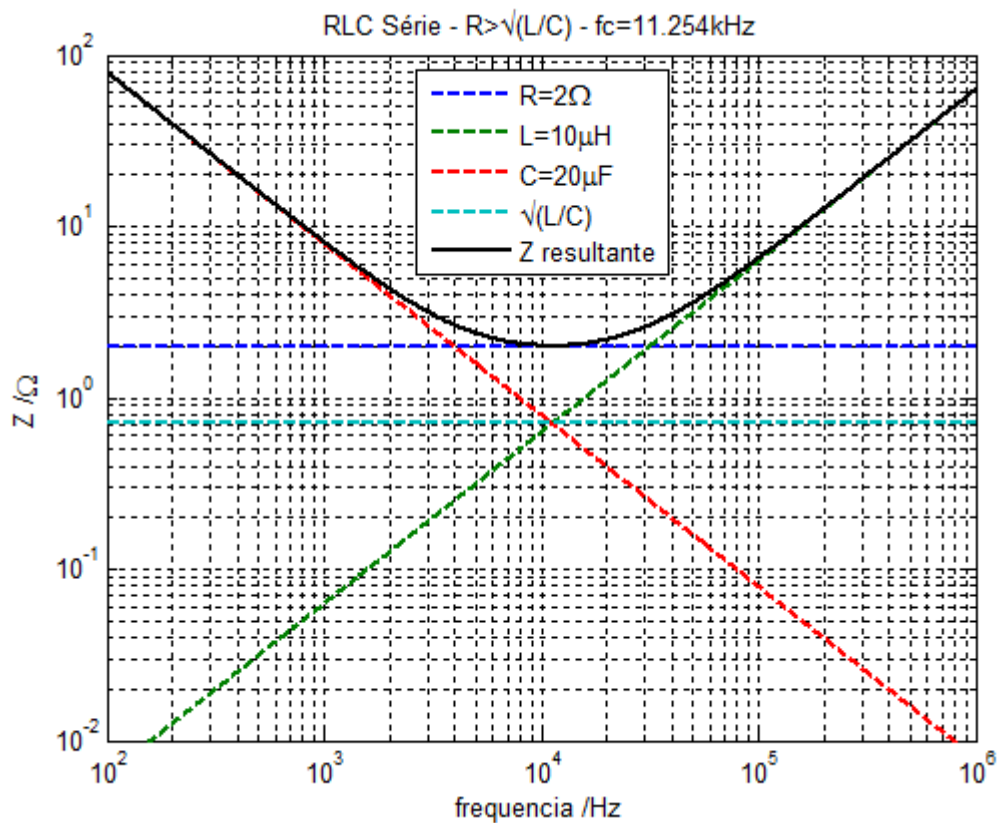


Figura 2.27: Espectro de Impedância de Circuito RLC Série com Alta Resistência série

2.2.3.2.4 Associação paralela RLC Tem-se na Figura 2.28 uma associação paralela de uma resistência pura (cuja impedância é R) com uma indutância pura (cuja impedância é jX_L) e uma capacitância pura (cuja impedância é $-jX_C$).

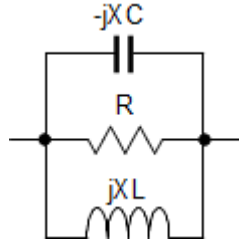


Figura 2.28: Circuito RLC paralelo

Tem-se que a admitância equivalente da associação da Figura 2.28 é dada por (2.41) e (2.41):

$$\begin{aligned} Y = \frac{1}{Z} &= \frac{1}{R} - \frac{1}{jX_C} + \frac{1}{jX_L} \\ &= \frac{j^2 X_C X_L - j R X_L + j R X_C}{j^2 R X_C X_L} \\ &= \frac{X_C X_L + j R X_L - j R X_C}{R X_C X_L}. \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{X_C X_L + j R (X_L - X_C)}{R X_C X_L}. \quad (2.41)$$

Tem-se em (2.42) o módulo da admitância de (2.41).

$$|Y| = \frac{\sqrt{X_L^2 X_C^2 + R^2 (X_L^2 - 2 X_L X_C + X_C^2)}}{R X_L X_C}. \quad (2.42)$$

De (2.18) e (2.20), sabe-se, respectivamente, que $2\pi f L = X_L$ e $\frac{1}{2\pi f C} = X_C$, logo, o produto $X_L X_C = \frac{2\pi f L}{2\pi f C} = \frac{L}{C}$ será sempre uma grandeza constante, independentemente da frequência, assim como R . Quanto menor a frequência, maior será o valor X_C e menor o de X_L . Logo, nas baixas frequências, $X_C^2 \gg X_L^2 - 2\frac{L}{C}$. Tem-se, portanto, (2.43):

$$\lim_{f \rightarrow 0} |Y| = \frac{\sqrt{(L/C)^2 + R^2 X_C^2}}{R X_L X_C}. \quad (2.43)$$

Como nas baixas frequências X_C será muito alto, tem-se que $R^2 X_C^2 \gg (L/C)^2$. Logo, tem-se que, nas baixas frequências, o módulo da admitância do circuito da Figura 2.28 será dado por (2.44):

$$\lim_{f \rightarrow 0} |Y| = \frac{\sqrt{R^2 X_C^2}}{R X_L X_C} = \frac{R X_C}{R X_L X_C} = \frac{1}{X_L}. \quad (2.44)$$

Como a admitância é o inverso da impedância, tem-se que, nas baixas frequências, o módulo da impedância do circuito da Figura 2.28 será dado por (2.45). Nota-se, portanto, que, nas baixas frequências, uma associação paralela RLC se comporta como uma indutância pura.

$$\lim_{f \rightarrow 0} |Z| = X_L. \quad (2.45)$$

Da mesma forma, quanto maior a frequência, maior será o valor X_L e menor o de X_C . Logo,

nas altas frequências, $X_L^2 \gg -2\frac{L}{C} + X_C^2$. Tem-se, portanto, (2.46):

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |Y| = \frac{\sqrt{(L/C)^2 + R^2 X_L^2}}{R X_L X_C}. \quad (2.46)$$

Como nas altas frequências X_L será muito alto, tem-se que $R^2 X_L^2 \gg (L/C)^2$. Logo, tem-se que, nas altas frequências, o módulo da admitância do circuito da Figura 2.28 será dado por (2.47):

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |Y| = \frac{\sqrt{R^2 X_L^2}}{R X_L X_C} = \frac{R X_L}{R X_L X_C} = \frac{1}{X_C}. \quad (2.47)$$

Como a admitância é o inverso da impedância, tem-se que, nas altas frequências, o módulo da impedância do circuito da Figura 2.28 será dado por (2.48). Nota-se, portanto, que, nas altas frequências, uma associação paralela RLC se comporta como uma capacitância pura.

$$\lim_{f \rightarrow \infty} |Z| = X_C. \quad (2.48)$$

Na frequência de corte, a impedância capacitiva $-jX_C$ se anula com a impedância indutiva jX_L , de forma que ocorre uma ressonância paralela (de alta impedância) no circuito e a impedância Z se resume a R em (2.41), nesta frequência. Para que $-jX_C$ se anule com jX_L é necessário que $X_C = X_L$, naquele ponto. Logo a frequência de corte pode ser calculada como (2.37), da mesma forma como apresentado para a ressonância série. E, da mesma forma como na ressonância série, na frequência de corte, as impedâncias indutivas e capacitivas são dadas por (2.38) e (2.39), respectivamente.

Como as impedâncias indutivas e capacitivas se anulam (dado que possuem ângulos de fase opostos) em alta impedância na ressonância paralela, a impedância Z se resume a R em (2.41). Logo, o espectro de impedâncias pode assumir três formatos característicos, dependendo do valor de R . A Figura 2.29 apresenta o espectro para valores altos de R (maiores que $\sqrt{L/C}$). A Figura 2.30 apresenta o espectro para valores de R iguais a $\sqrt{L/C}$. A Figura 2.31 apresenta o espectro para valores baixos de R (menores que $\sqrt{L/C}$).

Nessas três figuras, o espectro de impedâncias é indicado na cor **preta**. Nota-se, nessas três figuras, que nas baixas frequências o comportamento é indutivo (seguindo a curva, na cor **verde**, de um espectro puramente indutivo para $L = 10\mu H$), confirmando a equação (2.45). Nota-se, nessas três figuras, que nas altas frequências o comportamento é capacitivo (seguindo a curva, na cor **vermelha**, de um espectro puramente capacitivo para $C = 20\mu F$), confirmando a equação (2.48).

Nas três figuras foram mantidos os valores $L = 10\mu H$ e $C = 20\mu F$ (resultando em uma frequência de ressonância (ou de corte) $f_c = 11.25kHz$, de acordo com (2.37) e confirmada nas três figuras). Nas três figuras, as assíntotas capacitiva (na cor **vermelha**) e indutiva (na cor **verde**) se cruzam em $f_c = 11.25kHz$ e $|Z| = 0.707\Omega$ (confirmando (2.38) e (2.39)).

A diferença entre essas três figuras ocorre no valor do espectro de $|Z|$ (na cor **preta**) na frequência de ressonância (ou de corte), que se iguala a R (confirmando (2.41) para $X_L = X_C$).

Tem-se na Figura 2.29 o espectro para $R = 10\Omega$ (ou seja, acima de $\sqrt{L/C} = 0.707\Omega$). Nota-se que, nas proximidades de $f_c = 11.25kHz$, a curva na cor **preta** abandona sua trajetória indutiva (na cor **verde**), atinge o valor de $R = 10\Omega$ (exatamente em $f_c = 11.25kHz$) e salta para a trajetória capacitiva (na cor **vermelha**).

Agilent Technologies (2009, p. 1-5) informa que este padrão de espectro é típico de indutores não-ideais, onde nas baixas frequências predomina a indutância, nas altas a capacitância parasita e na ressonância existe uma alta impedância.

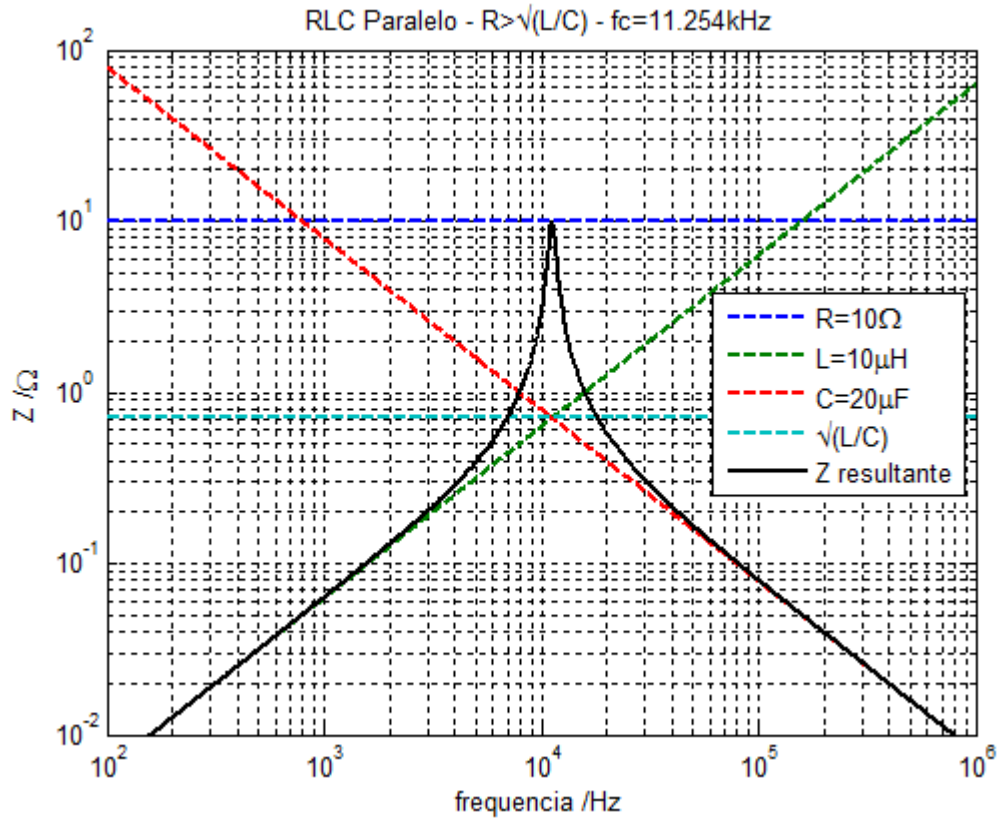


Figura 2.29: Espectro de Impedância de Circuito RLC Paralelo com Alta Resistência paralela

Tem-se na Figura 2.30 o espectro para $R = 0.707\Omega$ (ou seja, igual a $\sqrt{L/C} = 0.707\Omega$). Nota-se que, como $R = \sqrt{L/C}$ (neste caso), a curva na cor **preta** acompanha a trajetória indutiva (na cor **verde**) até o ponto em que as assíntotas se cruzam (em $f_c = 11.25 \text{ kHz}$) e salta para a trajetória capacitiva (na cor **vermelha**).

Tem-se na Figura 2.31 o espectro para $R = 0.2\Omega$ (ou seja, abaixo de $\sqrt{L/C} = 0.707\Omega$). Nota-se que, nas proximidades de $f_c = 11.25 \text{ kHz}$, a curva na cor **preta** abandona sua trajetória indutiva (na cor **verde**), atinge o valor de $R = 0.2\Omega$ (exatamente em $f_c = 11.25 \text{ kHz}$) e salta para a trajetória capacitiva (na cor **vermelha**).

Deve-se notar a diferença nos picos de ressonância dos três espetros.

Agilent Technologies (2009, p. 1-5) informa que este padrão de espectro é típico de indutores não-ideais com altas perdas no núcleo, onde nas baixas frequências predomina a indutância, nas altas a capacitância parasita e na ressonância existe uma parcela dissipativa.

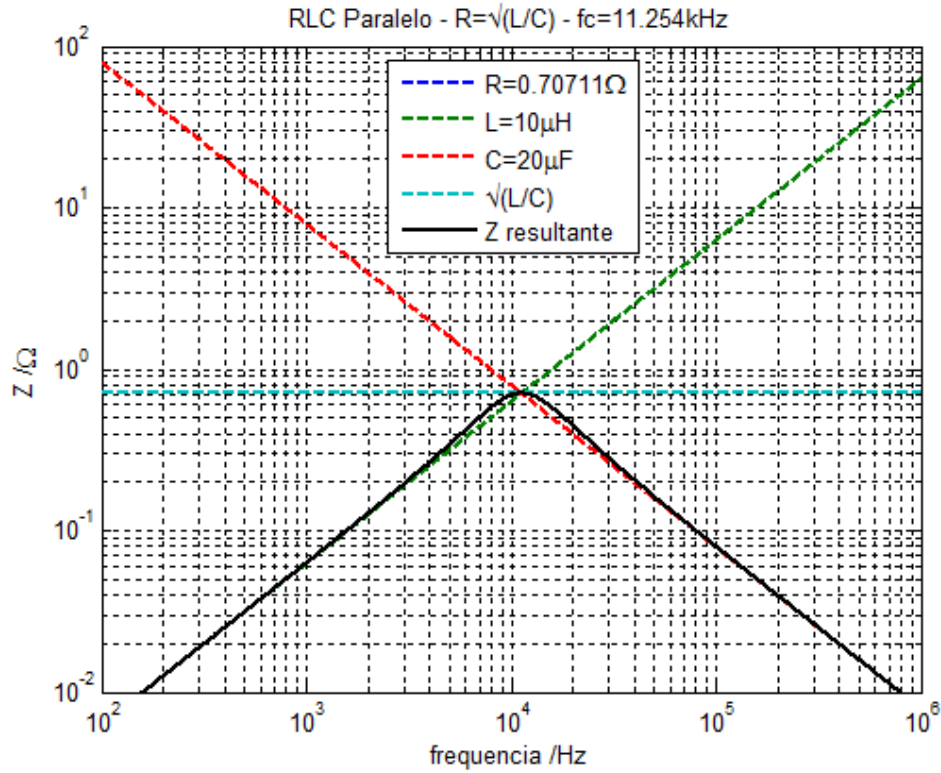


Figura 2.30: Espectro de Impedância de Circuito RLC Paralelo com Resistência paralela de mesmo valor da impedância característica

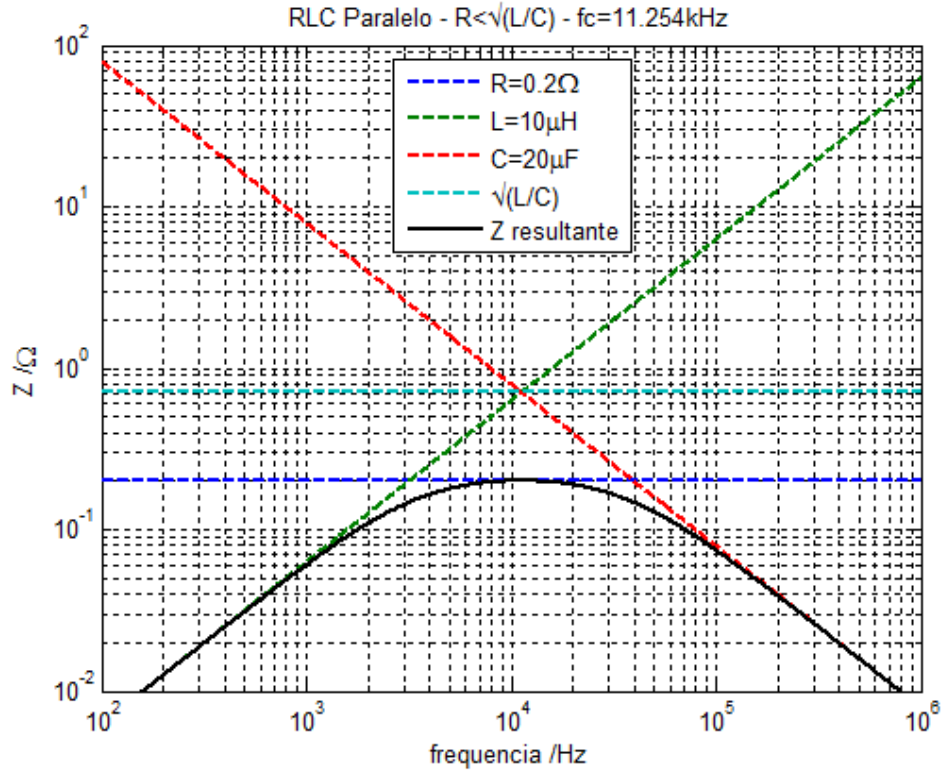


Figura 2.31: Espectro de Impedância de Circuito RLC Paralelo com Baixa Resistência paralela

As quatro combinações descritas nas subseções 2.2.3.2.1 a 2.2.3.2.4 ainda podem ser combinadas entre si, dando origem a outros padrões mais complexos, tais como os apresentados em [García \(2012\)](#), [Herrera *et al.* \(2012\)](#), [Martins \(2007, capítulo 4\)](#), [Mukherjee e Satish \(2012\)](#) e [Pleite *et al.* \(2002\)](#).

2.2.3.3 Padrões de falhas segundo [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#)

Tradicionalmente, enrolamentos estatóricos são modelados como uma associação série de um indutor L e um resistor R. Este modelo é válido e preciso para baixas frequências (incluindo a frequência operacional de 60Hz). Entretanto, em frequências mais altas, as capacitâncias parasitas se tornam cada vez mais dominantes, à medida em que a frequência aumenta.

As patentes americanas [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#) aumentaram a precisão do modelo convencional ao introduzirem um capacitor C em paralelo com a associação série R-L, tal qual visto na Figura 2.32. Nas baixas frequências, este capacitor tem uma impedância alta, logo o circuito da Figura 2.32 se reduz ao modelo convencional.

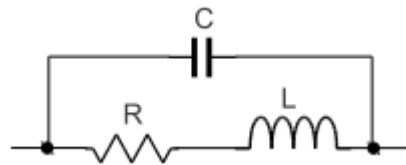


Figura 2.32: Modelo de alta frequência para os enrolamentos estatóricos

A capacitância parasita de um enrolamento sadio apresenta um valor relativamente baixo, logo ela se torna dominante no espectro apenas nas frequências mais altas. Entretanto, quando as propriedades dielétricas do isolamento se alteram, esta capacitância também irá se modificar, resultando em uma mudança no espectro de impedância. Logo, a comparação do espectro obtido com os anteriores e o baseline pode indicar mudanças nas propriedades do dielétrico; e a forma como os desvios no espectro ocorrem (deslocamento na frequência de ressonância, mudança na magnitude do pico de ressonância, etc.) pode ajudar a identificar a causa da falha precoce. [Dister *et al.* \(2000\)](#) e [Kending e Rogovin \(2002\)](#) identificaram quatro padrões que indicam algumas causas para problemas no isolamento:

- cortes no enrolamento (subseção 2.2.3.3.1);
- umidade (subseção 2.2.3.3.2);
- percolação (relacionada à infiltração) (subseção 2.2.3.3.3);
- ionização térmica (subseção 2.2.3.3.4).

Os últimos dois problemas são devidos ao envelhecimento térmico.

2.2.3.3.1 Cortes no enrolamento ([Dister *et al.*, 2000](#)), ([Kending e Rogovin, 2002](#))

Este padrão ocorre quando a máquina sofre pequenos cortes que alteram a geometria dos enrolamentos, que aumenta a capacitância do isolamento. Este padrão pode ser identificado por um deslocamento do pico de ressonância para uma frequência mais baixa, como na Figura 2.33. A magnitude do pico de ressonância permanece inalterada.

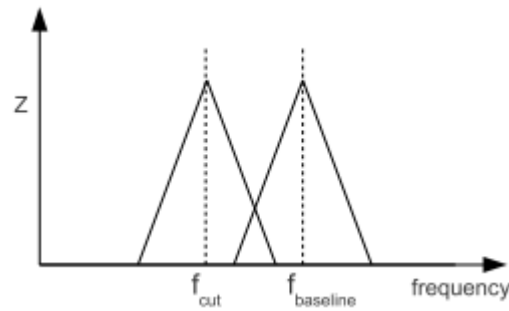


Figura 2.33: Padrão de corte no enrolamento - figura baseada em *Dister et al. (2000)* e em *Kending e Rogovin (2002)*

2.2.3.3.2 Umidade (*Dister et al., 2000*), (*Kending e Rogovin, 2002*)

Quando o isolamento é exposto à umidade, além do aumento de capacitância, podem aumentar as perdas no dielétrico. Este padrão pode ser identificado por um deslocamento do pico de ressonância para uma frequência mais baixa e por uma redução na magnitude do pico, como na Figura 2.34. Também se observa que o pico de ressonância se torna mais achatado.

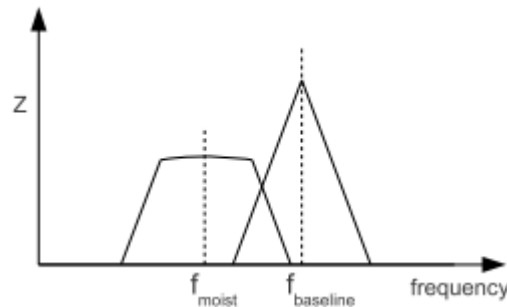


Figura 2.34: Padrão de umidade - figura baseada em *Dister et al. (2000)* e em *Kending e Rogovin (2002)*

2.2.3.3.3 Percolação (*Dister et al., 2000*), (*Kending e Rogovin, 2002*)

A percolação é um efeito do envelhecimento térmico em larga faixa de temperatura em isolamentos a base de carbono. Este padrão pode ser identificado como um deslocamento do pico de ressonância para uma frequência mais baixa e por uma redução da magnitude do pico à medida que a temperatura aumenta. Então, enquanto o enrolamento volta a sua temperatura original, o pico de ressonância tende a retornar a sua posição original. Entretanto, quando o enrolamento retorna à temperatura original, o pico de ressonância passa a posição original, indo ocorrer em uma frequência superior à inicial, tal qual ilustrado na Figura 2.35.

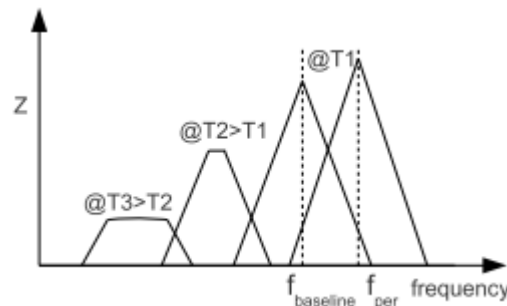


Figura 2.35: Padrão de percolação - figura baseada em *Dister et al. (2000)* e em *Kending e Rogovin (2002)*

2.2.3.3.4 Ionização térmica (Dister *et al.*, 2000), (Kending e Rogovin, 2002)

A ionização térmica é um efeito do envelhecimento térmico em faixa de temperatura relativamente estreita em isolamentos a base de materiais cerâmicos. Este padrão pode ser identificado como um deslocamento do pico de ressonância para uma frequência mais alta e por uma redução na magnitude do pico à medida que a temperatura aumenta. Então, enquanto o enrolamento volta a sua temperatura original, o pico de ressonância tende a retornar a sua posição original. Entretanto, quando o enrolamento retorna à temperatura original, o pico de ressonância passa a posição original, indo ocorrer em uma frequência inferior à inicial, tal qual ilustrado na Figura 2.36. Diferentemente da percolação, o pico de ressonância pode retornar a sua posição inicial dentro de um dia.

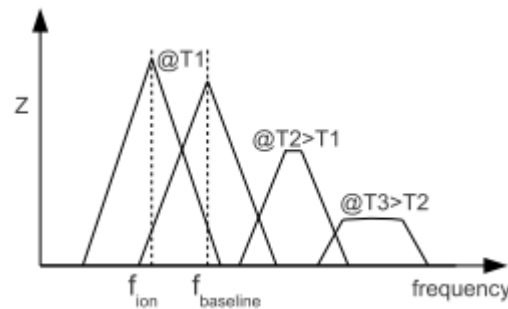


Figura 2.36: Padrão de ionização térmica - figura baseada em Dister *et al.* (2000) e em Kending e Rogovin (2002)

2.3 Conclusão do capítulo

- Realizou-se um levantamento estatístico, baseado na literatura acadêmica internacional, sobre falhas em geradores elétricos e se constatou a importância do monitoramento precoce de falhas nos enrolamentos estáticos destas máquinas.
- Foram estudados os mecanismos de falhas em isolantes. Observou-se que esses mecanismos são devidos a algum tipo de estresse (que pode ser de origem térmica, elétrica, mecânica ou química) no material e esse estresse causa mudanças nas propriedades físico/químicas do isolante.
- Foram estudadas as propriedades dielétricas dos isolantes. Observou-se que bons isolantes devem possuir alta rigidez dielétrica, alta permissividade e baixas perdas. O monitoramento dessas propriedades ao longo do tempo é a base de muitas técnicas de diagnóstico de falhas.
- Foram estudadas as técnicas convencionais mais utilizadas no diagnóstico de falhas de isolamento. Observou-se que existem técnicas que requerem que a máquina seja retirada de operação (técnicas offline) e outras em que o teste pode ser realizado durante operação normal da máquina (técnicas online). Observou-se, também, que existem técnicas que empregam sinais em corrente contínua nos testes e outras que empregam sinais em corrente alternada. Constatou-se que os testes em corrente alternada fornecem mais informações a respeito da condição do isolamento da máquina.
- Os procedimentos de execução das técnicas convencionais, bem como seus princípios de atuação, foram descritos brevemente. Para cada um destes testes, referências bibliográficas foram citadas, aonde maiores detalhes podem ser obtidos.
- Estudou-se a técnica de espectroscopia de impedância. Ao contrário das técnicas convencionais (que apenas detectam se existe ou não uma falha no isolamento), a técnica por espectroscopia de impedância é capaz de identificar as falhas em sua fase inicial (antes dos sintomas começarem a se aparecer).

- Foram descritas as técnicas de espectroscopia por *DS*, por *EIS/IS* e por *FRA*. Para cada uma destas técnicas, referências bibliográficas foram citadas, onde maiores detalhes podem ser obtidos. A técnica por *FRA* foi descrita com mais detalhes.
- Realizou-se uma modelagem matemática de elementos passivos (e suas combinações série e paralelo), de forma a se obter um bom entendimento e interpretação dos espectros de impedância. Observou-se que os elementos capacitivos puros podem ser identificados no espectro (logarítmico) como uma reta decrescente com a frequência. Já os elementos indutivos puros podem ser identificados no espectro (logarítmico) como uma reta crescente com a frequência. Os elementos resistivos puros, como são independentes da frequência, são identificados como uma reta constante no espectro (tanto no logarítmico quanto no linear). As combinações série ou paralelo entre os elementos puros resultam no espectro individual de cada um deles na região de frequência em que eles predominam.
- Expressões analíticas foram desenvolvidas identificando precisamente as regiões de frequência em que cada elemento puro predomina. Simulações computacionais foram realizadas no software Matlab de forma a se comprovar essas expressões.
- Foram estudadas duas patentes americanas que propõe o diagnóstico precoce de falhas no isolamento de máquinas elétricas. Observou-se que a forma como os espectros evoluem no tempo pode indicar o tipo de falha que está se iniciando no isolamento. Foram relatados quatro tipos de padrões de falhas, de acordo com estas patentes.

Capítulo 3

Protótipo desenvolvido

Este capítulo aborda o desenvolvimento do protótipo para varredura espectral e seu algoritmo de varredura, incluindo seu modelo matemático. Também são apresentados testes em elementos passivos cujos valores e espectros são conhecidos visando validar o protótipo.

3.1 Equipamento de testes

Para a coleta de dados utilizou-se um equipamento chamado *PicoScope* (que possui 2 entradas analógicas e uma saída analógica programável). Uma fotografia do *rack* de desenvolvimento, é vista na Figura 3.1. As características mais importantes do PicoScope são dadas na Tabela 3.1.

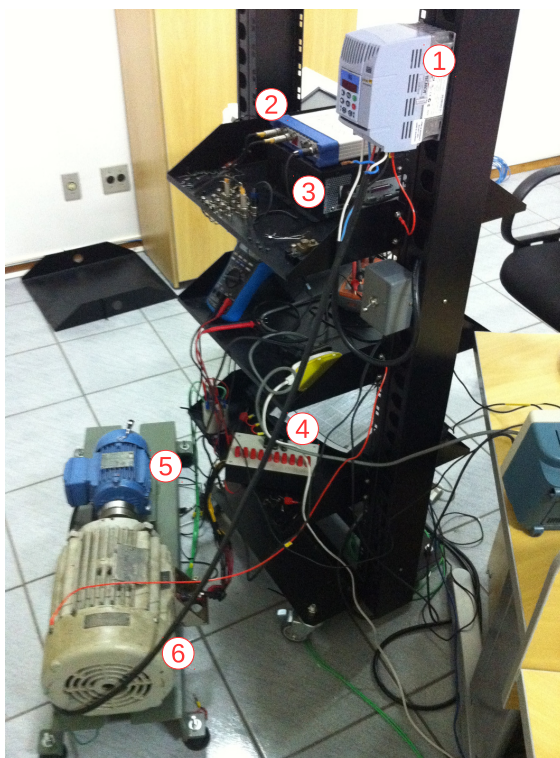
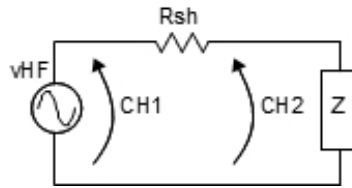


Figura 3.1: Equipamento de testes - 1: Inversor que alimenta a máquina primária (5); 2: PicoScope 5203; 3: CPU; 4: Borneira com acesso aos taps de um dos enrolamentos do gerador (6); 5: Motor de 1/2 HP (máquina primária); 6: Gerador de indução de 3CV/460V

Tabela 3.1: Especificação técnica do PicoScope 5203

Entradas analógicas	
número de canais	2
taxa de amostragem	500Msample/s /canal
tamanho do buffer	32Msample
resolução	8bits
Saída analógica	
amplitude máxima	$\pm 2V$
taxa de amostragem	125Msample/s
resolução	12bits

O equipamento PicoScope é controlado através de um driver fornecido pelo fabricante. Para esta versão do PicoScope (5203) não existe um driver para Matlab, logo se utilizou o driver para linguagem C e se elaborou um programa em C para servir como uma ponte entre o equipamento PicoScope e o software Matlab (que possui muitos recursos úteis para a análise dos dados). Este programa em C lê um arquivo texto (*config.txt*, gerado no Matlab) contendo um vetor de frequências logaritmicamente espaçadas. Para cada uma destas frequências, o PicoScope irá configurar sua saída analógica e a taxa de amostragem de suas duas entradas analógicas e salvar os dados em um arquivo texto *dados.txt*. Ao fim de todas as frequências especificadas em *config.txt*, o arquivo *dados.txt* irá conter as tensões CH_1 e CH_2 da Figura 3.2 para cada uma das frequências.

**Figura 3.2:** Circuito de medidas

A impedância Z a ser medida será a tensão CH_2 dividida pela corrente I que passa pelo resistor shunt Rsh , tal qual (3.1). A corrente I é dada pela equação (3.2).

$$Z = \frac{CH_2}{I}. \quad (3.1)$$

$$I = \frac{CH_1 - CH_2}{Rsh}. \quad (3.2)$$

Logo, a impedância medida será dada por (3.3):

$$Z = \frac{CH_2}{CH_1 - CH_2} \cdot Rsh. \quad (3.3)$$

As tensões CH_1 e CH_2 contidas em *dados.txt* são sinais no tempo. Uma forma de obtenção do espectro de amplitudes de Z é se tomar os valores RMS das tensões CH_2 e $(CH_1 - CH_2)$ e aplicar (3.3), tal qual (3.4).

$$|Z| = \frac{rms(CH_2)}{rms(CH_1 - CH_2)} \cdot Rsh. \quad (3.4)$$

Entretanto isto não permitiria a obtenção da fase de Z . Outra solução seria a obtenção de seus valores real e imaginário (através de uma DFT) e se calcular o módulo e a fase de Z . Considerando as partes real e imaginária de CH_1 e CH_2 tal qual (3.5), (3.3) pode ser reescrita como (3.6).

$$\begin{aligned} CH_1 &= Re_1 + jIm_1 \\ CH_2 &= Re_2 + jIm_2. \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$Z = \frac{Re_2 + jIm_2}{(Re_1 - Re_2) + j(Im_1 - Im_2)} \cdot Rsh. \quad (3.6)$$

Após algumas manipulações algébricas podem-se calcular as partes real e imaginária da impedância complexa Z como (3.7) e (3.8), respectivamente.

$$Re(Z) = \frac{Rsh}{(Re_1 - Re_2)^2 + (Im_1 - Im_2)^2} \cdot [Re_2(Re_1 - Re_2) + Im_2(Im_1 - Im_2)]. \quad (3.7)$$

$$Im(Z) = j \cdot \frac{Rsh}{(Re_1 - Re_2)^2 + (Im_1 - Im_2)^2} \cdot [Re_1 \cdot Im_2 - Re_2 \cdot Im_1]. \quad (3.8)$$

Da teoria de números complexos tem-se que o ângulo de fase e o módulo da impedância Z são dados por (3.9) e (3.10), respectivamente.

$$\angle Z = \tan^{-1} \left(\frac{Im(Z)}{Re(Z)} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{Re_1 \cdot Im_2 - Re_2 \cdot Im_1}{Re_2(Re_1 - Re_2) + Im_2(Im_1 - Im_2)} \right). \quad (3.9)$$

$$|Z| = \sqrt{Re(Z)^2 + Im(Z)^2} = Rsh \cdot \sqrt{\frac{Re_2^2 + Im_2^2}{(Re_1 - Re_2)^2 + (Im_1 - Im_2)^2}}. \quad (3.10)$$

Desta forma, para cada frequência do arquivo *config.txt*, tem-se um ponto no espectro de amplitudes ($|Z|$) e um ponto no espectro de fases ($\angle Z$), originários de uma matriz de dados para cada frequência no arquivo *dados.txt*. O resultado, com os dois espectros é salvo em outro arquivo texto, chamado *ZAbsFase.txt*.

Os dados de *ZAbsFase.txt* (um para cada varredura) podem, então, ser analisados e plotados conforme a necessidade no Matlab. Desses dados, também é possível a obtenção de outras informações como a indutância e capacitância estimadas e etc.

No restante deste capítulo, os espectros de amplitudes obtidos utilizando-se (3.4) (com cálculo de valores rms) ou (3.10) (com cálculo de DFT) serão comparados. Será observado que os resultados são os mesmos para os espectros de amplitudes, entretanto, os espectros de fase apenas podem ser obtidos através do cálculo da DFT, através de (3.9).

As varreduras realizadas no restante deste capítulo foram realizadas em elementos cujos valores e espectros são conhecidos. Desta forma se pode validar as medidas realizadas pelo equipamento e se pode determinar os limites de precisão do equipamento, uma vez que os cabos utilizados nas medições também possuem uma resposta em frequência e, nas altas frequências, eles influenciam nas medidas.

3.2 Varreduras de validação

3.2.1 Limites de medidas

Têm-se na Figura 3.3 os limites de medidas do equipamento. Têm-se em azul os limites superior (obtido com as pontas de prova em aberto) e inferior (obtido com as pontas de prova em curto) utilizando-se (3.10) (por DFT) e em vermelho os limites superior e inferior utilizando-se (3.4) (rms).

Basicamente, o limite superior é definido pela capacitância do cabo coaxial utilizado. Nota-se que acima de $100k\Omega$ ($10^5\Omega$), independentemente da capacitância do cabo, a corrente que circula pelo resistor shunt Rsh é tão baixa que a medida deve ser desconsiderada.

Já o limite inferior é definido pela resistência e indutância do cabo coaxial. Nota-se que abaixo de 10Ω ($10^1\Omega$), independentemente da indutância do cabo, a queda de tensão CH_2 é tão baixa que a medida deve ser desconsiderada.

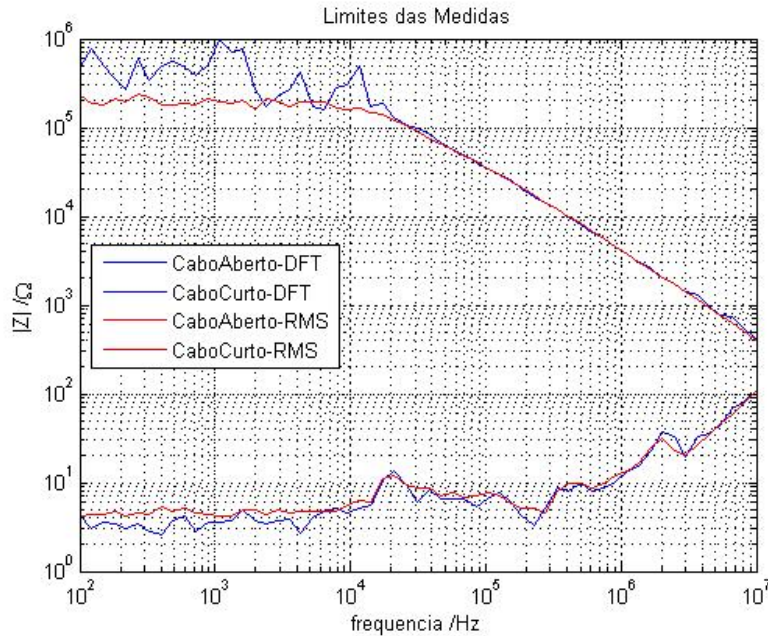


Figura 3.3: Limite de medidas imposto pelos cabos coaxiais

3.2.2 Varreduras em resistor

Têm-se na parte superior da Figura 3.4 quatro varreduras realizadas em um resistor de 330Ω . Têm-se em azul (em linha cheia e pontilhada) duas varreduras utilizando-se (3.10) (por DFT) e em vermelho (em linha cheia e pontilhada) outras duas varreduras utilizando-se (3.4) (rms). Nota-se que as quatro curvas estão, praticamente, sobrepostas, o que indica que tanto o método da equação (3.4) (rms) quanto o da equação (3.10) (por DFT) apresentam o mesmo resultado. Deve-se notar, também, o *datatip* indicando que, na frequência de 2385Hz , a impedância medida foi 334.6Ω , valor que está dentro da tolerância para este resistor de 330Ω .

Têm-se na parte inferior da Figura 3.4 a informação de fase das duas varreduras utilizando-se DFT, através de (3.9). Deve-se lembrar que apenas através da DFT se pode obter a informação de fase, logo apenas as duas curvas em azul (em linha cheia e pontilhada) são apresentadas. Nota-se o *datatip* indicando que, na frequência de 1316Hz , a fase da impedância medida foi aproximadamente 0° , que é o que se espera para um elemento predominantemente resistivo.

Nota-se que, a partir de 1MHz (10^6Hz), este resistor começa a apresentar um comportamento capacitivo. Isto pode ser influência da capacitância do cabo coaxial de medidas (notar as duas linhas pretas no canto superior direito, que representam o limite superior de medidas) ou pode ser a capacitância parasita (que existe em altas frequências, conforme já discutido na seção 2.2.3.2.1) deste resistor real.

3.2.3 Varreduras em capacitor

Têm-se na parte superior da Figura 3.5 quatro varreduras realizadas em um capacitor de 10nF . Têm-se em azul (em linha cheia e pontilhada) duas varreduras utilizando-se (3.10) (por DFT) e em vermelho (em linha cheia e pontilhada) outras duas varreduras utilizando-se (3.4) (rms). Nota-se que as quatro curvas estão, praticamente, sobrepostas, o que indica que tanto o método da equação (3.4) (rms) quanto o da equação (3.10) (por DFT) apresentam o mesmo resultado.

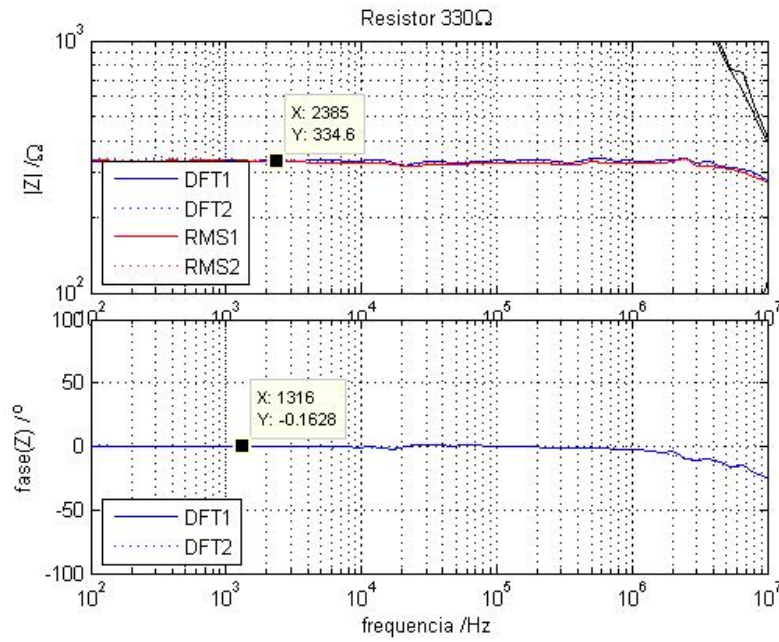


Figura 3.4: Varreduras realizadas em resistor de 330Ω

Nota-se um dos *datatips* indicando que, na frequência de 1956Hz, a impedância medida foi 7983Ω, que corresponde a uma capacitância de 10.19nF, nesta frequência. Nota-se, também, o outro *datatip* indicando que, na frequência de 1.031e5Hz, a impedância medida foi 152.9Ω, que corresponde a uma capacitância de 10.10nF, nesta frequência. Logo os valores na reta formada por estes pontos estão dentro da tolerância para este capacitor de 10nF.

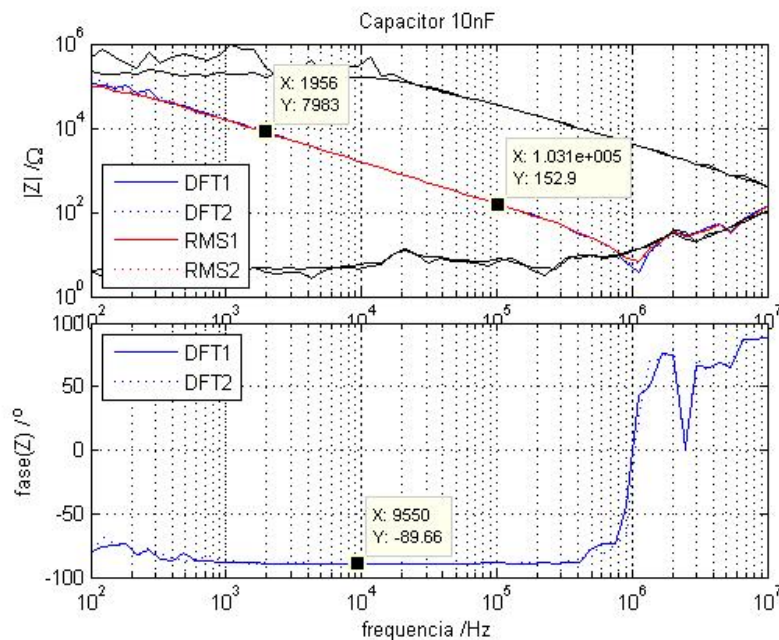


Figura 3.5: Varreduras realizadas em capacitor de 10nF

Têm-se na parte inferior da Figura 3.5 a informação de fase das duas varreduras utilizando-se DFT, através de (3.9). Deve-se lembrar que apenas através da DFT se pode obter a informação de fase, logo apenas as duas curvas em azul (em linha cheia e pontilhada) são apresentadas. Nota-se o *datatip* indicando que, na frequência de 9550Hz, a fase da impedância medida foi aproximadamente -90° , que é o que se espera para um elemento predominantemente capacitivo.

Nota-se que, a partir de 400kHz ($4 \cdot 10^5$ Hz), este capacitor começa a apresentar um comportamento indutivo. Isto pode ser influência da indutância do cabo coaxial de medidas (notar as duas linhas pretas no parte inferior do espectro de amplitudes, que representam o limite inferior de medidas) ou pode ser a indutância parasita (que existe em altas frequências) deste capacitor real.

3.2.4 Varreduras em arranjo RC

Têm-se na parte superior da Figura 3.6 quatro varreduras realizadas em um arranjo RC série com capacitor de $10nF$ e resistor de 330Ω . Têm-se em azul (em linha cheia e pontilhada) duas varreduras utilizando-se (3.10) (por DFT) e em vermelho (em linha cheia e pontilhada) outras duas varreduras utilizando-se (3.4) (rms). Nota-se que as quatro curvas estão, praticamente, sobrepostas, o que indica que tanto o método da equação (3.4) (rms) quanto o da equação (3.10) (por DFT) apresentam o mesmo resultado.

Nota-se o *datatip* na região em que a capacitância predomina sobre a resistência, indicando que, na frequência de 1079Hz, a impedância medida foi $1.422e4\Omega$, que corresponde a uma capacitância de $10.37nF$, nesta frequência. Nota-se, também, o outro *datatip* (na região em que a resistência predomina sobre a capacitância) indicando que, na frequência de $1.112e6$ Hz, a impedância medida foi 332.2Ω , nesta frequência.

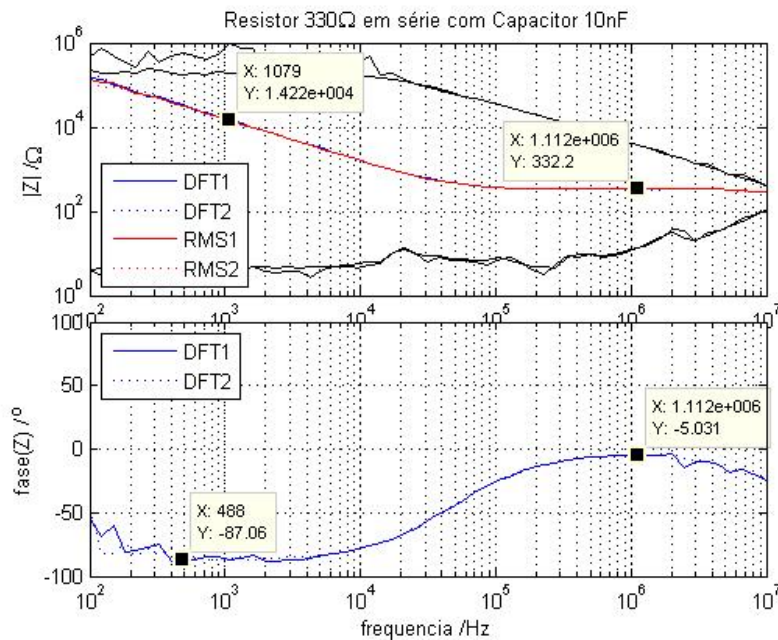


Figura 3.6: Varreduras realizadas em arranjo RC serie, com $C = 10nF$ e $R = 330\Omega$

Têm-se na parte inferior da Figura 3.6 a informação de fase das duas varreduras utilizando-se DFT, através de (3.9). Deve-se lembrar que apenas através da DFT se pode obter a informação de fase, logo apenas as duas curvas em azul (em linha cheia e pontilhada) são apresentadas. Nota-se o *datatip* na região em que a capacitância predomina sobre a resistência, indicando que, na frequência de 488Hz, a fase da impedância medida foi aproximadamente -90° , que é o que se espera para esta região predominantemente capacitiva. Nota-se, também, o *datatip* na região em que a resistência predomina sobre a capacitância, indicando que, na frequência de $1.112e6$ Hz, a fase da impedância medida foi aproximadamente 0° , que é o que se espera para esta região predominantemente resistiva.

Nota-se que, a partir de 2MHz ($2 \cdot 10^6$ Hz), este arranjo começa a apresentar um comportamento capacitivo novamente. Isto pode ser influência da capacitância do cabo coaxial de medidas (notar o limite superior de medidas) ou pode ser a capacitância parasita do resistor real utilizado no arranjo.

3.3 Conclusão do capítulo

- Foi feita uma descrição do equipamento desenvolvido para a varredura espectral. Para isto utilizou-se um sistema PicoScope e rotinas desenvolvidas em linguagem C (para injeção e aquisição de sinais) e Matlab (para obtenção dos espectros e análise dos mesmos).
- Duas metodologias para obtenção dos espectros foram desenvolvidas e comparadas entre si. Observou-se que, para a obtenção dos espectros de amplitudes, ambas as técnicas (por cálculo de valores RMS ou por cálculo de DFTs) apresentaram os mesmos resultados. Entretanto, para a obtenção dos espectros de fases, apenas a técnica por DFT pode ser utilizada. Logo, no decorrer deste trabalho apenas o método que utiliza a DFT será utilizado, exceto quando indicado em contrário.
- O equipamento desenvolvido foi validado através de varreduras em elementos cujos valores e espectros eram conhecidos. Os resultados obtidos foram de pleno acordo com os esperados.

Capítulo 4

Acoplamento para operação online

Este capítulo trata da forma de acoplamento entre o protótipo de injeção de sinais (que opera em alguns volts) e um gerador em funcionamento (que pode operar desde algumas centenas de volts até dezenas de milhares de volts). Será mostrado que existe um compromisso entre o nível de proteção para a eletrônica e a área útil do espectro resultante.

4.1 O acoplamento e o efeito de “sombra” no espectro

De forma a se proteger a eletrônica do equipamento de injeção de sinais, deve-se utilizar um sistema de acoplamento entre o gerador e a parte eletrônica. Entretanto, o acoplamento não pode interferir nos sinais de alta frequência a serem injetados. Logo, o acoplamento pode ser entendido como um filtro passa-altas, com alta impedância nas baixas frequências e baixa impedância nas altas frequências.

Um tipo simples de filtro passa-altas é um capacitor ligado em série entre o gerador e o analisador de impedâncias. Para se obter uma boa atenuação do sinal de alta tensão, um capacitor de baixo valor (que possui impedância mais alta, pois $X_c = 1/(2\pi fC)$) deve ser utilizado. Entretanto, como a impedância deste capacitor irá decair apenas 20db/década com a frequência, mesmo nas frequências mais altas esta impedância ainda poderá ser maior do que a impedância do gerador, resultando em uma “sombra” no espectro. Logo, sempre haverá um compromisso entre a atenuação da alta tensão na frequência fundamental e a região útil não “sombreada” do espectro.

A Figura 4.1 mostra o efeito do acoplamento e sua sombra sobre o espectro de impedâncias. Esta figura é resultado de uma simulação no Matlab com parâmetros de indutância, capacitância e resistência semelhantes aos obtidos nas varreduras no gerador de indução (a ser descrito no apêndice A). Na figura, têm-se L_w e C_w como, respectivamente, a indutância e a capacitância do enrolamento; C_c é a capacitância de acoplamento; f_w é a frequência de ressonância entre L_w e C_w ; e f_c é a frequência de ressonância entre L_w e C_c .

A curva em azul na Figura 4.1 representa o espectro de amplitudes do enrolamento sem acoplamento algum, enquanto que a curva em vermelho representa o espectro deste mesmo enrolamento com acoplamento capacitivo. Nota-se que a região das baixas frequências (abaixo de f_c) está completamente “sombreada” e a informação contida nesta região está perdida. E, devido à ressonância série entre L_w e C_w , mesmo algumas frequências acima de f_c também não irão apresentar informações úteis.

Uma forma de se obter mais vantagens do compromisso entre atenuação e área útil do espectro seria o uso de um capacitor de acoplamento de maior valor (que possui menor impedância, logo faria menor sombra no espectro) e melhorar a atenuação em baixas frequências com um indutor, como um filtro C-L-C do tipo T.

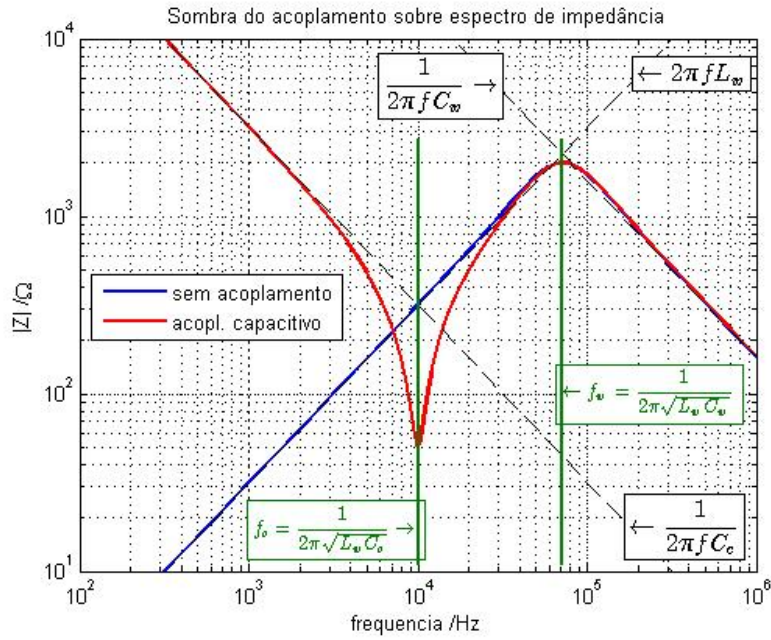


Figura 4.1: Efeito do acoplamento no espectro de impedâncias

4.2 Procedimento de cálculo do filtro de acoplamento

Para o cálculo dos elementos do filtro, uma estimativa dos valores da indutância (L_w) e capacitância (C_w) do enrolamento é necessária. Estes valores podem ser obtidos com uma varredura offline ou com um bom multímetro. Para se minimizar a sombra no espectro, a capacitância série total do acoplamento (C_c) deve ser muito maior do que a capacitância do enrolamento (C_w).

Figura 4.2 mostra uma comparação entre acoplamentos capacitivos com respeito ao efeito de sombra no espectro. Esta figura é resultado de uma simulação no Matlab com parâmetros de indutância ($L_w = 5mH$), capacitância ($C_w = 1nF$) e resistência de perdas ($R_w = 2k\Omega$) semelhantes aos obtidos em varreduras anteriores no gerador de indução (a ser descrito no apêndice A). Tem-se em azul o espectro de amplitudes para o enrolamento sem acoplamento.

Tem-se em verde, o espectro do mesmo enrolamento com acoplamento capacitivo $C_c = 500nF$. Nota-se que este é o acoplamento que apresenta a menor sombra no espectro. Entretanto, conforme será visto mais adiante, é também o acoplamento cuja atenuação da alta tensão é a menos eficiente.

As curvas em vermelho e em ciano apresentam, respectivamente, os espectros deste mesmo enrolamento com acoplamento capacitivo $C_c = 50nF$ e $C_c = 10nF$. Nota-se que quanto menor o capacitor de acoplamento, menor é a área útil do espectro. Entretanto, conforme será visto mais adiante, quanto menor o capacitor de acoplamento, mais eficiente será a atenuação da alta tensão. Figura 4.3 apresenta um zoom na região capacitiva da Figura 4.2; nota-se que o acoplamento C_c de $10nF$ (ciano), por ser apenas 10 vezes maior do que C_w , desloca o espectro resultante.

Uma boa relação entre C_c e C_w seria 50 vezes, tal qual equação (4.1). Isto implicaria em uma relação de frequências de ressonâncias tal qual equação (4.2), que representa quase uma década de separação entre f_c e f_w .

$$C_c \geq 50 \cdot C_w. \quad (4.1)$$

$$f_c \leq f_w / \sqrt{50}. \quad (4.2)$$

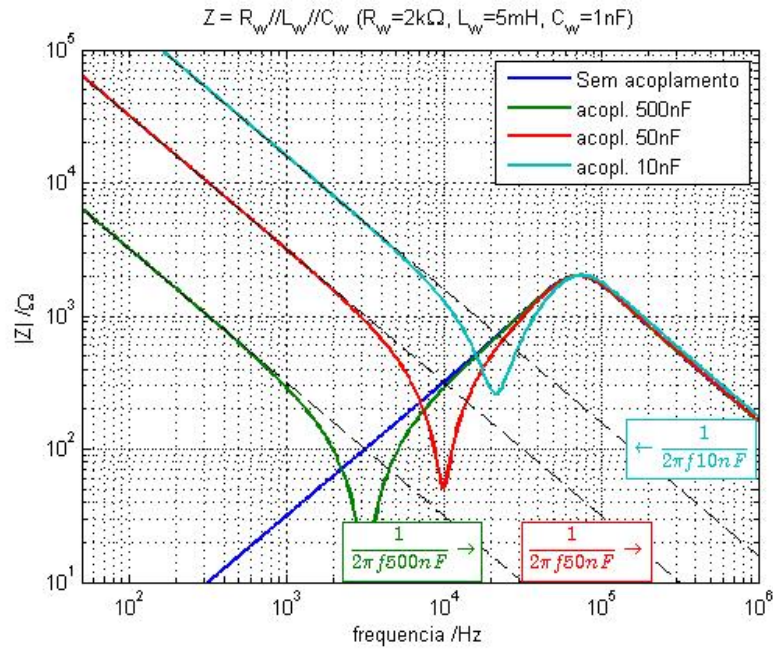


Figura 4.2: Comparação de filtros Capacitivos com respeito ao efeito sombra no espectro

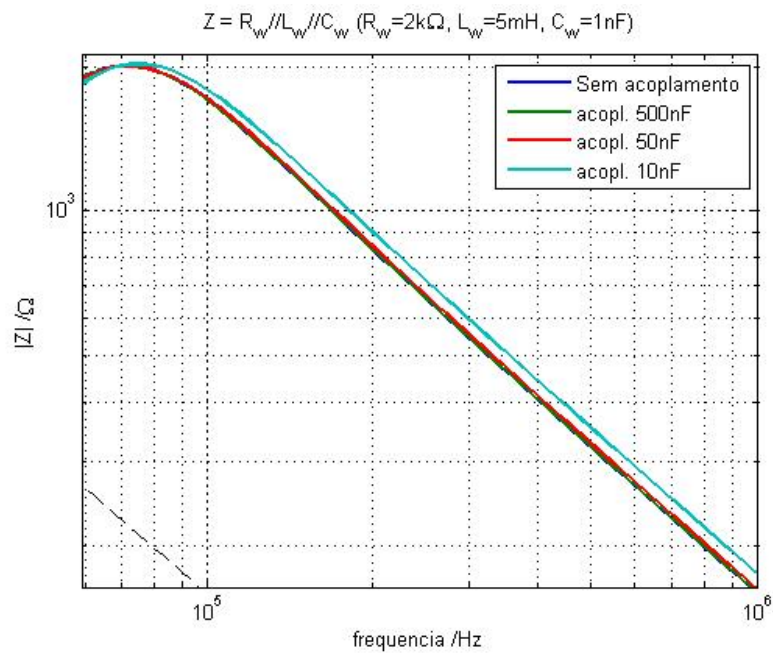


Figura 4.3: Comparação de filtros Capacitivos com respeito ao efeito sombra no espectro - zoom na região capacitiva

A atenuação causada por este capacitor de acoplamento pode ser calculada como (4.3), com base na Figura 4.4. Sendo s o operador de Laplace, v_i a alta tensão na frequência fundamental que se deseja atenuar e v_o a tensão após o acoplamento, na parte eletrônica. Z é a impedância do gerador. Nota-se que a atenuação da alta tensão depende não apenas do capacitor C_c , mas, também do resistor shunt (R_{sh}) utilizado nas medidas.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s}{s + \frac{1}{R_{sh} \cdot C_c}} \quad (4.3)$$

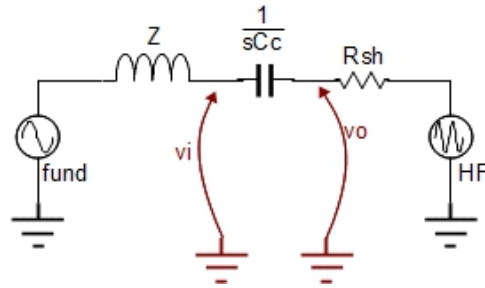


Figura 4.4: Acoplamento capacitivo

Tem-se na Figura 4.5 o gráfico da equação (4.3) para os mesmos valores de C_c da Figura 4.2. Nota-se que o acoplamento com $C_c = 500 \cdot C_w = 500nF$ (verde), apesar de ser o que apresenta a menor sombra na Figura 4.2, é o que apresenta a pior atenuação - apenas 0.155 em 50Hz. Isto representaria uma tensão v_o de $24.8V_{rms}$ (para $v_i = 160V_{rms}$), muito provavelmente, danificando a eletrônica do equipamento.

Para acoplamento com $C_c = 10 \cdot C_w = 10nF$ (ciano), que é um valor de capacitância abaixo do recomendado pela equação (4.1), a atenuação em 50Hz é $3.14 \cdot 10^{-3}$. Isto representaria uma tensão v_o de $500mV_{rms}$ (para $v_i = 160V_{rms}$), que seria uma tensão segura para a eletrônica, mas existiria sombra no espectro (ver Figuras 4.2 e 4.3).

Já para acoplamento com $C_c = 50 \cdot C_w = 50nF$ (vermelho), que é o mínimo recomendado pela equação (4.1) para se minimizar a sombra no espectro, a atenuação em 50Hz é $1.57 \cdot 10^{-2}$. Isto representaria uma tensão v_o de $2.51V_{rms}$ (para $v_i = 160V_{rms}$), que não seria muito segura para a eletrônica.

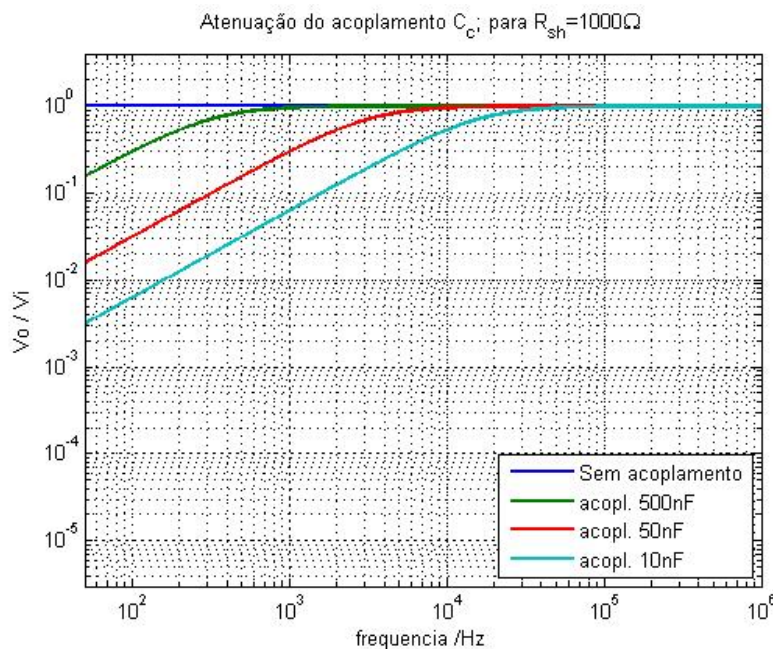


Figura 4.5: Comparação entre as atenuações dos acoplamentos capacitivos

Se a atenuação causada por C_c ainda não for segura para a parte eletrônica, a capacitância série total deve ser dividida em dois capacitores série de $2C_c$, cada (mantendo a capacitância série total em C_c) e, no ponto de conexão dos dois capacitores, um indutor deve ser inserido para a terra, tal qual Figura 4.6.

Nas altas frequências, quando a capacitância série total for menor do que a impedância do enrolamento, o indutor de acoplamento vai aparecer (de forma equivalente) em paralelo com a indutância do enrolamento. Logo, o valor do indutor de acoplamento deve ser escolhido muito maior

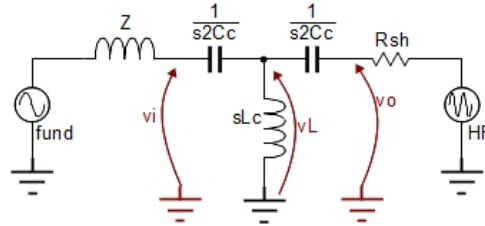


Figura 4.6: Acoplamento 2C-L-2C

do que a indutância do enrolamento, para garantir que a alta frequência injetada não se desvie para o indutor de acoplamento ao invés do enrolamento. Isto ocasiona um novo compromisso, pois uma menor indutância de acoplamento produz uma maior atenuação da alta tensão.

As figuras a seguir mostram o efeito de diferentes indutores de acoplamento L_c (10mH, 100mH, 500mH e 5H) na atenuação da alta tensão e na sombra no espectro de amplitudes. Nestas figuras, manteve-se a capacitância série total C_c como 50nF (portanto, foram utilizados 2 capacitores de 100nF).

Figura 4.7 mostra uma comparação entre acoplamentos 2C-L-2C com respeito ao efeito de sombra no espectro. Esta figura pode parecer um pouco poluída visualmente, mas o traçado das assíntotas é necessário para se entender o funcionamento de filtragem. Tem-se em azul o espectro de amplitudes para o enrolamento sem acoplamento.

Tem-se em verde, o espectro do mesmo enrolamento com acoplamento $2C_c - L_c - 2C_c$ sendo $C_c = 50nF$ e $L_c = 2H$ (ou seja, 100nF-2H-100nF). Tem-se em vermelho, o espectro com $L_c = 500mH$ (ou seja, 100nF-500mH-100nF). Tem-se em ciano, o espectro com $L_c = 100mH$ (ou seja, 100nF-100mH-100nF). Nota-se que a sombra destas 3 curvas é a mesma sobre o espectro (a diferença entre elas ocorre antes do espectro) e é a mesma sombra causada pelo acoplamento capacitivo com $C_c = 50nF$. Entretanto cada um destes indutores influenciará a atenuação da alta tensão de forma diferente, conforme será observado adiante na Figura 4.9.

Tem-se em roxo, o espectro com $L_c = 10mH$ (ou seja, 100nF-10mH-100nF). Nota-se que o indutor $L_c = 10mH$, por ser apenas 2 vezes maior do que L_w , encobre o espectro resultante com sua sombra. Isto é melhor visualizado na Figura 4.8.

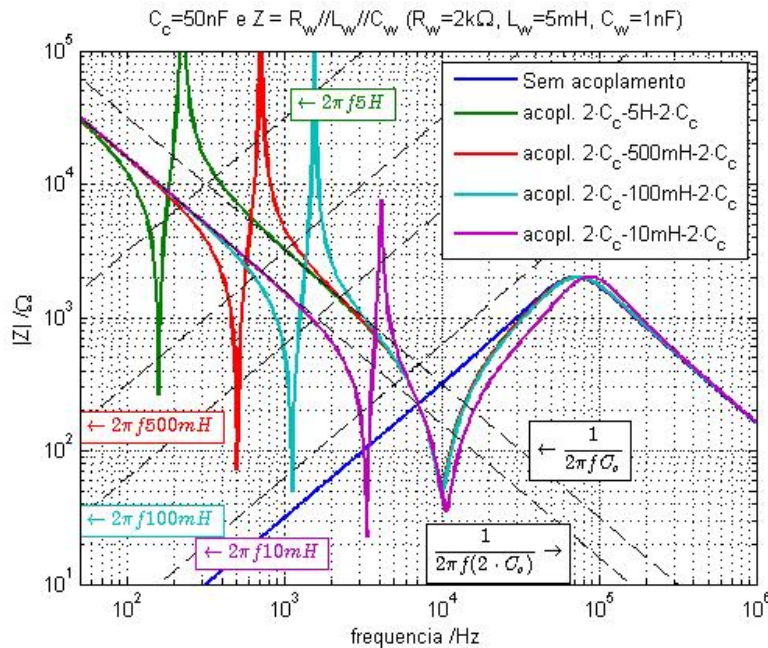


Figura 4.7: Comparação de filtros 2C-L-2C com respeito ao efeito sombra no espectro

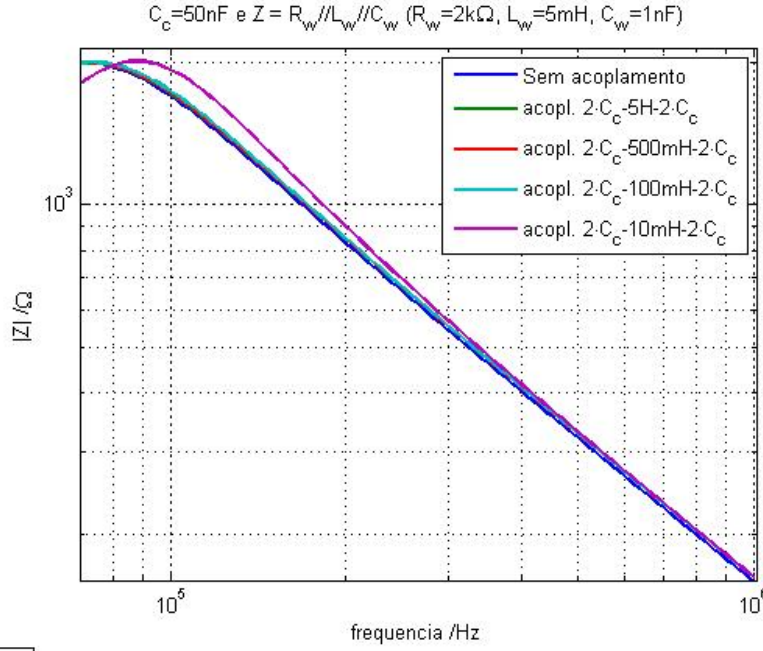


Figura 4.8: Comparação de filtros $2C-L-2C$ com respeito ao efeito sombra no espectro - zoom na região capacitiva

Para se evitar o desvio de corrente de alta frequência pela indutância de acoplamento, esta deveria ser 20 vezes maior do que a indutância do enrolamento, tal qual (4.4). A atenuação do filtro $2C-L-2C$ pode ser calculada como (4.5), com base na Figura 4.6.

$$L_c \geq 20 \cdot L_w. \quad (4.4)$$

$$\frac{Vo(s)}{Vi(s)} = \frac{s^3}{s^3 + s^2 \cdot \frac{1}{R_{sh} \cdot C_c} + s \cdot \frac{1}{2 \cdot L_c \cdot C_c} + \frac{1}{(2 \cdot R_{sh} \cdot C_c) \cdot (2 \cdot L_c \cdot C_c)}}. \quad (4.5)$$

Nota-se que, para L_c infinito, ou seja, um aberto, a equação (4.5) se resume à equação (4.3), da mesma forma que a Figura 4.6 resulta na Figura 4.4.

Tem-se na Figura 4.9 o gráfico da equação (4.5) para diversos valores de L_c da Figura 4.7. Nota-se que o acoplamento com $L_c = 1000 \cdot L_w = 5\text{H}$ (verde) apresenta atenuação de $1.72 \cdot 10^{-3}$ em 50Hz. Isto representaria uma tensão vo de 275mV_{rms} (para $vi = 160\text{V}_{rms}$).

O acoplamento com $L_c = 100 \cdot L_w = 500\text{mH}$ (vermelho) apresenta atenuação de $1.57 \cdot 10^{-4}$ em 50Hz. Isto representaria uma tensão vo de 25.12mV_{rms} (para $vi = 160\text{V}_{rms}$).

O acoplamento com $L_c = 20 \cdot L_w = 100\text{mH}$ (ciano), que é o sugerido em (4.4) para se evitar sombra no espectro de impedâncias, apresenta atenuação de $3.11 \cdot 10^{-5}$ em 50Hz. Isto representaria uma tensão vo de 4.98mV_{rms} (para $vi = 160\text{V}_{rms}$).

Já o acoplamento com $L_c = 2 \cdot L_w = 10\text{mH}$ (roxo), que é menor do que o sugerido em (4.4) para se evitar sombra no espectro de impedâncias, apresenta atenuação de $3.1 \cdot 10^{-6}$ em 50Hz. Isto representaria uma tensão vo de $496\mu\text{V}_{rms}$ (para $vi = 160\text{V}_{rms}$). Esta foi a atenuação mais baixa dentre as analisadas, entretanto, como se observa nas Figuras 4.7 e 4.8, esta indutância aumenta a sombra do acoplamento.

Da análise apresentada, se percebe que quanto menor o indutor L_c , melhor será a atenuação da alta tensão. Este indutor, porém, não pode ser menor do que 20 vezes a indutância estimada da máquina sob teste, L_w . Observou-se que, uma vez que a condição (4.4) seja satisfeita, o valor de L_c não melhora a sombra no espectro além da sombra para o acoplamento capacitivo C_c . Entretanto, altos valores de L_c podem prejudicar a atenuação.

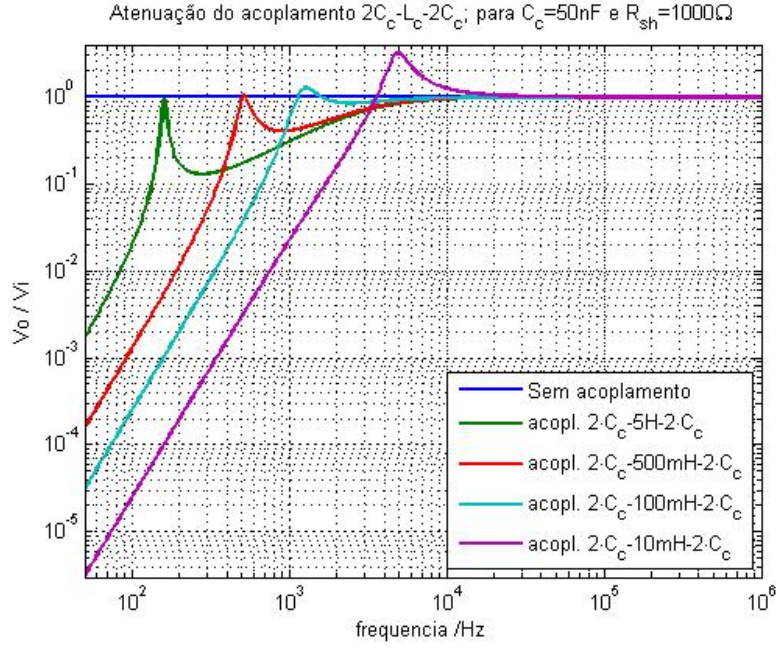


Figura 4.9: Comparação entre as atenuações dos acoplamentos $2C-L-2C$

A tensão no indutor de acoplamento é dada por (4.6):

$$\frac{V_L(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2 \cdot \left[s + \frac{1}{2 \cdot R_{sh} \cdot C_c} \right]}{s^3 + s^2 \cdot \frac{1}{R_{sh} \cdot C_c} + s \cdot \frac{1}{2 \cdot L_c \cdot C_c} + \frac{1}{(2 \cdot R_{sh} \cdot C_c) \cdot (2 \cdot L_c \cdot C_c)}}. \quad (4.6)$$

Tem-se na Figura 4.10 o gráfico da equação (4.6) para diversos valores de L_c da Figura 4.7. Tanto a equação (4.6) quanto a Figura 4.10 são úteis para se especificar os parâmetros de construção do indutor de acoplamento (tensão e corrente máximas permitidas). Nota-se que o acoplamento com $L_c = 5H$ (verde) apresenta atenuação de $5.48 \cdot 10^{-2}$ em 50Hz. Isto representaria uma tensão v_L de $8.76V_{rms}$ (para $v_i = 160V_{rms}$) e uma corrente $i_L = 5.58mA$ (para $X_L@50Hz = 2\pi \cdot 50 \cdot 5H = 1.57k\Omega$).

O acoplamento com $L_c = 500mH$ (vermelho) apresenta atenuação de $4.98 \cdot 10^{-3}$ em 50Hz. Isto representaria uma tensão v_L de $796.8mV_{rms}$ (para $v_i = 160V_{rms}$) e uma corrente $i_L = 5.07mA$ (para $X_L@50Hz = 2\pi \cdot 50 \cdot 500mH = 157\Omega$).

O acoplamento com $L_c = 100mH$ (ciano) apresenta atenuação de $9.89 \cdot 10^{-4}$ em 50Hz. Isto representaria uma tensão v_L de $158.2mV_{rms}$ (para $v_i = 160V_{rms}$) e uma corrente $i_L = 5.04mA$ (para $X_L@50Hz = 2\pi \cdot 50 \cdot 100mH = 31.42\Omega$).

O acoplamento com $L_c = 10mH$ (roxo) apresenta atenuação de $9.87 \cdot 10^{-5}$ em 50Hz. Isto representaria uma tensão v_L de $15.79mV_{rms}$ (para $v_i = 160V_{rms}$) e uma corrente $i_L = 5.03mA$ (para $X_L@50Hz = 2\pi \cdot 50 \cdot 10mH = 3.142\Omega$).

Deve-se ressaltar que as expressões (4.5) e (4.6) são válidas apenas quando os dois capacitores da Figura 4.6 têm valores idênticos e iguais a $2C_c$.

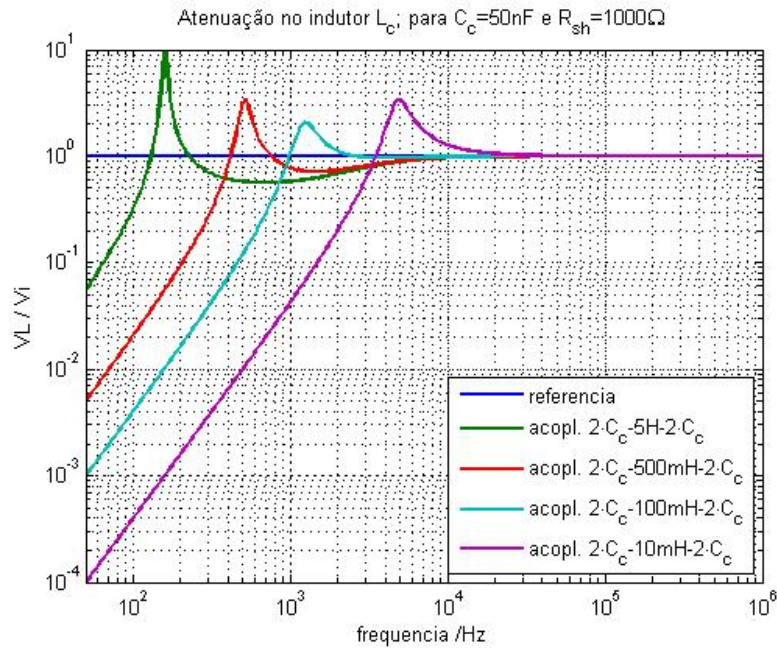


Figura 4.10: atenuação da tensão sobre o indutor, para 2C-L-2C

4.3 Teste de atenuação

Normalmente é muito fácil se obter a capacitância necessária para o acoplamento, tal como calculada em (4.1). Entretanto, a obtenção da indutância é mais complicada e, normalmente, se utiliza o indutor mais próximo do valor calculado que se tem disponível.

A Figura 4.11 mostra os indutores disponíveis no laboratório. Ao centro, tem-se um transformador 220V/110V, cujos enrolamentos podem ser utilizados como indutores. À esquerda, tem-se um indutor construído com 1300 espiras de fio 32AWG e núcleo de ar - sua indutância pode ser aumentada inserindo-se um núcleo de ferrite (mostrado na figura entre o indutor e o transformador). À direita, tem-se um indutor (não se tem informação sobre sua construção, apenas há uma inscrição: 2Ω) com núcleo de ar - sua indutância pode ser aumentada inserindo-se um núcleo de ferro (mostrado na figura entre o transformador e o indutor).



Figura 4.11: Indutores disponíveis no laboratório

Têm-se nas Figuras 4.12 até Figura 4.14 os resultados das varreduras nos indutores disponíveis

no laboratório. Na verdade, apenas as informações das Figuras 4.13 e 4.14 são úteis para a construção dos filtros de acoplamento, mas as duas primeiras são mostradas para se ter uma ideia de como os parâmetros destes indutores variam com a frequência. Nota-se na Figura 4.12, por exemplo, que a introdução dos núcleos de ferrite na bobina 32AWG não altera sua região capacitiva, apenas sua região indutiva. O mesmo se percebe com a introdução do núcleos de ferro na bobina 2Ω.

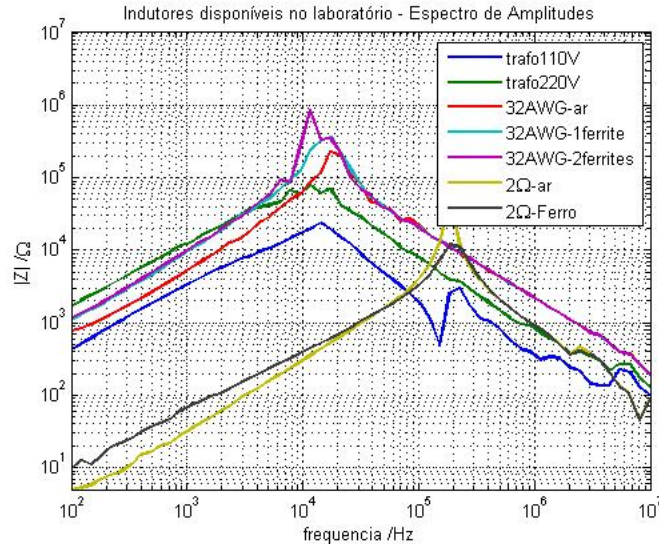


Figura 4.12: Espectros de amplitudes dos indutores disponíveis no laboratório

Figura 4.13 apresenta a estimativa das indutâncias do enrolamento 110V do transformador (azul), do enrolamento 220V do transformador (verde) e da bobina 32 AWG com núcleo de ar (vermelho), um núcleo de ferrite (o que aparece na Figura 4.11 - ciano) e dois núcleos de ferrite (o da Figura 4.11 com outro, de menor diâmetro, por dentro - roxo). Como as indutâncias do indutor 2Ω são muito menores do que as outras da Figura 4.13, estas serão plotadas na Figura 4.14.

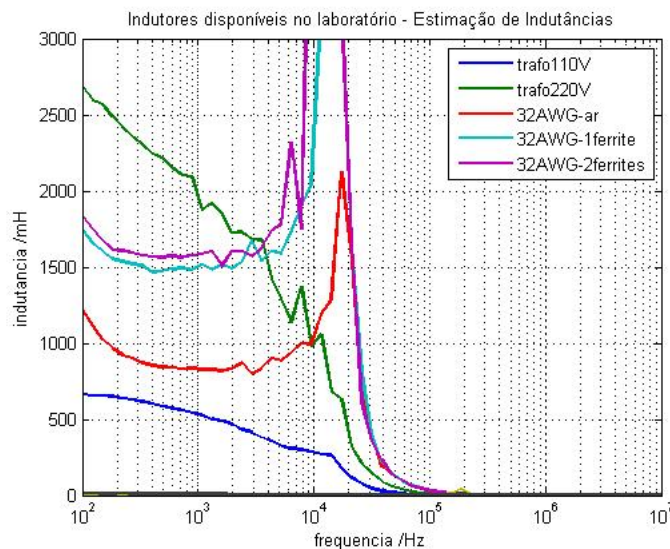


Figura 4.13: Estimativa das indutâncias dos indutores disponíveis no laboratório

Figura 4.14 apresenta um zoom na Figura 4.13, mostrando a estimativa das indutâncias da bobina 2Ω com núcleo de ar (amarelo) e um núcleo de ferro (o que aparece na Figura 4.11 - preto).

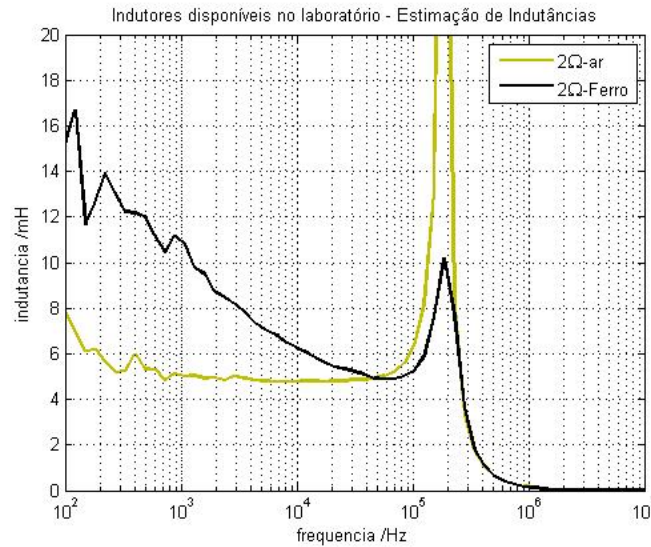


Figura 4.14: Estimativa das indutâncias dos indutores disponíveis no laboratório - zoom

Dos indutores disponíveis, os que mais se aproximaram dos 100mH necessários para o acoplamento foram: o enrolamento 110V do transformador (cuja indutância aproximada foi 500mH) e a bobina 32AWG sem ferrite (cuja indutância aproximada foi 800mH).

Com o osciloscópio de 4 canais, foram registradas as formas de onda antes do primeiro capacitor (alta tensão), sobre o indutor e após o segundo capacitor (baixa tensão, com resistor de carga) para os seguintes acoplamentos:

- na Figura 4.15, 100nF-500mH-100nF (trafo 110V);
- na Figura 4.16, 100nF-800mH-100nF (32AWG, sem ferrite);
- na Figura 4.17, 100nF-2.5H-100nF (trafo 220V).

Têm-se nas figuras em amarelo a tensão de entrada do acoplamento (alta tensão), em ciano a tensão sobre o indutor e, em roxo, a tensão na saída do acoplamento (lado da eletrônica). Nota-se que, para os acoplamentos 100nF-500mH-100nF (Figura 4.15) e 100nF-800mH-100nF (Figura 4.16), a tensão na fundamental foi atenuada de $190V_{pico}$ ($136V_{rms}$, em amarelo) para menos do que $1V_{pico}$ nos indutores (em azul) e para quase nada na saída (em roxo). Nota-se, porém, que existe uma tensão na 21ª harmônica de cerca de $1V_{pico}$ na saída do acoplamento.

Deve-se ressaltar que esta tensão na 21ª harmônica já está presente na tensão de entrada, conforme se observa bem nas cristas e vales da onda em amarelo. Esta tensão pode ser resultado de uma pulsação no torque da máquina primária (que é alimentada por inversor de frequência) ou por aspectos construtivos do gerador de indução. No caso do acoplamento 100nF-2.5H-100nF (Figura 4.17), nota-se que, além da 21ª harmônica, também existe uma tensão na 3ª harmônica.

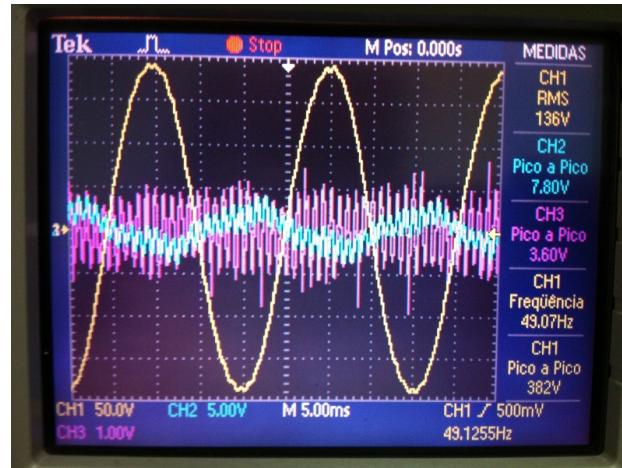


Figura 4.15: Teste de atenuação com acoplamento $100nF$ - $500mH$ - $100nF$

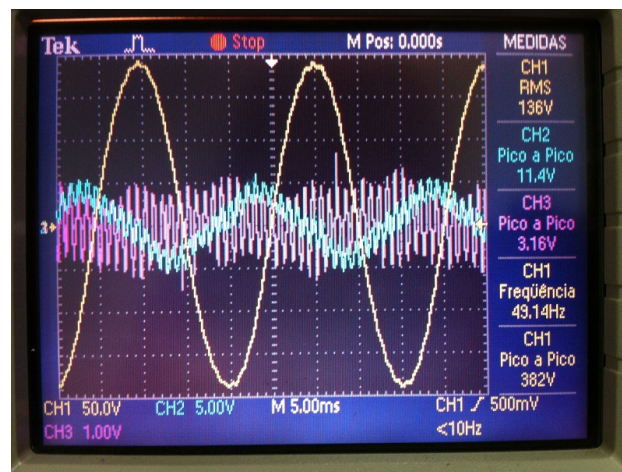


Figura 4.16: Teste de atenuação com acoplamento $100nF$ - $800mH$ - $100nF$

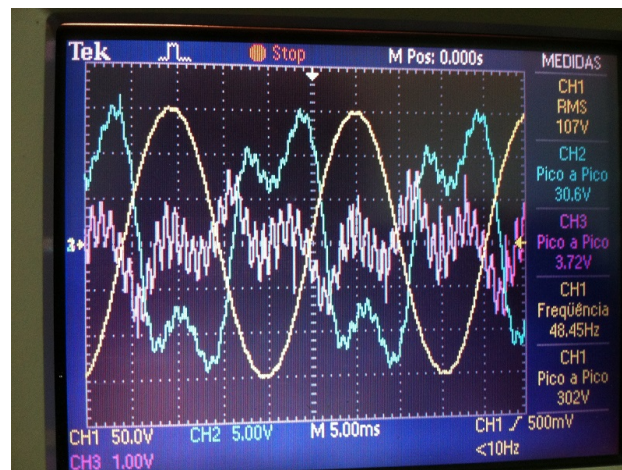


Figura 4.17: Teste de atenuação com acoplamento $100nF$ - $2.5H$ - $100nF$

Tem-se na Figura 4.18 o gráfico da equação (4.5) para os acoplamentos testados. Nota-se que a 3ª harmônica é bem mais atenuada quando $L_c = 800mH/500mH$ do que quando se usa $L_c = 2.5H$. Já no caso da 21ª, o indutor deveria ser menor.

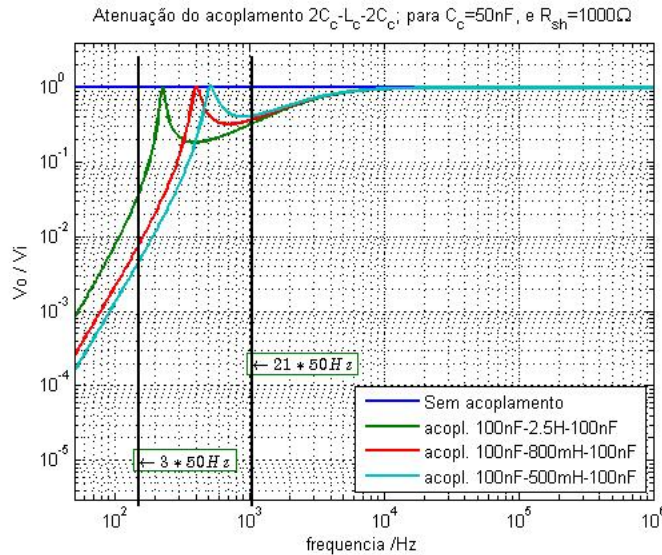


Figura 4.18: Comparação entre as atenuações dos acoplamentos $2C_c-L_c-2C_c$ para os indutores $2.5H$, $800mH$ e $500mH$

Nota-se, portanto, que não há outra alternativa senão diminuir o valor da capacitância de acoplamento para melhorar a atenuação na 21^a harmônica (mas, em contra partida, aumentando a área de sombra no espectro de impedâncias). Deve-se ressaltar que isso não seria necessário caso a 21^a harmônica não estivesse presente na tensão de saída do gerador (nota-se que não existe fundamental no sinal em roxo em Figura 4.15 e em Figura 4.16).

A capacitância de acoplamento foi diminuída para $12nF$ (que é a capacitância série total, ou seja, têm-se como acoplamento de $25nF - L_c - 25nF$).

Têm-se em Figura 4.19 e Figura 4.20 os testes de atenuação para $C_c = 12nF$. Comparando-se Figura 4.19 com Figura 4.16 (ambas com $L_c = 800mH$), nota-se que a 21^a harmônica caiu para cerca da metade da amplitude original. A mesma consideração pode ser feita com relação a uma comparação entre Figura 4.20 e Figura 4.15 (ambas com $L_c = 500mH$).

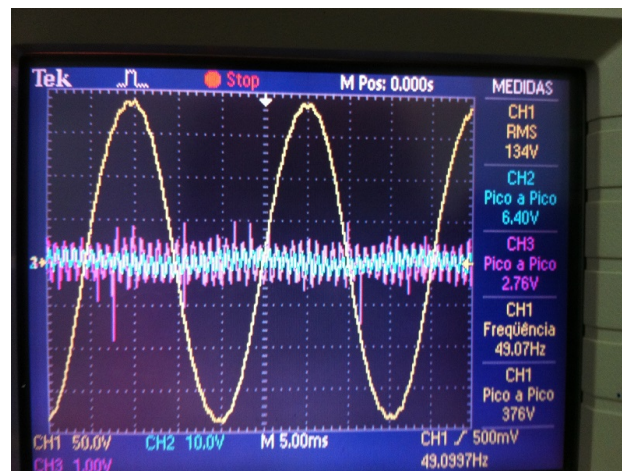


Figura 4.19: Teste de atenuação com acoplamento $25nF-800mH-25nF$



Figura 4.20: Teste de atenuação com acoplamento 25nF-500mH-25nF

Tem-se na Figura 4.21, em azul, a tensão na entrada do acoplamento (para o inversor da máquina primária em 50Hz) e, em vermelho, a tensão medida na saída analógica do PicoScope. Na condição registrada na Figura 4.21, o PicoScope estava programado para gerar uma onda senoidal com 1V de amplitude e 1kHz de frequência. Nota-se que, mesmo com $136V_{rms}$ (190V de pico) na entrada do acoplamento, a tensão da saída analógica do PicoScope foi mantida (sem que fosse levada a variar com a onda em 50Hz). Isto demonstra que o circuito de acoplamento está protegendo corretamente a saída do PicoScope.

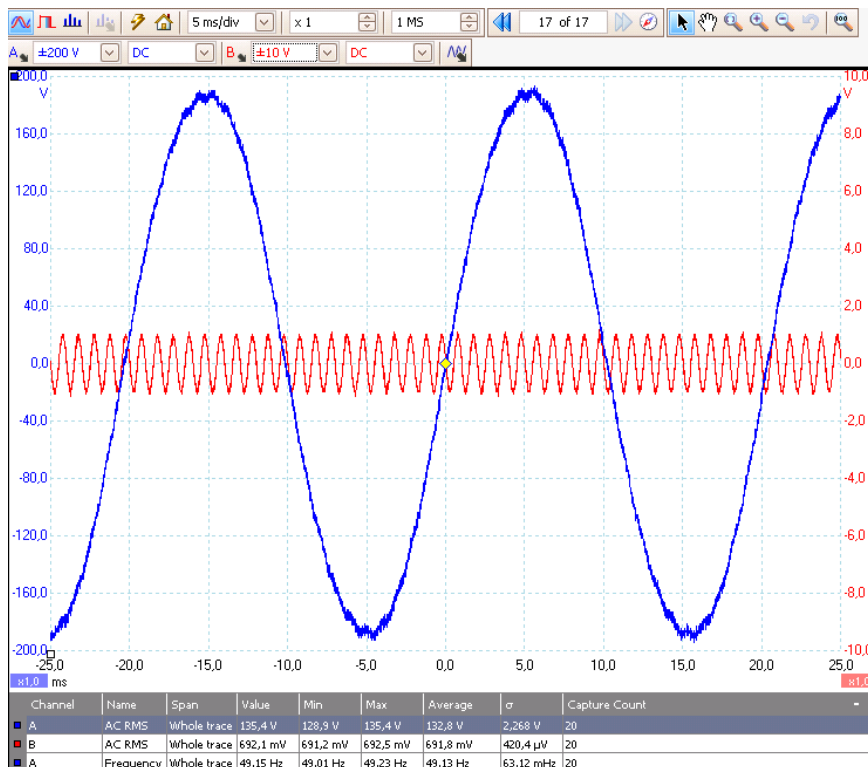


Figura 4.21: Verificação da tensão na saída de u1 com acoplamento 25nF-800mH-25nF

Dado que a Figura 4.21 assegura que o PicoScope estará protegido durante os testes (ao menos para até $136V_{rms}$ na entrada do acoplamento), foram feitas várias varreduras online na fase A do gerador de indução. Estas varreduras foram realizadas em 10Hz, 20Hz, 30Hz, 40Hz e 50Hz.

Tem-se na Figura 4.22 uma sobreposição dos espectros online de amplitudes para diversas frequências de rotação da máquina primária, sendo que a curva em azul é a varredura offline (com

máquina parada). Nota-se que todos os espectros se sobrepõem na região útil do espectro. As regiões de maior discrepância são as próximas à alguma ressonância (série ou paralelo).

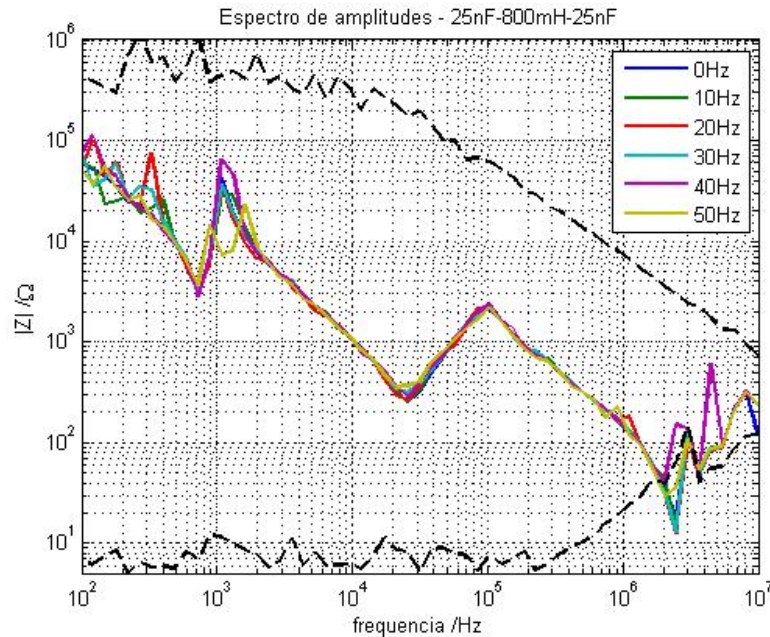


Figura 4.22: Sobreposição de espectros online de amplitudes para diversas frequências da máquina primária - acoplamento 25nF-800mH-25nF

4.4 Conclusão do capítulo

- Identificou-se que o maior obstáculo para a operação online da técnica de FRA está relacionado ao acoplamento elétrico entre o gerador (que opera de centenas até milhares de volts) e o equipamento de medidas (que opera em poucos volts).
- Identificou-se que o circuito de acoplamento produz uma “sombra” sobre o espectro obtido. Foi observado que existe um compromisso entre a atenuação do sinal do gerador (de forma a não danificar a eletrônica do equipamento de medição) e a área útil “não sombreada” obtida no espectro.
- Foi proposto o uso de um filtro C-L-C (em T) como circuito de acoplamento. Foi demonstrado que este tipo de acoplamento melhora a atenuação (quando comparado a um acoplamento capacitivo) e, ao mesmo tempo, mantém a “sombra” no espectro em um nível aceitável. Um procedimento de cálculo para os parâmetros deste filtro foi apresentado.

Capítulo 5

Resultados Experimentais - Offline e Online

Este capítulo mostra os resultados experimentais obtidos com o protótipo e acoplamento desenvolvidos nos capítulos 3 e 4. Foram realizados ensaios (offline e online) em dois geradores diferentes, ambos de baixa potencia. Têm-se na seção 5.1 os ensaios realizados em um gerador de indução e na seção 5.2 os ensaios realizados em um gerador síncrono de pólos lisos.

5.1 Ensaios no gerador de indução

Antes de se iniciar os testes, propriamente ditos, deve-se quantificar cada tap em relação ao enrolamento total. Isto foi feito através da relação entre a queda de tensão nestes taps e a tensão total fase-neutro da fase A (aonde os taps estão inseridos). As tensões foram medidas com máquina primária em 50Hz, com banco delta de 3kVar e acoplamento 25nF-800mH-25nF na fase A.

Têm-se nas Tabelas 5.1 e 5.2 os percentuais de contribuição de cada tap para se quantificar curtos entre espiras.

Tabela 5.1: *Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de indução para curto entre espiras - medidas entre cada tap, um a um*

taps	Queda de tensão $/V_{RMS}$	% do total V_{A2-A1}
A2-A1	137	100%
tap1-tap2	7.3	5%
tap2-tap3	7.3	5%
tap3-tap4	7.9	6%
tap4-tap5	7.8	6%
tap5-tap6	8.4	6%
tap6-tap7	7.8	6%
tap7-tap8	7.3	5%
tap8-tap9	7.95	6%

Tabela 5.2: Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de indução para curto entre espiras - medidas entre tap1 e os outros taps

taps	Queda de tensão $/V_{RMS}$	% do total V_{A2-A1}
tap1-tap2	7.3	5%
tap1-tap3	14.7	11%
tap1-tap4	22.7	17%
tap1-tap5	30.4	22%
tap1-tap6	38.8	28%
tap1-tap7	46.4	34%
tap1-tap8	53.5	39%
tap1-tap9	62.4	46%

Têm-se na Tabela 5.3 os percentuais de contribuição de cada tap para se quantificar curtos para a carcaça.

Tabela 5.3: Percentual de contribuição dos taps da faseA do gerador de indução para curto para a carcaça

taps	Queda de tensão $/V_{RMS}$	% do total V_{A2-A1}
tap1-A1	69	50%
tap1-A2	69	50%
tap2-A1	76	55%
tap2-A2	62	45%
tap3-A1	84	61%
tap3-A2	54	39%
tap4-A1	92	67%
tap4-A2	46	34%
tap5-A1	100	73%
tap5-A2	38	28%
tap6-A1	108	79%
tap6-A2	30	22%
tap7-A1	116	85%
tap7-A2	22	16%
tap8-A1	123	90%
tap8-A2	15	11%
tap9-A1	132	96%
tap9-A2	7	5%

Nos testes mostrados a seguir, a estrela é aterrada nos terminais A1-B1-C1 e alta frequência é injetada no terminal A2 através do sistema de acoplamento descrito anteriormente (placas com ampOps e filtro 25nF-800mH-25nF). Serão simulados defeitos entre espiras através da inserção de capacitores entre um determinado número de taps e defeitos para a carcaça através da inserção de capacitores de um determinado tap para o GND. Os diferentes capacitores simulam uma deterioração progressiva do isolamento, do baseline até um curto franco, com estágios intermediários dados pelo aumento da capacitância parasita.

Para cada uma das falhas mostradas, serão realizadas varreduras offline e online. O objetivo das varreduras offline é apenas ter uma referência em termos de sensibilidade da técnica. Logo, se determinado defeito já não responde offline, este não responderá online.

Inicialmente serão mostrados defeitos inseridos entre taps que representam grande porcentagem do enrolamento total. Isto é feito de forma a se melhor visualizar o mecanismo de falha.

Para cada teste, são tomadas quatro varreduras de cada condição. Isto é necessário para fins estatísticos, de forma que a variabilidade normal das medições não induza a conclusões errôneas.

5.1.1 Detecção offline de falhas entre o tap 1 e a carcaça

Tem-se na Figura 5.1 varreduras offline entre os terminais A2 e GND, para defeitos inseridos entre o tap 1 e a carcaça e, na Figura 5.2, um zoom em torno do pico de ressonância, para melhor visualização. Têm-se, em azul, quatro medidas de baseline e, em roxo, quatro medidas com curto franco entre o tap 1 e a carcaça (que seria a pior condição, para este teste, em específico).

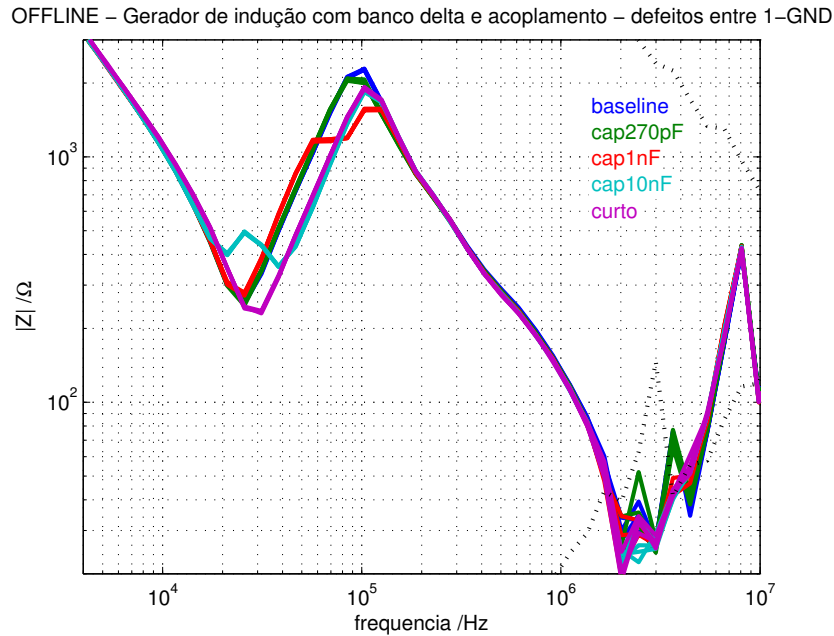


Figura 5.1: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (offline com banco delta e com acoplamento)

A progressão de defeitos (em ordem crescente de severidade) é realizada com a inserção dos seguintes capacitores entre o tap 1 e a carcaça:

- 270pF, quatro medidas em verde;
- 1nF, quatro medidas em vermelho;
- 10nF, quatro medidas em ciano.

Observa-se que quanto mais incipiente a falha (baixas capacitâncias), o desvio do baseline (azul) para o curto (roxo) ocorre numa frequência mais alta do espectro. À medida que o defeito vai se agravando (capacitâncias vão aumentando), o desvio começa a ocorrer em frequências progressivamente mais baixas.

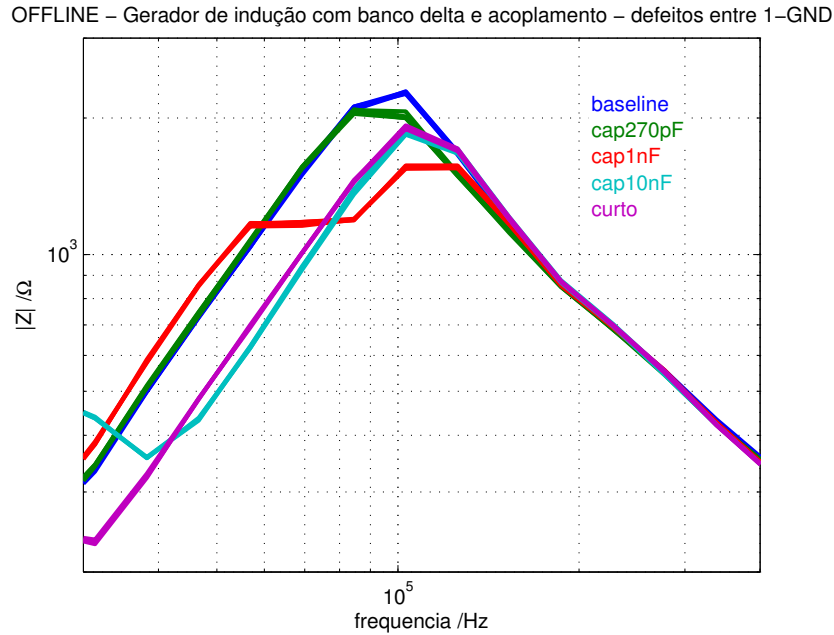


Figura 5.2: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (offline com banco delta e com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância

De acordo com a Tabela 5.3, um curto entre o tap 1 e o GND representaria uma perda de 50% do enrolamento da fase A. Esta é uma condição exagerada, mas é de fácil visualização no espectro. Quando os defeitos são mais sutis, estes podem passar despercebidos pelo analista. Deve-se, portanto encontrar uma forma mais fácil para o analista detectar uma falha, sem precisar recorrer a varrer com zooms todo o espectro.

Uma maneira seria o cálculo da variação de cada medida em relação ao baseline. Tem-se na Figura 5.3 a variação dos espectros de amplitude, em dB, tomando-se a média dos baselines como referência. Especificamente para esta figura, utilizou-se a média das quatro únicas medidas de baseline. Poderiam, também, ser tomadas a média das cinco (ou mais) primeiras medidas de baseline como referência e, a seguir, seriam calculadas as variações para as medidas subsequentes, tal qual equação (5.1):

$$var_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{Medida}{BaselineMedio} \right). \quad (5.1)$$

Nota-se na Figura 5.3 que as quatro primeiras medidas (baseline) estão bem próximas de 0dB. Entre as medidas 5 a 8 (com capacitor de 270pF entre tap1 e a carcaça), nota-se uma pequena depressão na superfície em torno de -1dB. Conforme a severidade do defeito vai aumentando (medidas 9 a 12: 1nF, medidas 13 a 16: 10nF e medidas 17 a 20: curto), a área da depressão vai aumentando e o valor da variação vai aumentando.

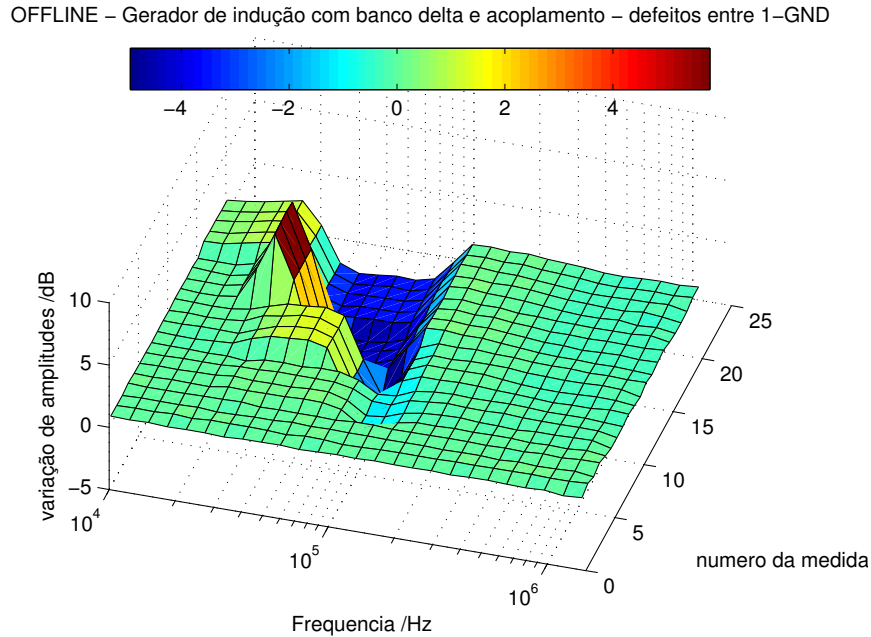


Figura 5.3: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (offline com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes 3D

Nota-se que uma boa análise da Figura 5.3 requer que o analista varie a rotação da figura sobre seus eixos - o que tornaria o processo de análise mais trabalhoso. Uma forma de visualização mais simplificada para o analista (e, ao mesmo tempo, mais informativa) seria a visualização apenas da vista superior, ou seja, do plano XY (frequência pelo número da medida). A informação da variação em dB vem do código de cores da barra lateral. Este tipo de visualização é mostrada na Figura 5.4.

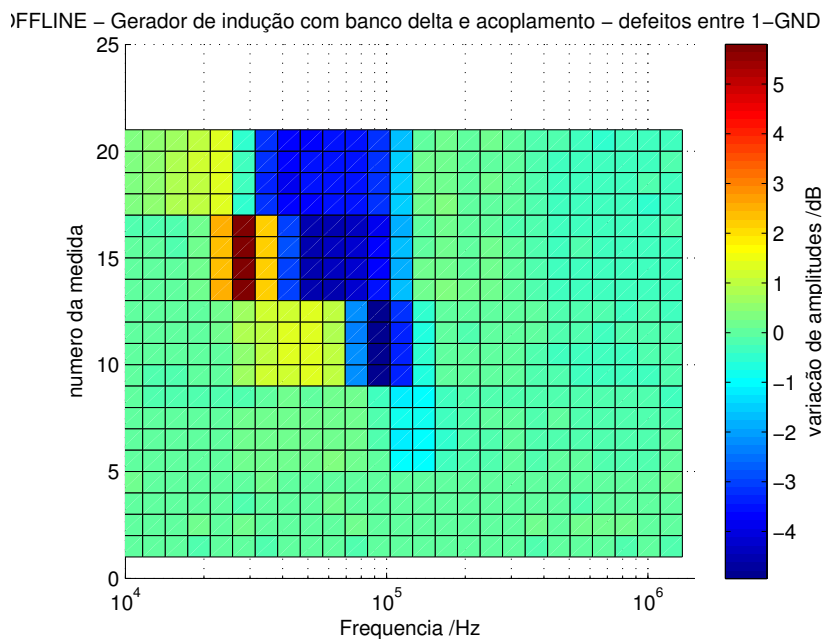


Figura 5.4: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (offline com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY

5.1.2 Detecção online de falhas entre o tap 1 e a carcaça

Tem-se na Figura 5.5 varreduras online entre os terminais A2 e GND, para defeitos inseridos entre o tap 1 e a carcaça e, na Figura 5.6, um zoom em torno do pico de ressonância, para melhor visualização. Têm-se, em azul, quatro medidas de baseline. Para o caso online, não foram realizadas as medidas com curto inserido, dado que isto ocasionaria uma alta corrente e possível dano permanente ao isolamento.

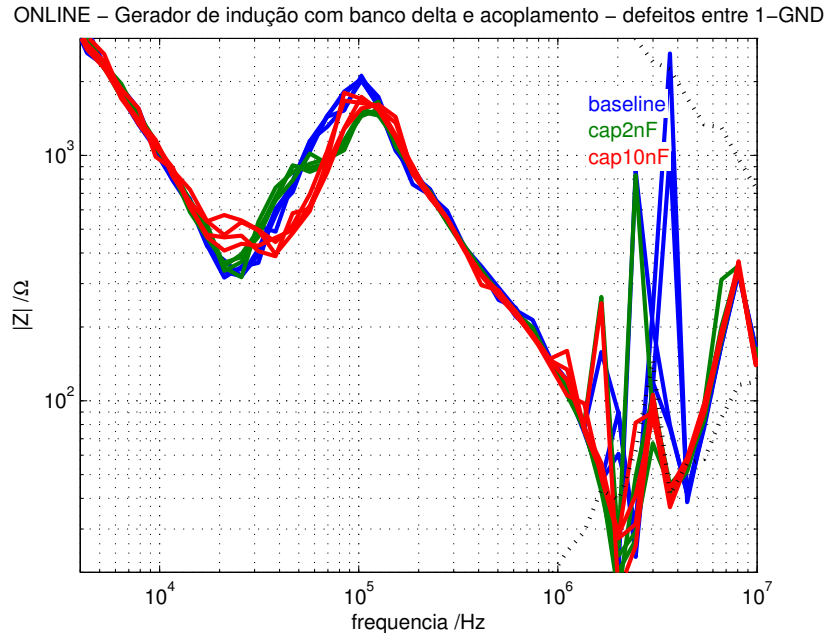


Figura 5.5: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento)

A progressão de defeitos (em ordem crescente de severidade) é realizada com a inserção dos seguintes capacitores entre o tap 1 e a carcaça:

- 2nF, quatro medidas em verde;
- 10nF, quatro medidas em vermelho.

Deve-se ressaltar que, conforme Tabela 5.3, a queda de tensão entre o tap 1 e o terminal A1 (ligado ao GND) é $69V_{RMS}$, logo os capacitores a serem inseridos devem suportar esta tensão. Portanto este teste teve de ser realizado com os capacitores de poliéster disponíveis no laboratório apenas nos valores citados acima (na verdade a capacitância de 2nF foi obtida com a associação série de 4 capacitores de 10nF).

A primeira observação que faz é que as medidas online são mais ruidosas do que as offline: comparar Figura 5.5 com Figura 5.1 e, também, Figura 5.6 com Figura 5.2. Isto pode estar relacionado com a influência da posição do rotor (que está girando no caso online), mas também com interferência eletromagnética no sistema de aquisição de dados como um todo (incluindo aí o PicoScope, as placas com ampOps, o filtro de acoplamento e os cabos coaxiais). Apesar dos ruídos, nota-se a coerência entre Figura 5.5 com Figura 5.1 e, também, entre Figura 5.6 com Figura 5.2.

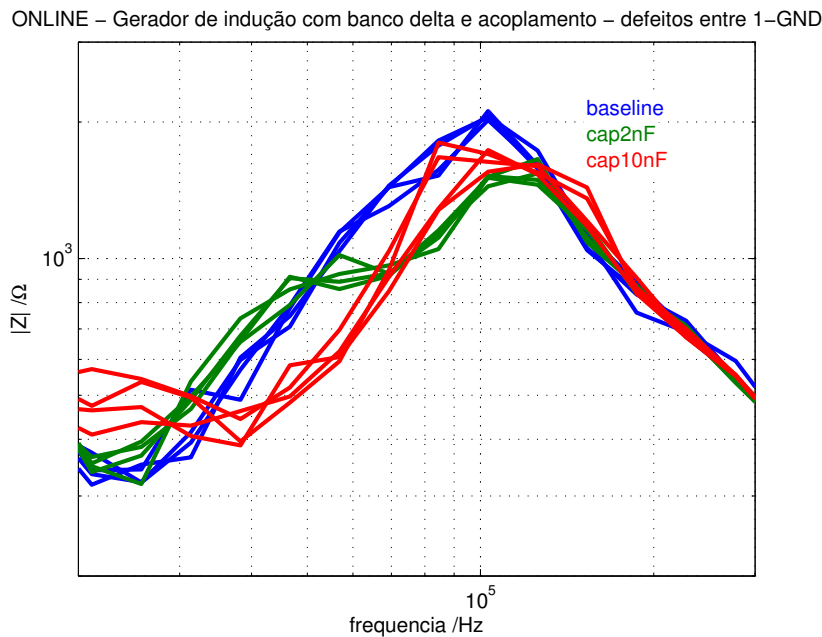


Figura 5.6: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância

As medições mais ruidosas se refletem numa maior variabilidade nos espectros e isto resulta em maior dificuldade na identificação dos defeitos. A Figura 5.7 mostra a variação de amplitudes no plano XY.

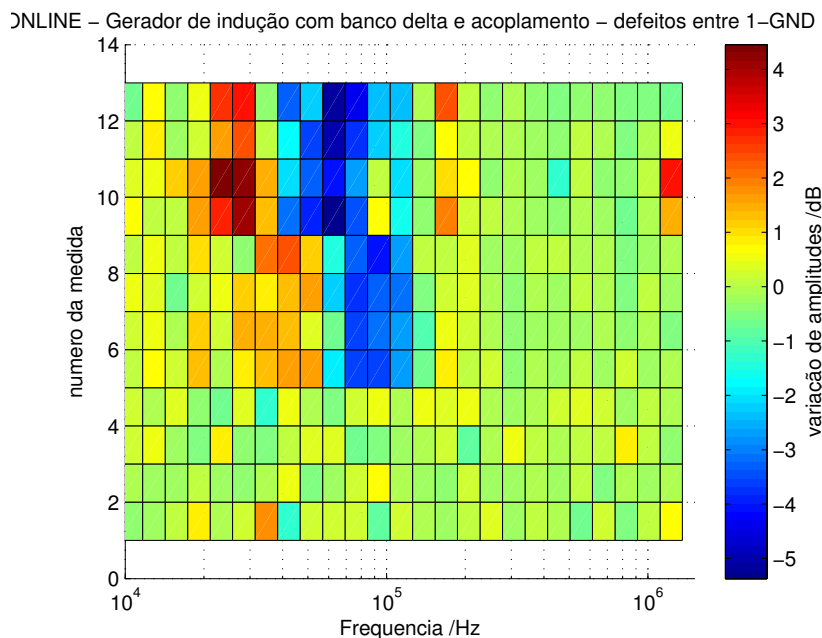


Figura 5.7: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY

Uma solução para se extrair mais informação das medidas na presença de ruídos é a extração das médias de cada uma das quatro medidas mostradas na Figura 5.5. A Figura 5.8 apresenta os espectros de amplitude das médias das medidas. Comparando-se a Figura 5.8 com a Figura 5.5, nota-se que os ruídos foram grandemente suprimidos.

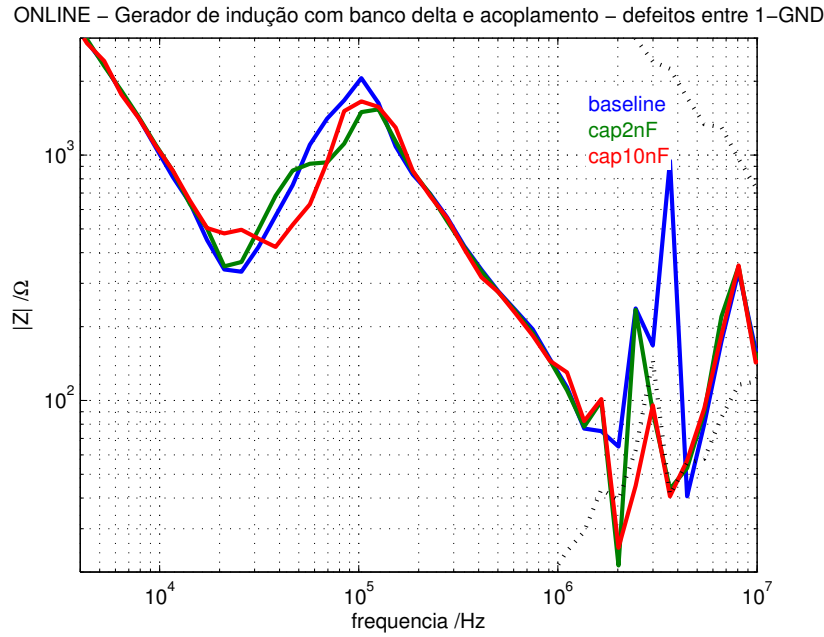


Figura 5.8: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento) - com médias das medidas

A Figura 5.9 mostra a variação de amplitudes no plano XY das médias das medidas. Nesta figura, cada grupo de medidas em uma dada condição de defeito foi chamada de “dia”. Desta forma, tem-se a seguinte correspondência:

- medidas 1 a 4 - dia 1: baseline;
- medidas 5 a 8 - dia 2: capacitor 2nF entre tap 1 e a carcaça;
- medidas 9 a 12 - dia 3: capacitor 10nF entre tap 1 e a carcaça.

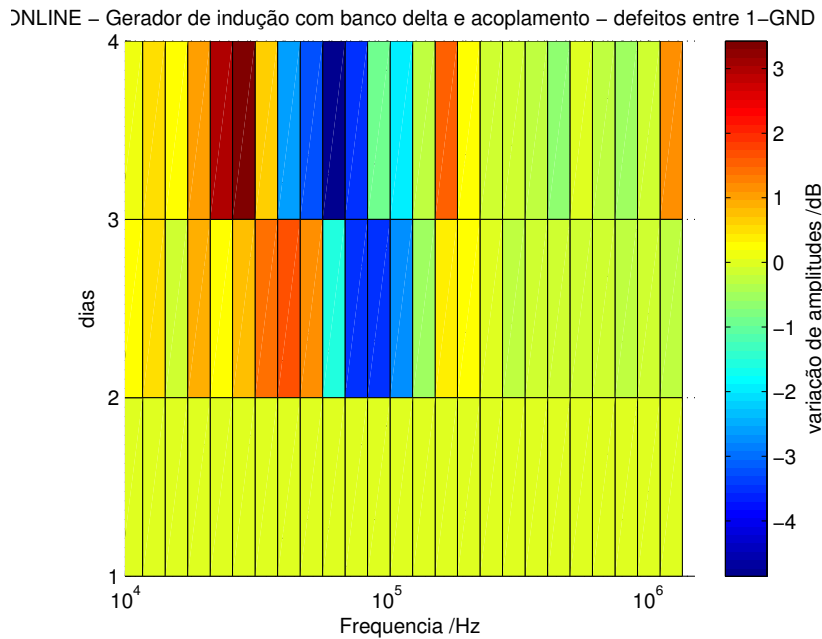


Figura 5.9: Detecção precoce de defeitos entre o tap 1 e a carcaça (online com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY - com médias das medidas

Da mesma forma que no caso offline, observa-se que quanto mais incipiente a falha (baixas capacitâncias), o desvio do baseline ocorre numa frequência mais alta do espectro. À medida que o defeito vai se agravando (capacitâncias vão aumentando), o desvio começa a ocorrer em frequências progressivamente mais baixas.

5.1.3 Detecção offline de falhas entre os taps 1 e 5

Tem-se na Figura 5.10 varreduras offline entre os terminais A2 e GND, para defeitos inseridos entre os taps 1 e 5 e, na Figura 5.11, um zoom em torno do pico de ressonância, para melhor visualização. De acordo com a Tabela 5.2, um curto entre estes taps representaria 22% do enrolamento da fase A. Têm-se, em azul, quatro medidas de baseline e, em amarelo, quatro medidas com curto franco entre os taps 1 e 5 (que seria a pior condição, para este teste, em específico).

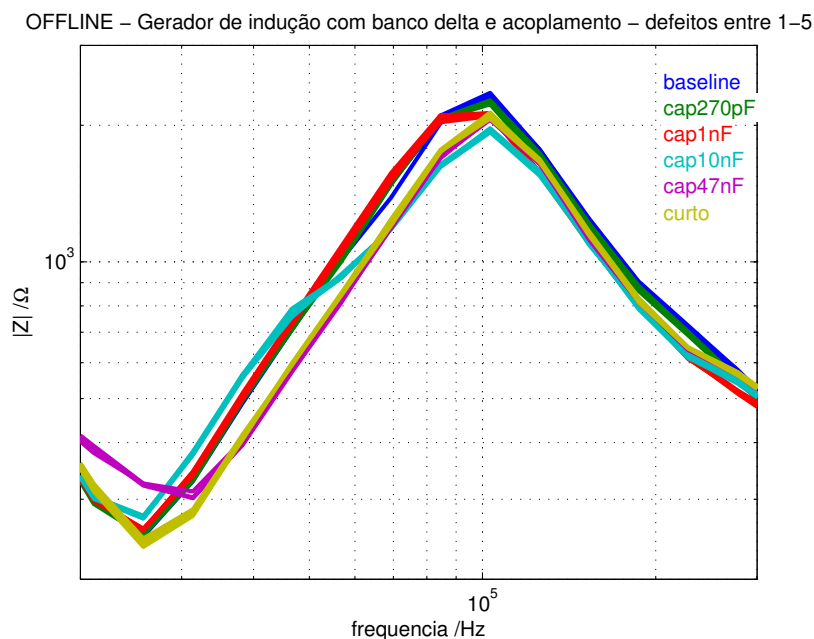


Figura 5.10: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (offline com banco delta e com acoplamento)

A progressão de defeitos (em ordem crescente de severidade) é realizada com a inserção dos seguintes capacitores entre os taps 1 e 5:

- 270pF, quatro medidas em verde;
- 1nF, quatro medidas em vermelho;
- 10nF, quatro medidas em ciano;
- 47nF, quatro medidas em roxo.

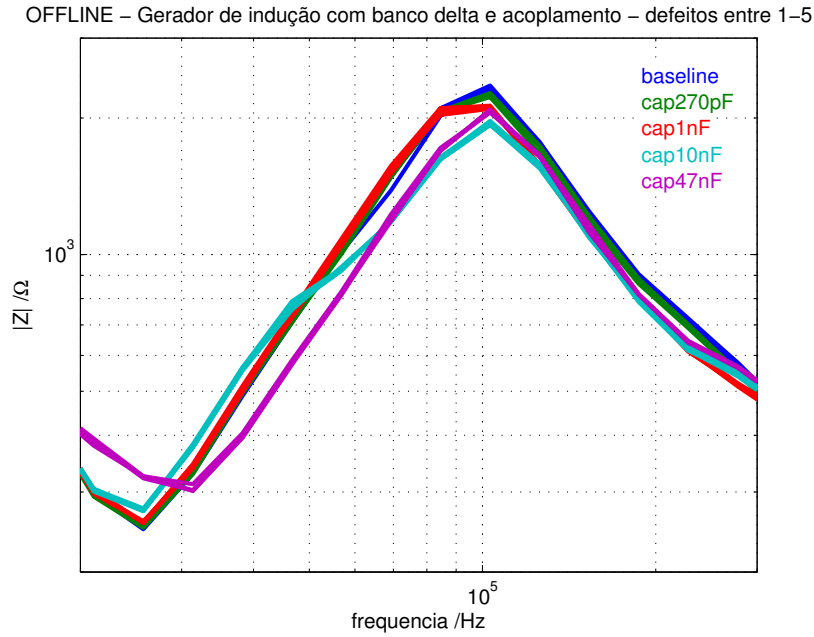


Figura 5.11: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (offline com banco delta e com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância

Observa-se que quanto mais incipiente a falha (baixas capacitâncias), o desvio do baseline (azul) para o curto (amarelo) ocorre numa frequência mais alta do espectro. À medida que o defeito vai se agravando (capacitâncias vão aumentando), o desvio começa a ocorrer em frequências progressivamente mais baixas. Isto é melhor observado nas Figuras 5.12 e 5.13, que mostram as variações de amplitudes dos espectros em dB sem e com média nas medidas, respectivamente.

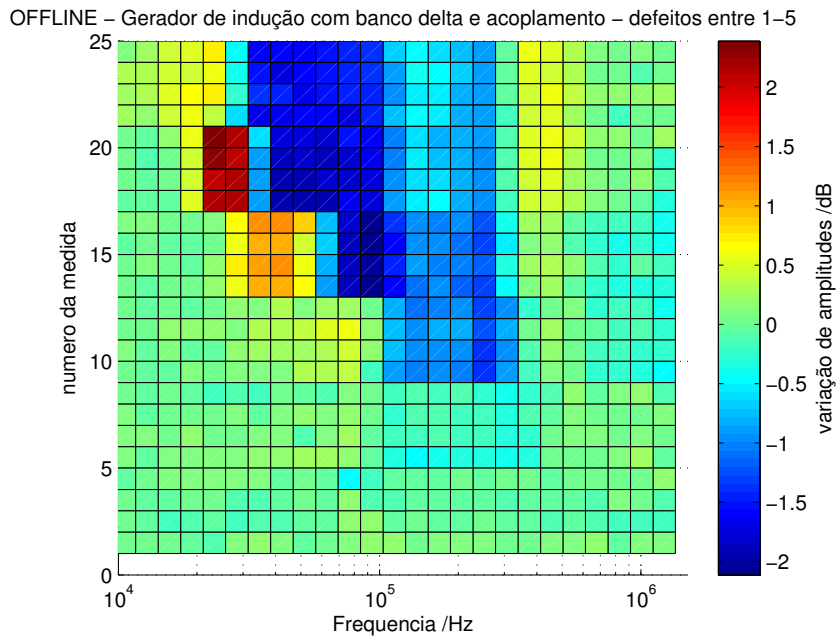


Figura 5.12: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (offline com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes

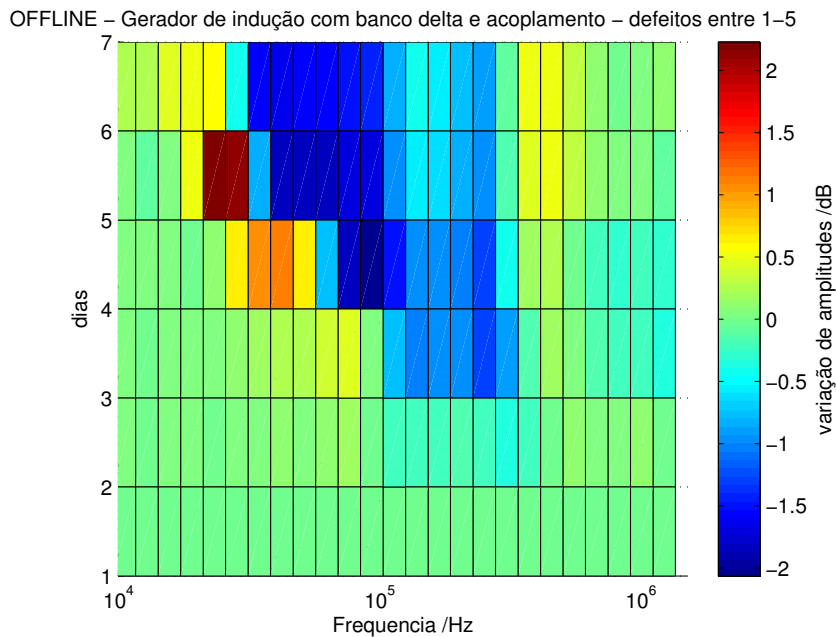


Figura 5.13: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (offline com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes - com médias das medidas

5.1.4 Detecção online de falhas entre os taps 1 e 5

Tem-se na Figura 5.14 varreduras online entre os terminais A2 e GND, para defeitos inseridos entre os taps 1 e 5 e, na Figura 5.15, um zoom em torno do pico de ressonância, para melhor visualização. De acordo com a Tabela 5.2, um curto entre estes taps representaria 22% do enrolamento da fase A. Têm-se, em azul, quatro medidas de baseline. Para o caso online, não foram realizadas as medidas com curto inserido, dado que isto ocasionaria uma alta corrente e possível dano permanente ao isolamento.

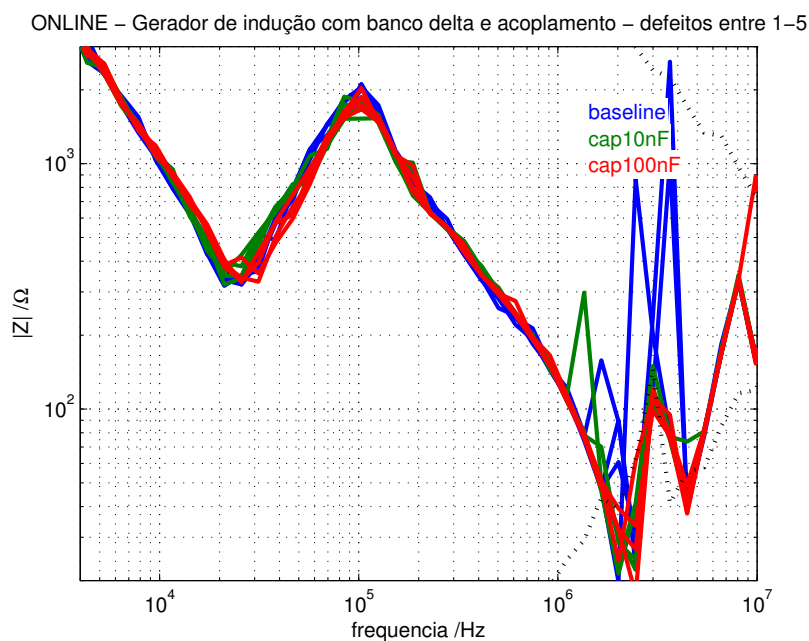


Figura 5.14: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento)

A progressão de defeitos (em ordem crescente de severidade) é realizada com a inserção dos seguintes capacitores entre os taps 1 e 5:

- 10nF, quatro medidas em verde;
- 100nF, quatro medidas em vermelho.

Conforme Tabela 5.2, a queda de tensão entre os taps 1 e 5 é $30V_{RMS}$, logo os capacitores a serem inseridos devem suportar esta tensão. Portanto este teste teve de ser realizado com os capacitores de poliéster disponíveis no laboratório apenas nos valores citados acima.

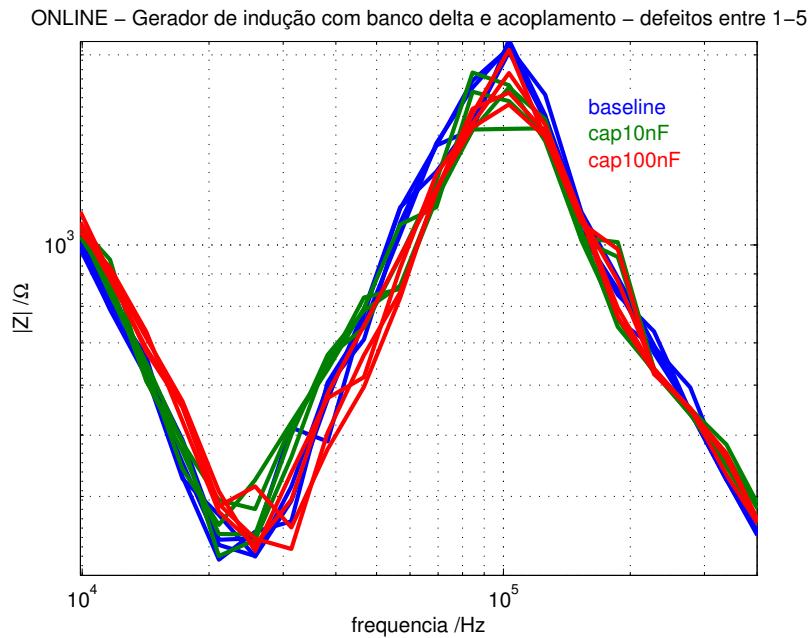


Figura 5.15: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância

A Figura 5.16 mostra a variação de amplitudes no plano XY.

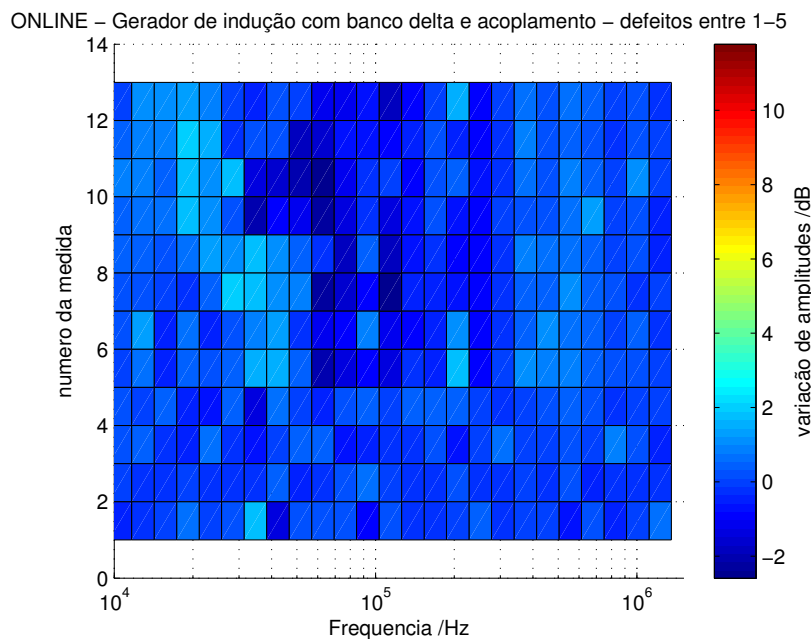


Figura 5.16: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY

Nota-se que, dados os altos ruídos de medidas, fica difícil extrair alguma conclusão sobre a

condição da máquina apenas pela Figura 5.16. Têm-se na Figura 5.17 os espectros das médias das medidas e na Figura 5.18 um zoom em torno da ressonância, para melhor visualização.

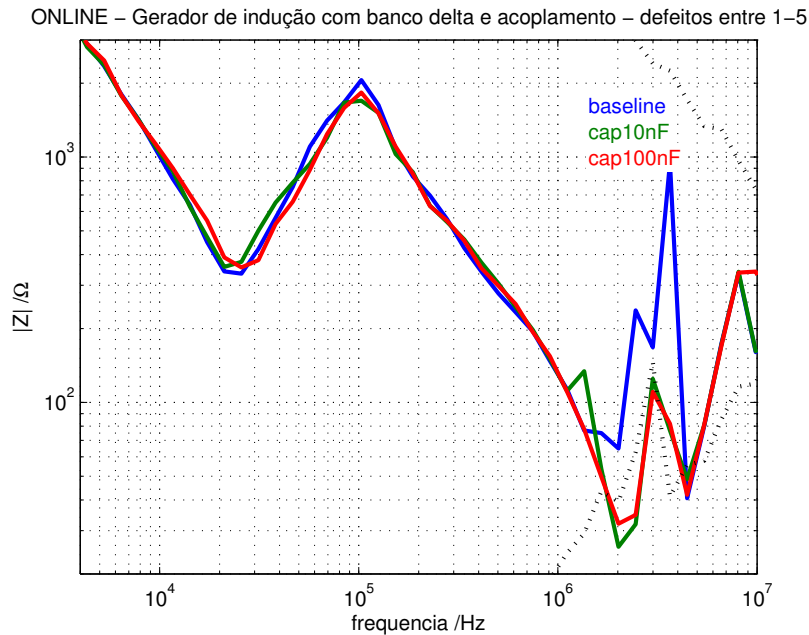


Figura 5.17: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - com médias das medidas

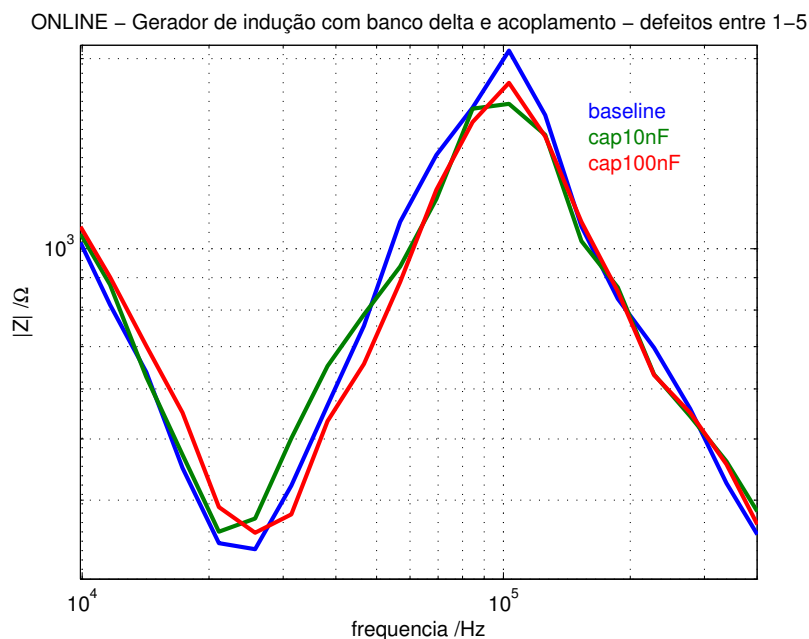


Figura 5.18: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - com médias das medidas

Finalmente, a Figura 5.19 mostra a variação de amplitudes no plano XY das médias das medidas.

Com a ajuda das médias, observa-se que quanto mais incipiente a falha (baixas capacitâncias), o desvio do baseline ocorre numa frequência mais alta do espectro. À medida que o defeito vai se agravando (capacitâncias vão aumentando), o desvio começa a ocorrer em frequências progressivamente mais baixas.

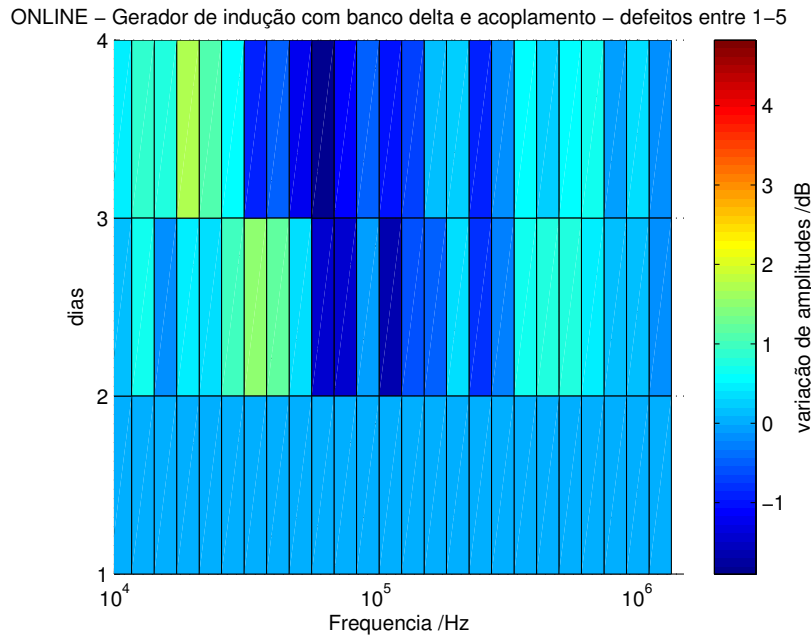


Figura 5.19: Detecção precoce de defeitos entre os taps 1 e 5 (online com banco delta e com acoplamento) - variação de amplitudes XY - com médias das medidas

5.2 Ensaios no gerador síncrono de pólos lisos

Assim como realizado para os testes com o gerador de indução, cada tap do gerador de pólos lisos foi quantificado em relação ao enrolamento total. Isto foi feito através da relação entre a queda de tensão nestes taps e a tensão total fase-neutro da fase A (aonde os taps estão inseridos). As tensões foram medidas com máquina primária em 50Hz e acoplamento 100nF-800mH-100nF¹ na fase A. A corrente de campo foi ajustada de forma a se obter 127V_{rms} entre fase e neutro.

Têm-se nas Tabelas 5.4 e 5.5 os percentuais de contribuição de cada tap para se quantificar curtos entre espiras.

Tabela 5.4: Percentual de contribuição dos taps da fase A do gerador de polos lisos para curto entre espiras - medidas entre cada tap, um a um

taps	Queda de tensão /V _{RMS}	% do total V ₁₋₄
1-4	125	100%
1-A	0.01	0%
A-B	0.01	0%
B-C	1.49	1%
C-D	1.49	1%
D-E	123	98%
E-4	0.01	0%

¹como a tensão gerada com a máquina de pólos lisos apresentava menor conteúdo harmônico, pôde-se utilizar um acoplamento C-L-C com maior capacitância, visando reduzir o efeito sombra no espectro - ver seção 4.1

Tabela 5.5: Percentual de contribuição dos taps da fase A do gerador de polos lisos para curto entre espiras - medidas entre tap A e os outros taps

taps	Queda de tensão $/V_{RMS}$	% do total V_{1-4}
A-B	0.01	0%
A-C	1.485	1%
A-D	2.97	2%
A-E	125	100%

Tem-se na Tabela 5.6 os percentuais de contribuição de cada tap para se quantificar curtos para a carcaça.

Tabela 5.6: Percentual de contribuição dos taps da fase A do gerador de polos lisos para curto para a carcaça

taps	Queda de tensão $/V_{RMS}$	% do total V_{1-4}
A-1	0.01	0%
A-4	125	100%
B-1	0.01	0%
B-4	125	100%
C-1	1.498	1%
C-4	124	99%
D-1	2.94	2%
D-4	121.7	97%
E-1	125	100%
E-4	0.01	0%

Nos testes mostrados a seguir, a estrela é aterrada nos terminais 4-5-6 e alta frequência é injetada no terminal 1 através do sistema de acoplamento descrito no capítulo 4 (placas com ampOps e filtro 100nF-800mH-100nF). Serão simulados defeitos entre espiras através da inserção de capacitores entre um determinado número de taps. Os diferentes capacitores simulam uma deterioração progressiva do isolamento, do baseline até um curto franco, com estágios intermediários dados pelo aumento da capacitância parasita.

Para cada uma das falhas mostradas, serão realizadas varreduras offline e online. O objetivo das varreduras offline é apenas ter uma referência em termos de sensibilidade da técnica. Logo, se determinado defeito já não responde offline, este não responderá online.

No caso dos testes offline, são tomadas quatro varreduras para cada condição. Isto é necessário para fins estatísticos, de forma que a variabilidade normal das medições não induza a conclusões errôneas.

Já no caso dos testes online, a variabilidade das medidas é muito maior (devido ao ruído). Nestes casos, foram tomadas quinze varreduras para cada condição, de forma que as médias entre as medidas possam eliminar os ruídos e conduzir a análises mais informativas.

5.2.1 Detecção offline de falhas entre os taps A e D

Tem-se na Figura 5.20 varreduras offline entre os terminais 1 e GND (4-5-6), para defeitos inseridos entre os taps A e D e, na Figura 5.21, um zoom em torno do pico de ressonância, para melhor visualização. De acordo com a Tabela 5.5, um curto entre estes taps representaria 2% do enrolamento da fase A. Têm-se, em azul, quatro medidas de baseline.

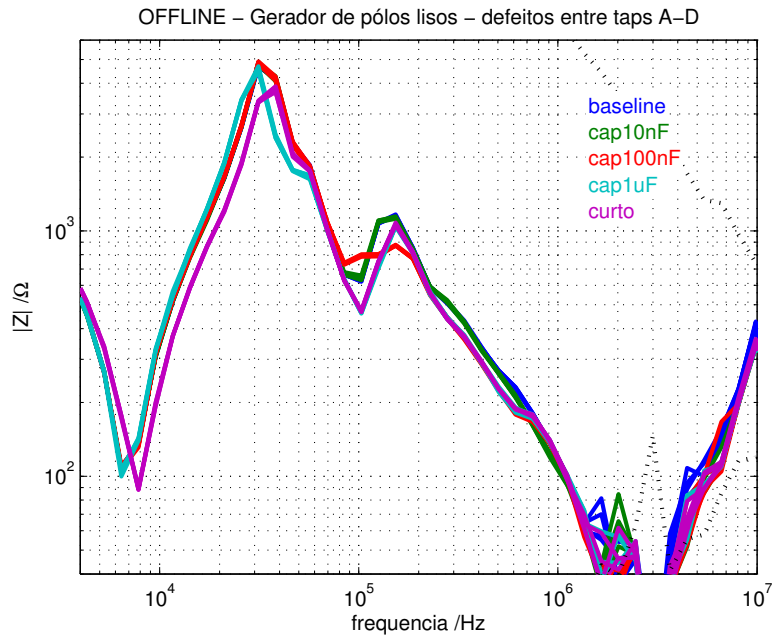


Figura 5.20: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (offline com acoplamento)

A progressão de defeitos (em ordem crescente de severidade) é realizada com a inserção dos seguintes elementos entre os taps A e D:

- 10nF, quatro medidas em verde;
- 100nF, quatro medidas em vermelho;
- 1 μ F, quatro medidas em ciano;
- curto, quatro medidas em roxo.

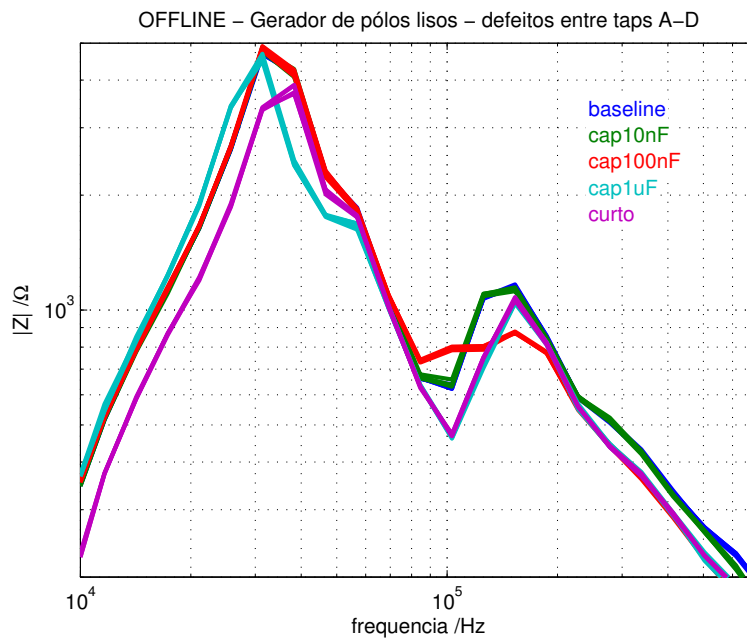


Figura 5.21: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (offline com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância

Nota-se, apenas visualmente, que as curvas em verde (para capacitor de 10nF) seguem as curvas em azul (baseline) até cerca de 500kHz ($5 \cdot 10^5$ Hz), divergindo a partir daí em direção às curvas em roxo (curto-circuito). À medida em que o defeito progride para uma maior capacitância parasita, os desvios vão aparecendo em frequências mais baixas. As curvas em vermelho (para o capacitor de 100nF) seguem o baseline até cerca de 70kHz ($7 \cdot 10^4$ Hz) e as curvas em ciano (para o capacitor de $1\mu\text{F}$) já divergem do baseline antes de 20kHz ($2 \cdot 10^4$ Hz). Isto é melhor observado nas Figuras 5.22 e 5.23, que mostram as variações de amplitudes dos espectros em dB sem e com média nas medidas, respectivamente.

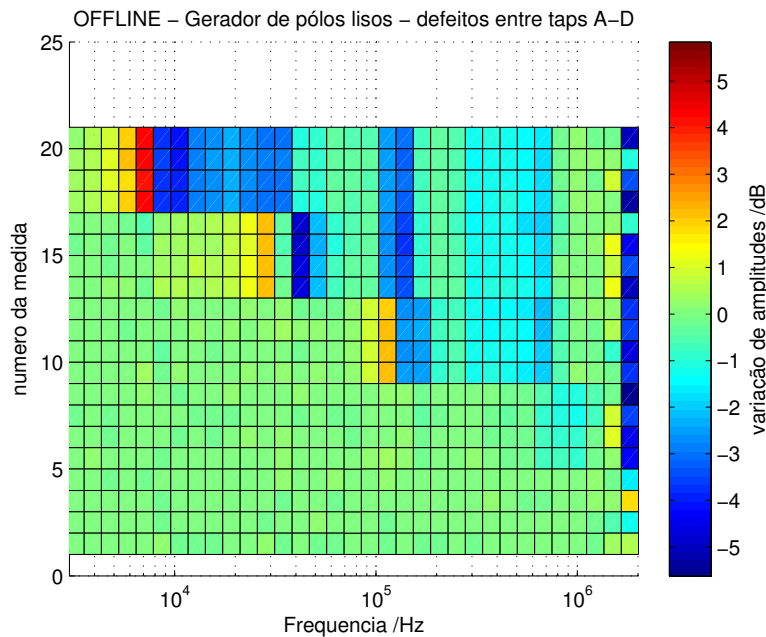


Figura 5.22: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (offline com acoplamento) - variação de amplitudes

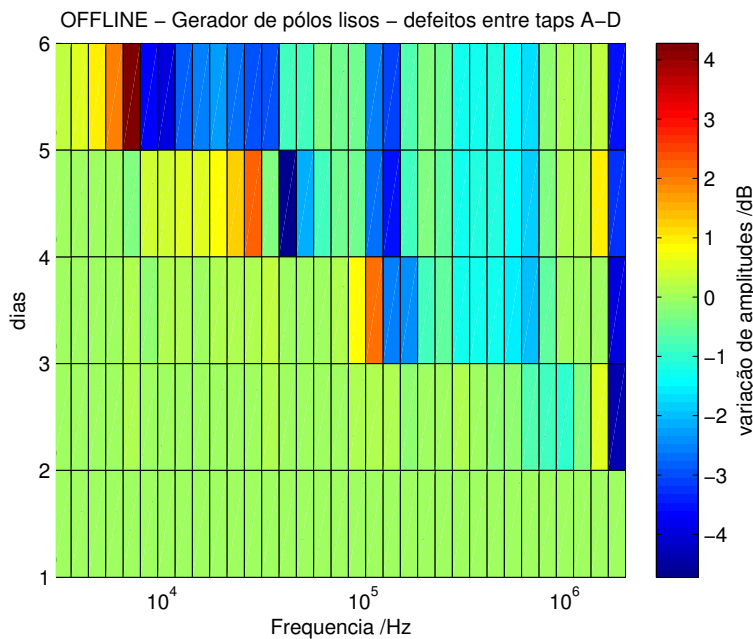


Figura 5.23: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (offline com acoplamento) - variação de amplitudes - com médias das medidas

5.2.2 Detecção online de falhas entre os taps A e D

Tem-se na Figura 5.24 varreduras online entre os terminais 1 e GND (4-5-6), para defeitos inseridos entre os taps A e D. De acordo com a Tabela 5.5, um curto entre estes taps representaria 2% do enrolamento da fase A. Têm-se, em azul, quinze medidas de baseline.

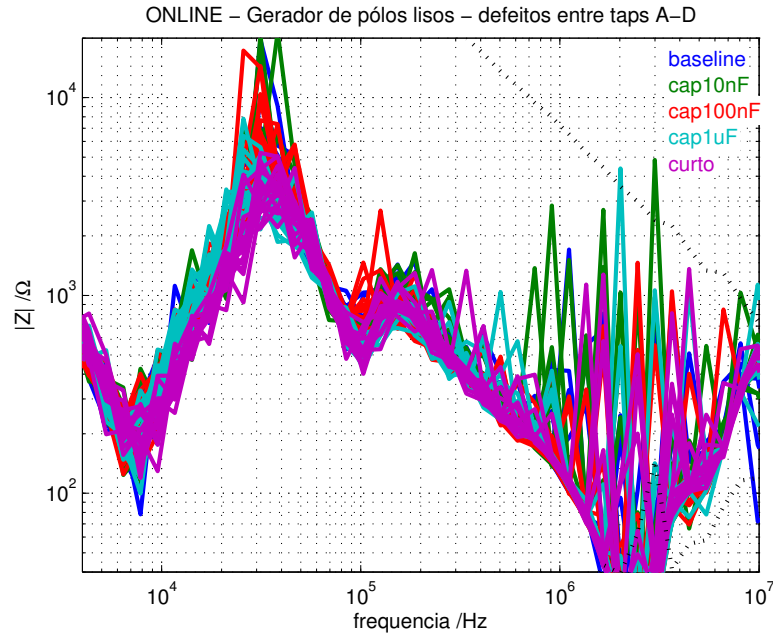


Figura 5.24: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento)

A progressão de defeitos (em ordem crescente de severidade) é realizada com a inserção dos seguintes elementos entre os taps A e D:

- 10nF, quinze medidas em verde;
- 100nF, quinze medidas em vermelho;
- 1 μ F, quinze medidas em ciano;
- curto, quinze medidas em roxo.

A Figura 5.25 mostra a variação de amplitudes no plano XY.

Nota-se que, dados os altos ruídos de medidas, fica difícil extrair alguma conclusão sobre a condição da máquina apenas pela Figura 5.25.

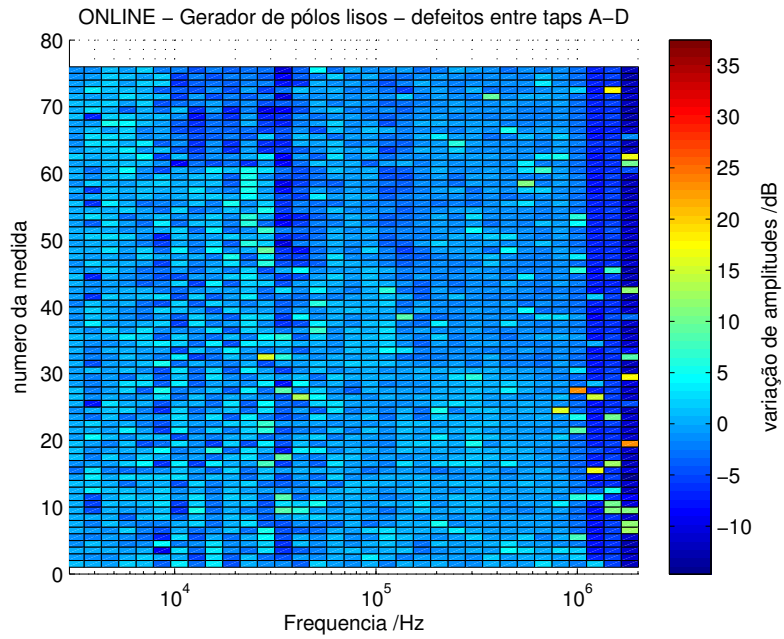


Figura 5.25: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento) - variação de amplitudes XY

Têm-se na Figura 5.26 os espectros das médias das medidas e na Figura 5.27 um zoom em torno da ressonância, para melhor visualização.

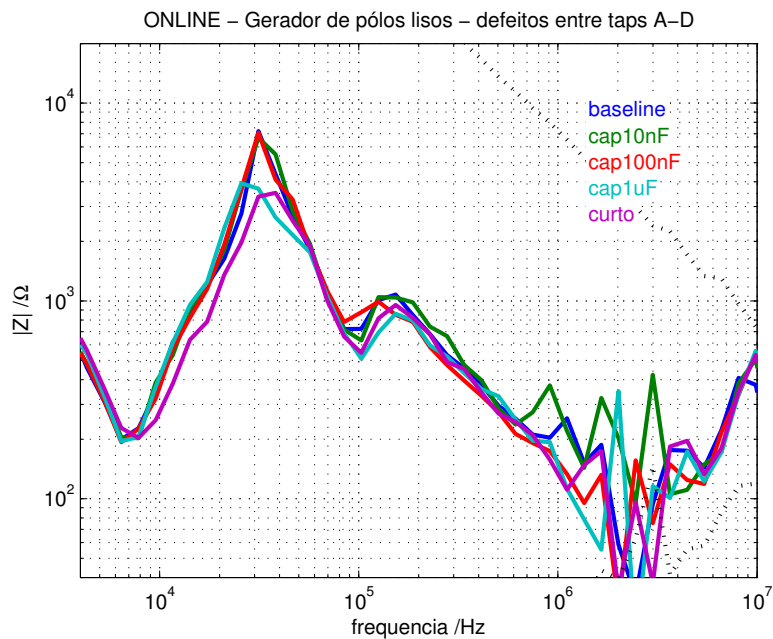


Figura 5.26: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento) - com médias das medidas

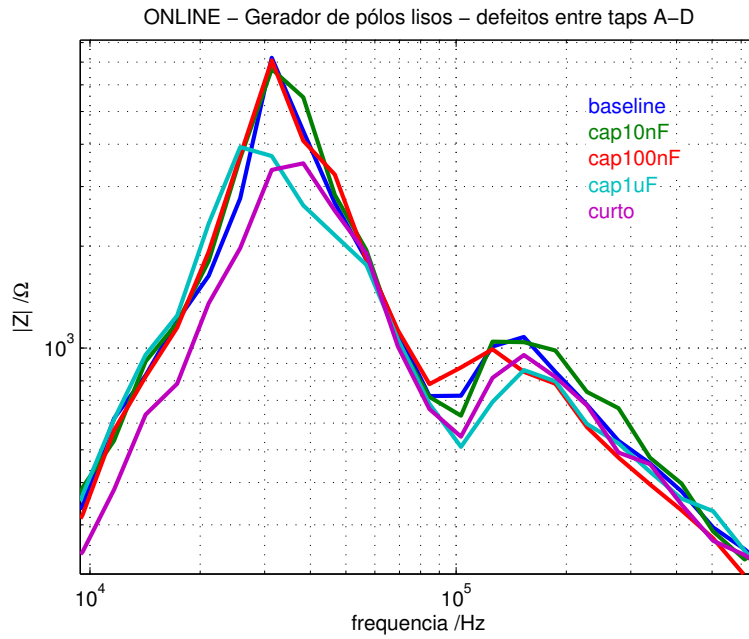


Figura 5.27: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento) - com médias das medidas - zoom em torno da ressonância

Finalmente, a Figura 5.28 mostra a variação de amplitudes no plano XY das médias das medidas.

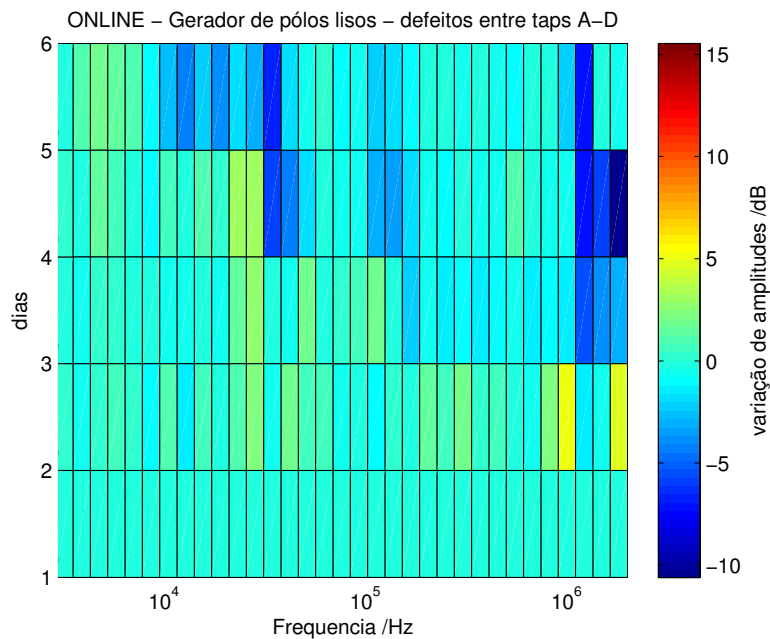


Figura 5.28: Detecção precoce de defeitos entre os taps A e D (online com acoplamento) - variação de amplitudes XY - com médias das medidas

Com a ajuda das médias, observa-se que quanto mais incipiente a falha (baixas capacitâncias), o desvio do baseline ocorre numa frequência mais alta do espectro. À medida que o defeito vai se agravando (capacitâncias vão aumentando), o desvio começa a ocorrer em frequências progressivamente mais baixas.

5.2.3 Detecção offline de falhas entre os taps C e D

Tem-se na Figura 5.29 varreduras offline entre os terminais 1 e GND (4-5-6), para defeitos inseridos entre os taps C e D e, na Figura 5.30, um zoom em torno do pico de ressonância, para melhor visualização. De acordo com a Tabela 5.4, um curto entre estes taps representaria 1% do enrolamento da fase A. Têm-se, em azul, quatro medidas de baseline.

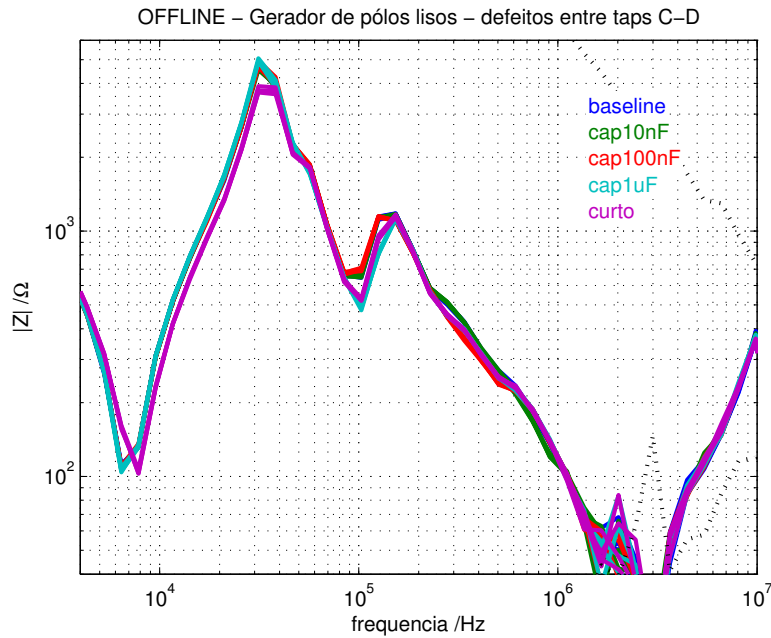


Figura 5.29: Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (offline com acoplamento)

A progressão de defeitos (em ordem crescente de severidade) é realizada com a inserção dos seguintes elementos entre os taps C e D:

- 10nF, quatro medidas em verde;
- 100nF, quatro medidas em vermelho;
- 1 μ F, quatro medidas em ciano;
- curto, quatro medidas em roxo.

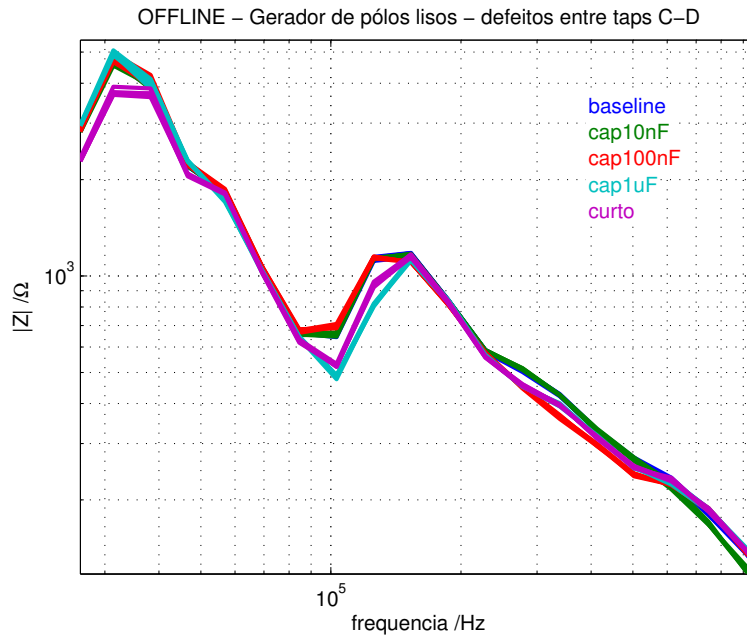


Figura 5.30: Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (offline com acoplamento) - zoom em torno do pico de ressonância

Nota-se, apenas visualmente, que as curvas em verde (para capacitor de 10nF) seguem as curvas em azul (baseline) até cerca de 600kHz ($6 \cdot 10^5$ Hz), divergindo a partir daí. À medida em que o defeito progride para uma maior capacitância parasita, os desvios vão aparecendo em frequências mais baixas. As curvas em vermelho (para o capacitor de 100nF) seguem o baseline até cerca de 230kHz ($2.3 \cdot 10^4$ Hz) e as curvas em ciano (para o capacitor de 1μ F) seguem o baseline até cerca de 85kHz ($8.5 \cdot 10^4$ Hz). Isto é melhor observado nas Figuras 5.31 e 5.32, que mostram as variações de amplitudes dos espectros em dB sem e com média nas medidas, respectivamente.

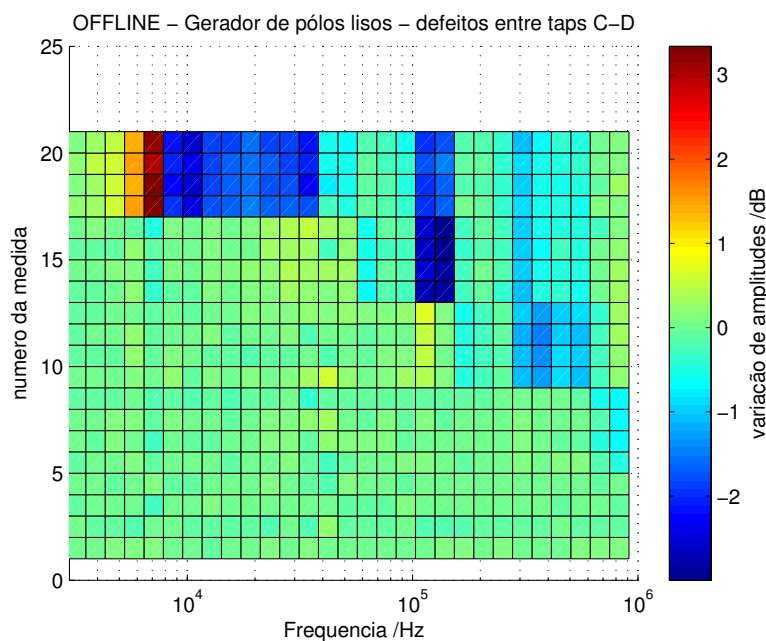


Figura 5.31: Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (offline com acoplamento) - variação de amplitudes

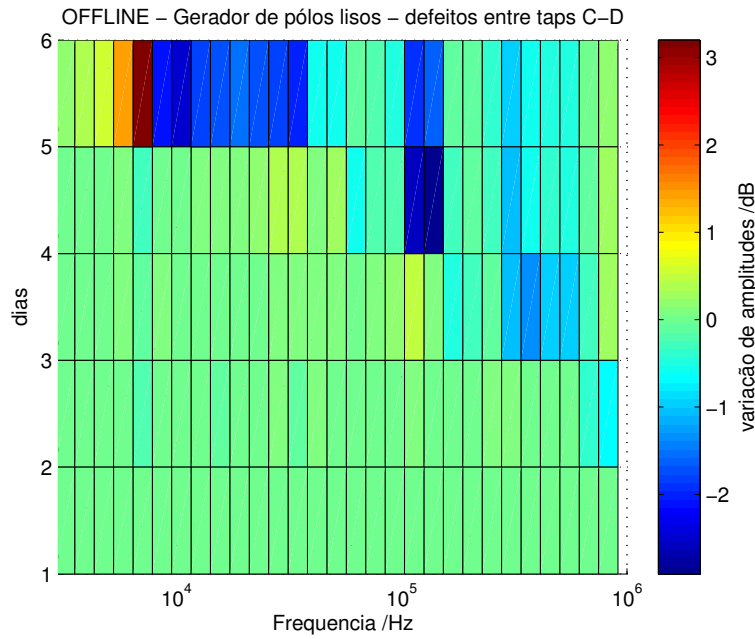


Figura 5.32: *Deteção precoce de defeitos entre os taps C e D (offline com acoplamento) - variação de amplitudes - com médias das medidas*

5.2.4 Deteção online de falhas entre os taps C e D

Tem-se na Figura 5.33 varreduras online entre os terminais 1 e GND (4-5-6), para defeitos inseridos entre os taps C e D. De acordo com a Tabela 5.4, um curto entre estes taps representaria 1% do enrolamento da fase A. Têm-se, em azul, quinze medidas de baseline.

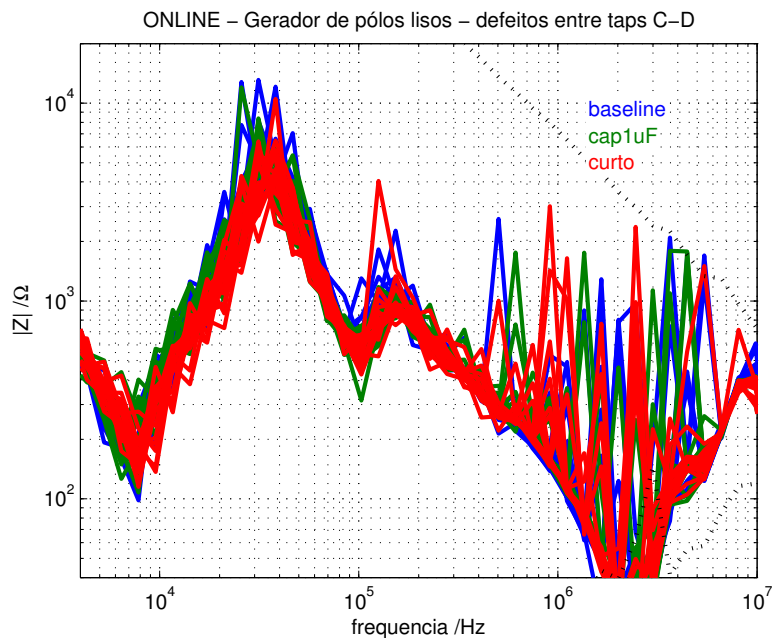


Figura 5.33: *Deteção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento)*

A progressão de defeitos (em ordem crescente de severidade) é realizada com a inserção dos seguintes elementos entre os taps C e D:

- $1\mu\text{F}$, quinze medidas em verde;
- curto, quinze medidas em vermelho.

A Figura 5.34 mostra a variação de amplitudes no plano XY.

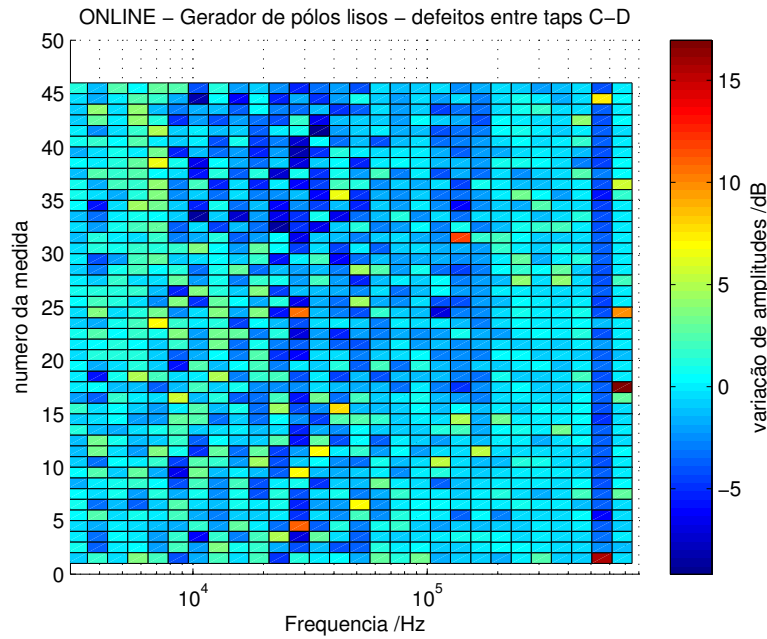


Figura 5.34: Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento) - variação de amplitudes XY

Nota-se que, dados os altos ruídos de medidas, fica difícil extrair alguma conclusão sobre a condição da máquina apenas pela Figura 5.34.

Têm-se na Figura 5.35 os espectros das médias das medidas e na Figura 5.36 um zoom em torno da ressonância, para melhor visualização.

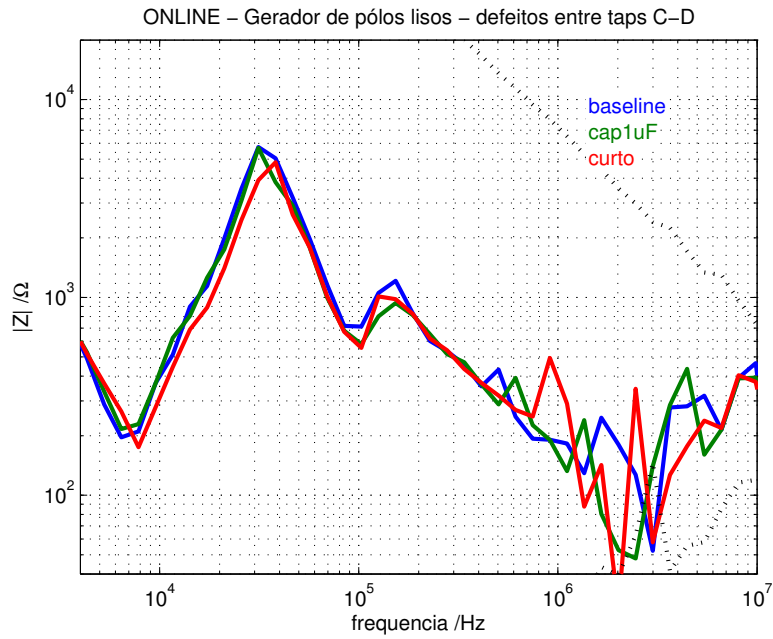


Figura 5.35: Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento) - com médias das medidas

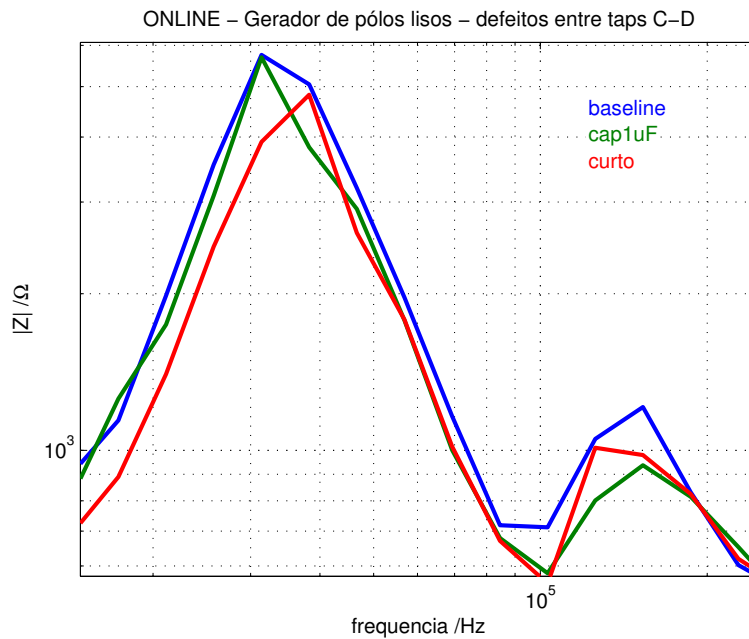


Figura 5.36: Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento) - com médias das medidas - zoom em torno da ressonância

Finalmente, a Figura 5.37 mostra a variação de amplitudes no plano XY das médias das medidas.

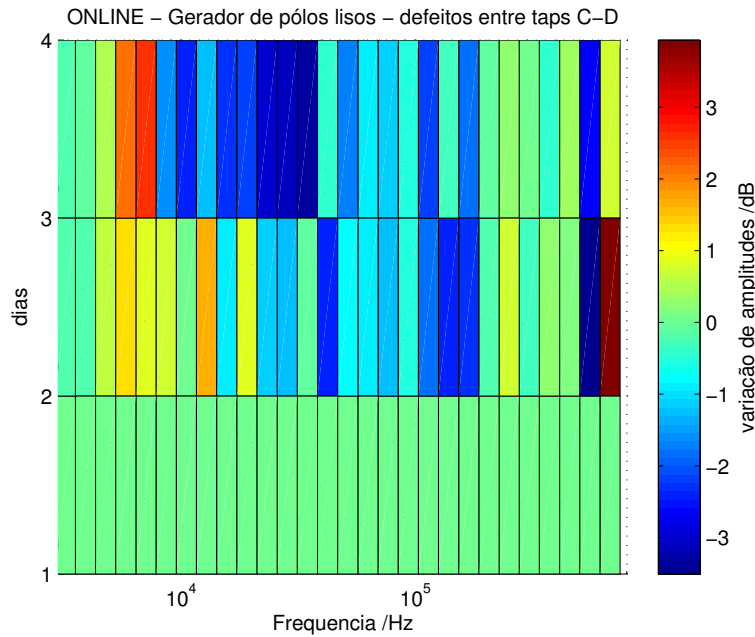


Figura 5.37: Detecção precoce de defeitos entre os taps C e D (online com acoplamento) - variação de amplitudes XY - com médias das medidas

Com a ajuda das médias, observa-se que quanto mais incipiente a falha (baixas capacitâncias), o desvio do baseline ocorre numa frequência mais alta do espectro. À medida que o defeito vai se agravando (capacitâncias vão aumentando), o desvio começa a ocorrer em frequências progressivamente mais baixas.

5.3 Conclusão do capítulo

- Foram realizados ensaios em dois geradores diferentes (sendo um de indução e outro de polos lisos), ambos de baixa potência.
- Foram realizadas varreduras online com elementos simulando falhas incipientes entre os taps desses geradores. Também foram realizadas varreduras offline com os mesmos tipos de defeitos, como forma de comparação.
- Observou-se que as medidas online apresentam maior variabilidade do que as offline. Isto representa grande desafio na identificação de defeitos entre espiras muito próximas.
- Observou-se que as medidas offline apresentaram excelentes resultados para todas as condições testadas.
- Observou-se que as medidas online, mesmo sendo mais ruidosas, também apresentaram bons resultados - quando são tomadas as médias dos espectros - chegando a identificar as falhas em regiões tão pequenas quanto 1% do enrolamento.

Capítulo 6

Fatores que afetam a repetibilidade dos testes

Conforme observado nos capítulos precedentes, as técnicas de diagnóstico por espectro de impedâncias dependem de comparações de uma determinada medida com seu baseline histórico. Logo, boa repetibilidade nas medidas é essencial para um diagnóstico preciso. [Kraetge et al. \(2008\)](#) faz algumas recomendações, como o uso do mesmo setup de medidas (equipamento, cabos, aterramento, etc), de forma a assegurar boa repetibilidade.

Outros fatores, entretanto, podem ter um impacto na repetibilidade das medidas, afetando a detecção de danos no isolamento (especialmente falhas incipientes, que se apresentam como pequenas variações em relação ao baseline). Esses fatores são discutidos nas seções [6.1](#) e [6.2](#). Como, na maioria dos casos, não se tem controle sobre estes fatores, a seção [6.3](#) propõe o uso de técnicas estatísticas para se minimizar a influência destes fatores.

6.1 Influência do rotor

[Platero et al. \(2011\)](#) descreve que, após ter tido problemas com a repetibilidade de medidas *FRA* em uma máquina de polos salientes, foi concluído que o problema fora causado pela posição angular do rotor. De acordo com [Platero et al. \(2011\)](#), as medidas *FRA* nas máquinas de polos salientes são dependentes da relação entre o ar e o ferro e varia com a posição dos polos da máquina.

[Platero et al. \(2011\)](#) relata que testou diversos motores de indução com gaiola de esquilo e o problema da repetibilidade não foi encontrado. De acordo com [Platero et al. \(2011\)](#), esses motores tem rotor cilíndrico, logo um air-gap constante, daí o fato destes rotores não influenciarem seus testes.

Entretanto, os resultados experimentais obtidos no desenvolvimento desta tese indicam que, mesmo motores com rotor em gaiola ou rotores de polos lisos podem influenciar nos resultados de *FRA*.

Na verdade, a literatura mostra que mesmo outras técnicas de manutenção preditiva podem ser influenciadas pela posição do rotor (mesmo em máquinas com rotor em gaiola).

[Kang et al. \(2013\)](#) relata que estudou a tensão limiar de descargas parciais *PDIV* de diversos tipos de máquinas e observou que o *PDIV* pode mudar significativamente dependendo do tipo de rotor. Nas máquinas a ímã permanente e nas máquinas com rotor gaiola com ranhuras fechadas o *PDIV* pode variar mais de 30% com a inserção do rotor e pode variar até 20% com a rotação do rotor em diferentes posições. Para rotores com ranhuras abertas ou semi-abertas não se verificou variação no *PDIV*.

De acordo com [Kang et al. \(2013\)](#), a variação no *PDIV* com a posição do rotor se deve ao fato do rotor oferecer um caminho de menor relutância ao fluxo no estator, logo resultando em um aumento de indutância.

A norma [IEEE-Std-1415-2006 \(2007\)](#), enquanto discutindo o teste de desbalanceamento de fases (*phase balance test*) em motores de indução, também brevemente discute a influencia da posição

do rotor nas medidas de indutância. Esta norma recomenda que as medidas de indutância sejam realizadas em múltiplas posições (com incrementos de 1° até 15°) e uma representação gráfica dos resultados. Um procedimento similar, conhecido como *RIC test* (rotor influence check) é apresentado em McKinnon e Smolleck (2004) para detectar barras quebradas e excentricidade no air-gap.

De acordo com McKinnon e Smolleck (2004), uma representação gráfica da indutância pela variação da posição do rotor deve produzir uma curva senoidal, cuja amplitude depende de aspectos construtivos do rotor. Também de acordo com McKinnon e Smolleck (2004), rotores que produzem variações de baixa amplitude são geralmente de melhor qualidade, constituídos por barras de cobre.

Logo, como se observa em Kang *et al.* (2013), IEEE-Std-1415-2006 (2007) e McKinnon e Smolleck (2004), mesmo motores com rotor em gaiola podem sofrer variações de indutância com a posição do rotor. E estas variações de indutância resultam na variação do espectro de impedância, conforme será demonstrado nas sub-seções seguintes.

6.1.1 Medidas na máquina síncrona de 4 polos salientes

Inicialmente, foi estabelecido um ponto de referência, de forma que se pudesse saber (com certa precisão) quando o eixo da máquina realizaria uma volta completa. Isto foi obtido com o alinhamento de duas marcas no eixo da bancada.

De forma a se calcular cada posição do eixo, uma ponta de uma fita métrica foi presa ao disco de acoplamento. A fita permanece esticada com certa tensão através do uso de um peso. Com as marcas de referência alinhadas, tomou-se a medida na ponta do alicate apontador como 660mm (tal qual Figura 6.1). Girando-se o eixo (lentamente e com o cuidado de manter a tensão na fita métrica) no sentido horário a medida em cm na fita vai aumentando.



Figura 6.1: Posição referente a 0 graus para máquina síncrona de 4 pólos salientes

Após uma volta completa (quando as marcas de referência se alinham novamente), tomou-se nova medida como 1145cm (tal qual Figura 6.2).



Figura 6.2: Posição referente a 360 graus para máquina síncrona de 4 pólos salientes

Sabendo-se que a marcação referente a 0° é 660mm e que a marcação referente a 360° é 1145mm, tem-se que uma regra-de-três composta, como a indicada na Figura 6.3, pode ser usada para se determinar relações entre a marcação da fita métrica e a posição angular do eixo, tal qual equação (6.1).

$$\begin{array}{ccc}
 1145\text{mm} & \text{---} & 360^\circ \\
 | & & | \\
 \text{fita} & \text{---} & \text{ângulo} \\
 | & & | \\
 660\text{mm} & \text{---} & 0^\circ
 \end{array}
 \quad
 \frac{\text{ângulo} - 0}{360 - 0} = \frac{\text{fita} - 660}{1145 - 660}$$

Figura 6.3: Conversão entre marcação da fita métrica e posição angular do rotor para máquina síncrona de 4 pólos salientes

$$\text{ângulo} = \frac{360 \cdot (\text{fita} - 660)}{1145 - 660} = \frac{360 \cdot (\text{fita} - 660)}{485}; \tag{6.1}$$

$$\text{fita} = \frac{\text{ângulo}}{360} \cdot (1145 - 660) + 660 = \frac{\text{ângulo} \cdot 485}{360} + 660.$$

Logo, para um deslocamento de 5mm na fita métrica (ou seja, $(\text{fita}-660)=5$ em (6.1)), tem-se um deslocamento angular de 3.711° . Logo para se cobrir os 360° de posições do eixo, serão necessárias 98 varreduras.

Em resumo, o procedimento de testes é: faz-se uma varredura com a fita na posição 660mm. Muda-se para a posição 665mm e se faz nova varredura. Vai se incrementando as posições a cada 5mm até a marca de 1145mm (quando uma volta completa será dada).

6.1.1.1 Medidas entre fase e neutro

Tem-se na Figura 6.4 o esquema de ligação do equipamento de varredura espectral à máquina de polos salientes com neutro aterrado. Nesta configuração, a impedância a ser medida é a própria impedância do enrolamento (de R para N). Logo, o espectro obtido será o de uma associação RLC paralela; representando uma indutância com resistência e capacitância parasitas.

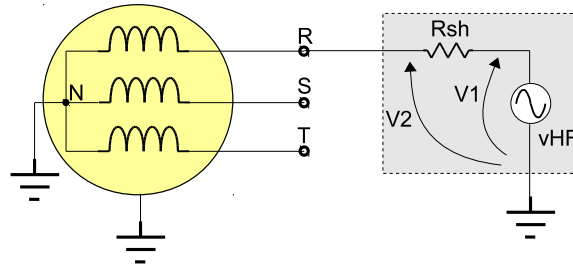


Figura 6.4: Ligação com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.5, em azul, uma sobreposição dos 98 espectros de amplitudes obtidos para cada variação de 3.71° no rotor. Nota-se que existe uma variação nos espectros em toda a região indutiva. Esta variação não é devida, simplesmente, a erros estatísticos e de medidas (tal qual ocorre, menos significativamente, na região capacitiva). A variação apresentada na região indutiva é cíclica e senoidal, conforme será discutido mais adiante.

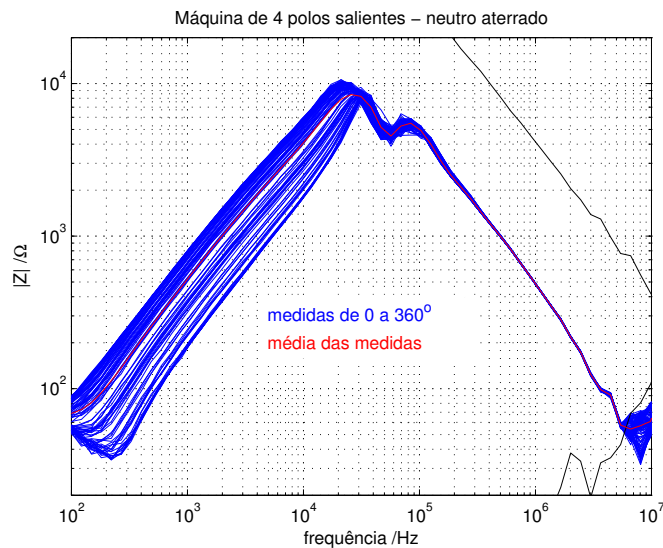


Figura 6.5: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 4 polos salientes com neutro aterrado

A curva em vermelho na Figura 6.5 representa a média das 98 medidas. Já as curvas em preto representam os limites de medição do equipamento (com cabo em curto e cabo em aberto). Isto mostra que a região capacitiva da Figura 6.5 ainda está bem abaixo do limite, indicando que a medida é confiável. A partir de 5MHz, nota-se que a impedância medida é tão baixa que a indutância do próprio cabo de medidas começa a interferir no espectro.

A Figura 6.6 apresenta a variação em dB de cada um dos 98 espectros em relação ao espectro médio, de acordo com a equação (6.2):

$$var_{db} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{|Z_{pos}(j\omega)|}{|\bar{Z}(j\omega)|} \right), \quad (6.2)$$

sendo $|Z_{pos}(j\omega)|$ o espectro de amplitudes tomada na posição $pos = 0 \dots 360^\circ$ e $|\bar{Z}(j\omega)|$ o espectro médio.

Nota-se que, para esta máquina, as medidas na região indutiva podem variar até 4db acima da média e até -11db abaixo da média. Esta alta variação pode, certamente, impactar no diagnóstico de uma falha nesta região. Por outro lado, a região capacitiva apresentou variação insignificante em torno de 0db.

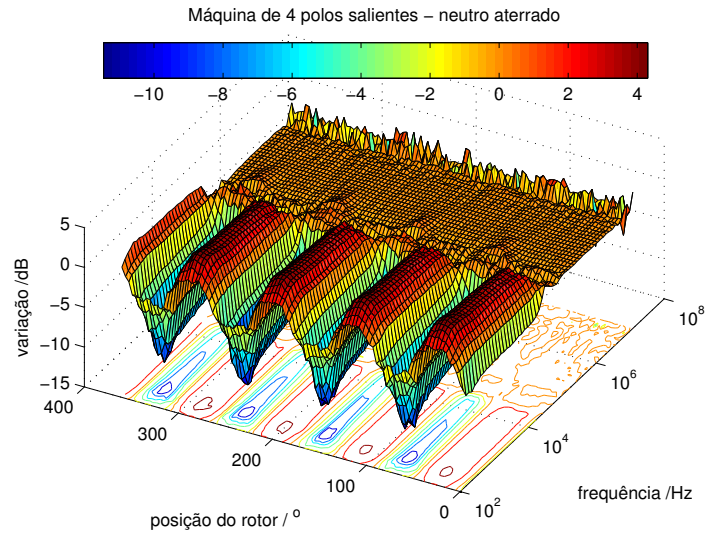


Figura 6.6: Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado

Do espectro da Figura 6.5, podem-se estimar as indutâncias (através da Equação (6.3)) e capacitâncias (através da Equação (6.4)) do enrolamento para cada posição do rotor, tal qual Figura 6.7.

$$L_{pos} = \frac{|Z_{pos}(j\omega)|_{\omega=2\pi \cdot f}}{2\pi \cdot f}, \quad (6.3)$$

sendo L_{pos} a indutância estimada na posição pos e $|Z_{pos}(j\omega)|_{\omega=2\pi \cdot f}$ o valor da impedância na frequência f para a mesma posição do rotor.

$$C_{pos} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot |Z_{pos}(j\omega)|_{\omega=2\pi \cdot f}}, \quad (6.4)$$

sendo C_{pos} a capacitância estimada na posição pos .

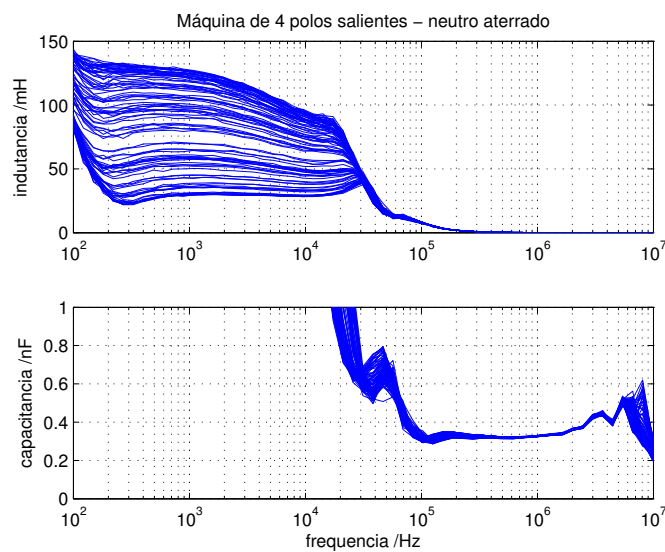


Figura 6.7: sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.8 a variação da indutância com a posição do rotor, obtida através através

da Equação (6.3), em uma frequência próxima de 2kHz (logo, na região indutiva). Nota-se que a variação de indutância é senoidal e, para uma volta completa do eixo da máquina, apresenta 4 ciclos completos, devido aos 4 polos desta máquina. A mesma constatação pode ser feita em qualquer outra frequência da região indutiva.

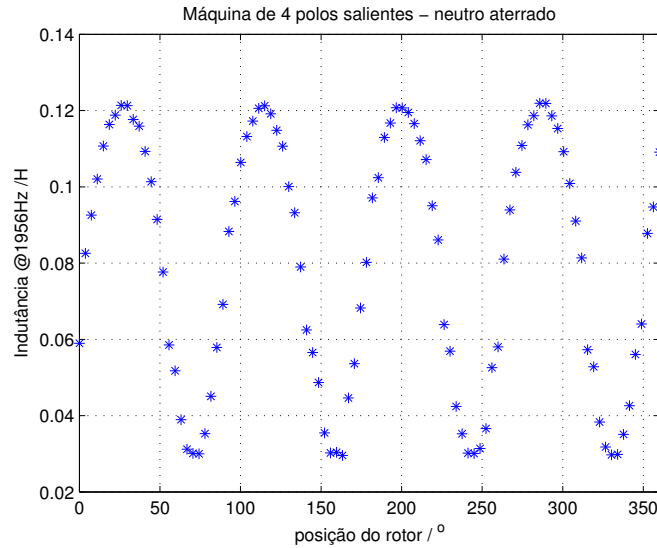


Figura 6.8: Variação senoidal de indutância na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.9 a variação da capacitância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.4), em uma frequência próxima de 1.1MHz (logo, na região capacitiva). Nota-se que a variação de capacitância é completamente aleatória (e a dispersão das medidas é muito baixa), não sendo afetada pela posição do rotor. A mesma constatação pode ser feita em qualquer outra frequência da região capacitiva.

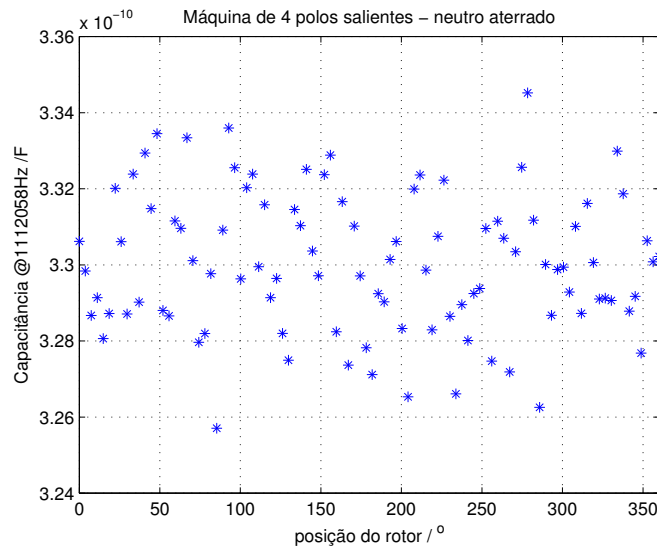


Figura 6.9: Variação aleatória de capacitância na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro aterrado

Aqui cabe uma constatação importante: de 100kHz até cerca de 750kHz a variação da capacitância não é exatamente aleatória e apresenta semelhanças a uma senoide de 4 ciclos/360° (embora muito menos do que na região indutiva). Não existe sentido físico para esta variação. A única explicação seria que, nesta faixa, a impedância não é puramente capacitiva, logo a parcela indutiva seria dependente da posição do rotor.

6.1.1.2 Medidas entre uma fase e a carcaça

Tem-se na Figura 6.10 o esquema de ligação do equipamento de varredura espectral à máquina de polos salientes com neutro isolado. Nesta configuração, a corrente injetada no ponto R precisa, além de percorrer a impedância do enrolamento, atravessar o isolamento entre o enrolamento e a carcaça para retornar à fonte de alta frequência. O isolamento entre o enrolamento e a carcaça pode ser entendido como uma capacitância. Logo, o espectro obtido será o de uma alta capacitância (representada por C_{iso} na Figura 6.10) em série com a associação RLC paralela que corresponde à impedância entre R e N.

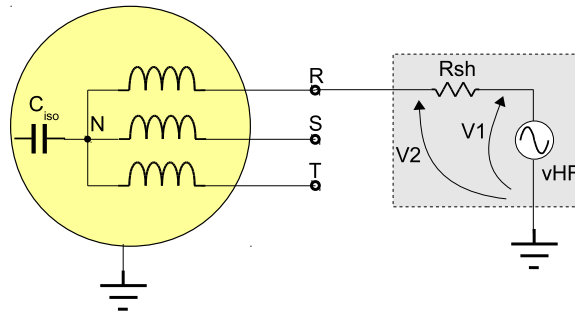


Figura 6.10: Ligação com neutro isolado

Tem-se na Figura 6.11, em azul, uma sobreposição dos 98 espectros de amplitudes obtidos para cada variação de 3.71° no rotor. Esta figura também apresenta (na cor vermelha) a média dos espectros e (na cor preta) os limites de medidas.

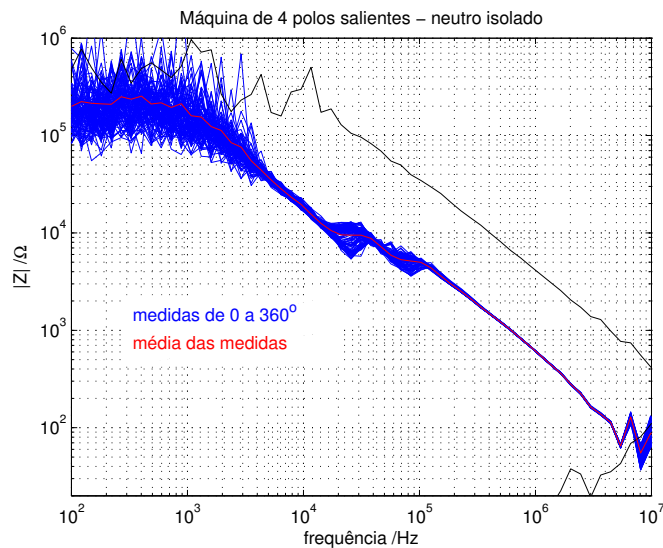


Figura 6.11: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado

A primeira coisa a se observar na Figura 6.11 é a alta dispersão das medidas abaixo de 5kHz. Este é um problema relacionado ao fato do protótipo desenvolvido não ser capaz de medir corretamente as correntes muito pequenas que fluem pelo isolamento para a carcaça nesta faixa de frequências. Deve-se observar, também, que, aparentemente, todo o espectro é capacitivo - e isto é devido ao isolamento entre a fase e a carcaça.

A Figura 6.12 apresenta a variação em dB de cada um dos 98 espectros em relação ao espectro médio, de acordo com a equação (6.2).

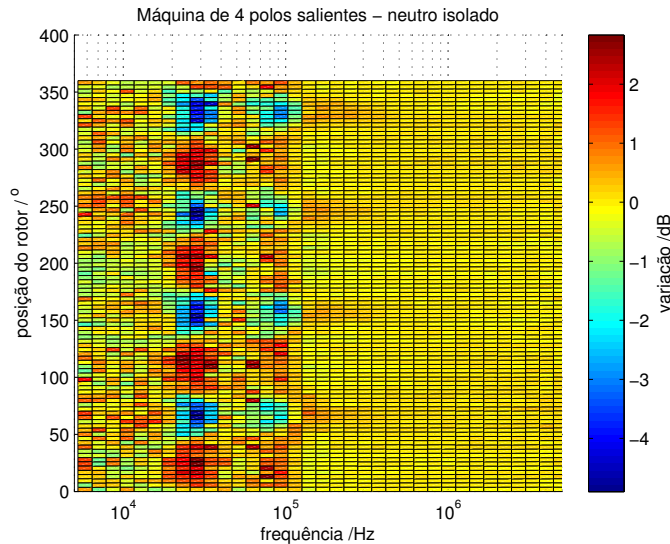


Figura 6.12: Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado - plano XY

Observa-se que a região entre 20kHz e 200kHz apresenta variação de +2dB a -4dB com a posição do rotor. E esta variação é periódica com 4 ciclos completos para uma rotação completa de 360° . Isto pode parecer estranho num primeiro momento, pois os espectros da Figura 6.11 são tipicamente capacitivos. Entretanto ao se observar a Figura 6.13, que contém uma sobreposição dos espectros com neutro isolado (os mesmos espectros da Figura 6.11) sobre os espectros com neutro aterrado (os mesmos espectros da Figura 6.5), se observa que esta região coincide justamente com a região em que a impedância de C_{iso} entra em ressonância com a indutância do enrolamento (que depende da posição do rotor).

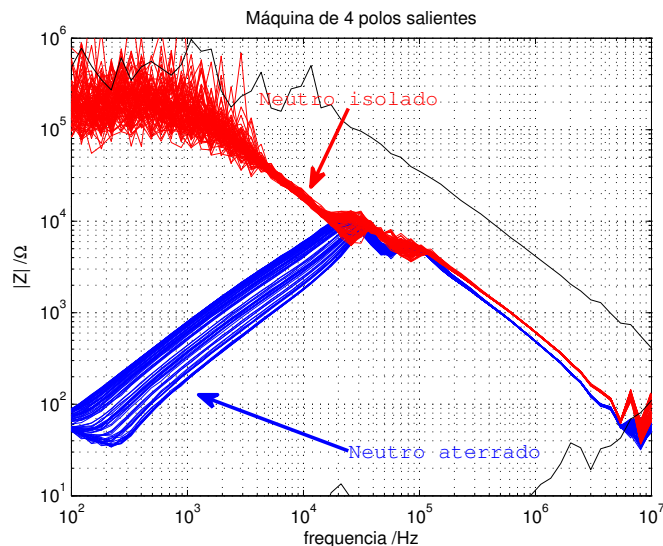


Figura 6.13: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 4 pólos salientes - comparação neutro isolado e aterrado

Do espectro da Figura 6.11, podem-se estimar as indutâncias (através da Equação (6.3)) e capacitâncias (através da Equação (6.4)) do enrolamento para cada posição do rotor, tal qual Figura 6.14.

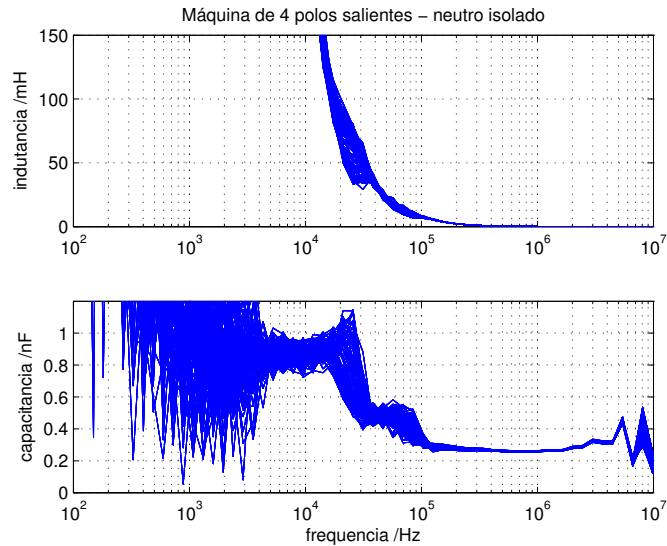


Figura 6.14: sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado

Tem-se na Figura 6.15 a variação da capacitância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.4), em uma frequência próxima de 10kHz (logo, na região capacitiva). Nota-se que a variação de capacitância é completamente aleatória, não sendo afetada pela posição do rotor.

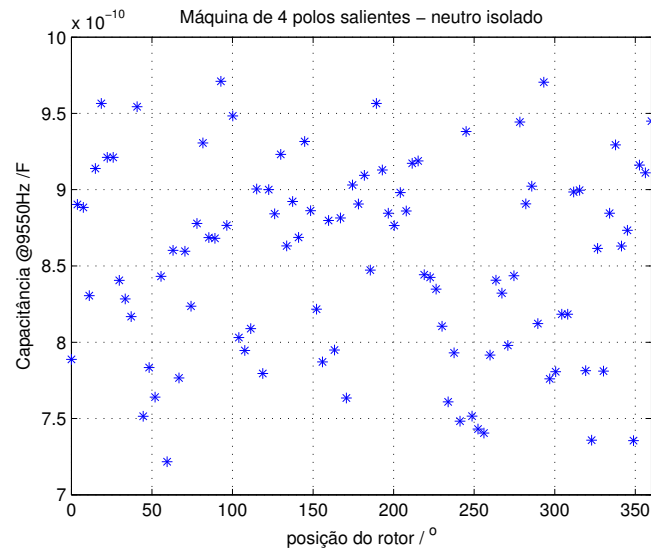


Figura 6.15: Variação aleatória de capacitância na máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado

Já a Figura 6.16 a variação da capacitância com a posição do rotor em uma frequência próxima de 30kHz (logo, em uma das regiões ressonantes observadas na Figura 6.12). Nota-se que, nesta região, a variação de capacitância não é aleatória, sendo influenciada pela posição do rotor.

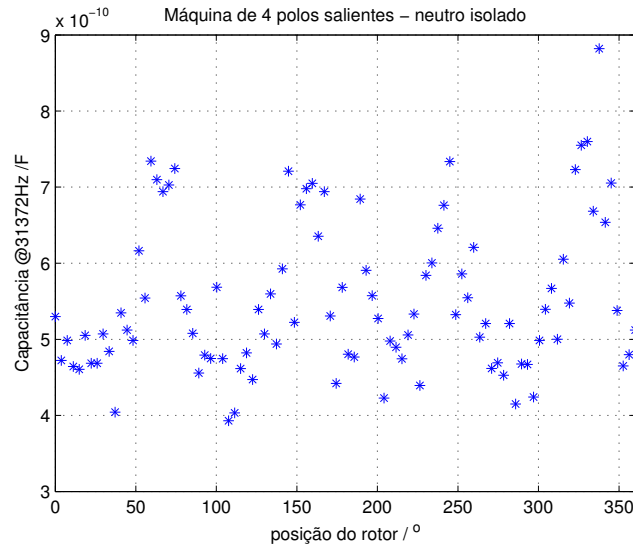


Figura 6.16: Variação de capacitância dependente da posição do rotor na região de ressonância - máquina síncrona de 4 pólos salientes com neutro isolado

6.1.2 Medidas na máquina síncrona de 2 polos lisos

Da mesma forma que para a máquina de polos salientes, foi estabelecido um ponto de referência, de forma que se pudesse saber (com certa precisão) quando o eixo da máquina realizaria uma volta completa. Isto foi obtido com o alinhamento de duas marcas no eixo da bancada.

De forma a se calcular cada posição do eixo, uma ponta de uma fita métrica foi presa ao disco de acoplamento. A fita permanece esticada com certa tensão através do uso de um peso. Com as marcas de referência alinhadas, tomou-se a medida na ponta do alicate apontador como 265mm (tal qual Figura 6.17). Girando-se o eixo (lentamente e com o cuidado de manter a tensão na fita métrica) no sentido horário a medida em cm na fita vai aumentando.

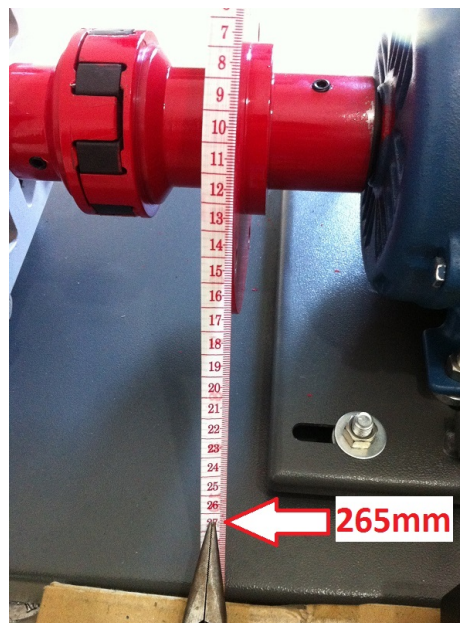


Figura 6.17: Posição referente a 0 graus para máquina síncrona de 2 polos lisos

Após uma volta completa (quando as marcas de referência se alinham novamente), tomou-se nova medida como 795cm (tal qual Figura 6.18).

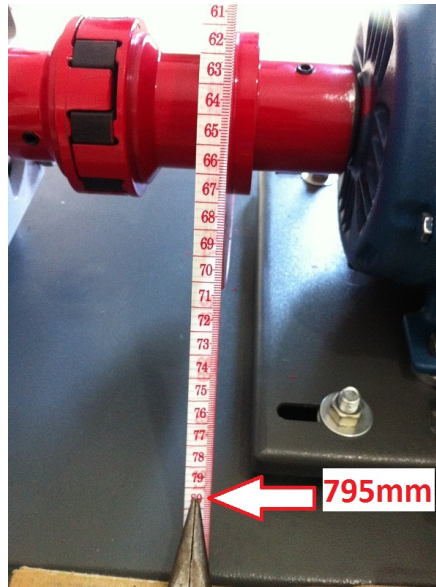


Figura 6.18: Posição referente a 360 graus para máquina síncrona de 2 polos lisos

Sabendo-se que a marcação referente a 0° é 265mm e que a marcação referente a 360° é 795mm, tem-se que uma regra-de-três composta, como a indicada na Figura 6.19, pode ser usada para se determinar relações entre a marcação da fita métrica e a posição angular do eixo, tal qual equação (6.5).

$$\begin{array}{ccc} 795\text{mm} & \text{---} & 360^\circ \\ & | & \\ \text{fita} & \text{---} & \text{ângulo} \\ & | & \\ 265\text{mm} & \text{---} & 0^\circ \end{array} \quad \frac{\text{ângulo} - 0}{360 - 0} = \frac{\text{fita} - 265}{795 - 265}$$

Figura 6.19: Conversão entre marcação da fita métrica e posição angular do rotor para máquina síncrona de 2 polos lisos

$$\text{ângulo} = \frac{360 \cdot (\text{fita} - 265)}{795 - 265} = \frac{360 \cdot (\text{fita} - 265)}{530}; \quad (6.5)$$

$$\text{fita} = \frac{\text{ângulo}}{360} \cdot (795 - 265) + 265 = \frac{\text{ângulo} \cdot 530}{360} + 265.$$

Logo, para um deslocamento de 5mm na fita métrica (ou seja, $(\text{fita}-265)=5$ em (6.5)), tem-se um deslocamento angular de 3.396° . Logo para se cobrir os 360° de posições do eixo, serão necessárias 107 varreduras.

Em resumo, o procedimento de testes é: faz-se uma varredura com a fita na posição 265mm. Muda-se para a posição 270mm e se faz nova varredura. Vai se incrementando as posições a cada 5mm até a marca de 795mm (quando uma volta completa será dada).

6.1.2.1 Medidas entre fase e neutro

Na configuração com neutro aterrado (tal qual Figura 6.4), a impedância a ser medida será o de uma associação RLC paralela (uma indutância com resistência e capacitância parasitas).

Tem-se na Figura 6.20, em azul, uma sobreposição dos 107 espectros de amplitudes obtidos para cada variação de 3.396° no rotor. Esta figura também apresenta (na cor vermelha) a média

dos 107 espectros e (na cor **preta**) os limites das medidas. A figura mostra que a máquina de polos lisos apresenta uma variação considerável nas medidas com a posição do rotor na região indutiva dos espectros (de 100Hz a 20kHz, para esta máquina). Por outro lado, pode-se notar que a região capacitiva (de 200kHz até 1.6MHz, para esta máquina) apresenta variação insignificante.

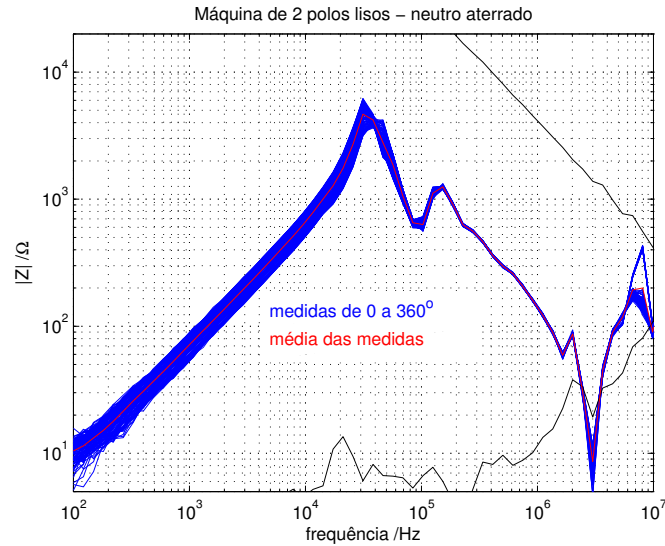


Figura 6.20: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado

A Figura 6.21 apresenta a variação em dB de cada um dos 107 espectros em relação ao espectro médio, de acordo com a equação (6.2).

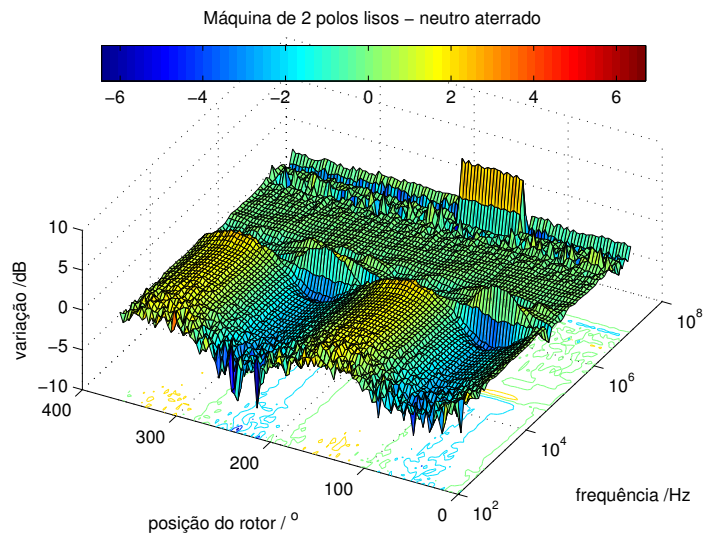


Figura 6.21: Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado

Nota-se que, para esta máquina, as medidas na região indutiva podem variar até 2.5db acima da média e até -2.5db abaixo da média. Esta alta variação pode, embora menor do que a observada para a máquina de polos salientes, ainda pode impactar no diagnóstico de uma falha nesta região. Conforme observado para a máquina de polos lisos, a região capacitiva apresentou variação insignificante em torno de 0db.

Do espectro da Figura 6.20, podem-se estimar as indutâncias (através da Equação (6.3)) e capacitâncias (através da Equação (6.4)) do enrolamento para cada posição do rotor, tal qual Figura 6.22.

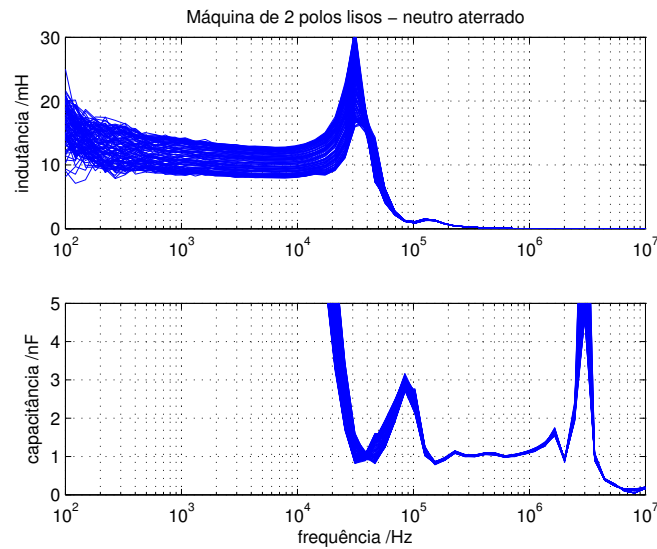


Figura 6.22: sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.23 a variação da indutância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.3), em uma frequência próxima de 2kHz (logo, na região indutiva). Nota-se que a variação de indutância é senoidal e, para uma volta completa do eixo da máquina, apresenta 2 ciclos completos, devido aos 2 polos desta máquina. A mesma constatação pode ser feita em qualquer outra frequência da região indutiva.

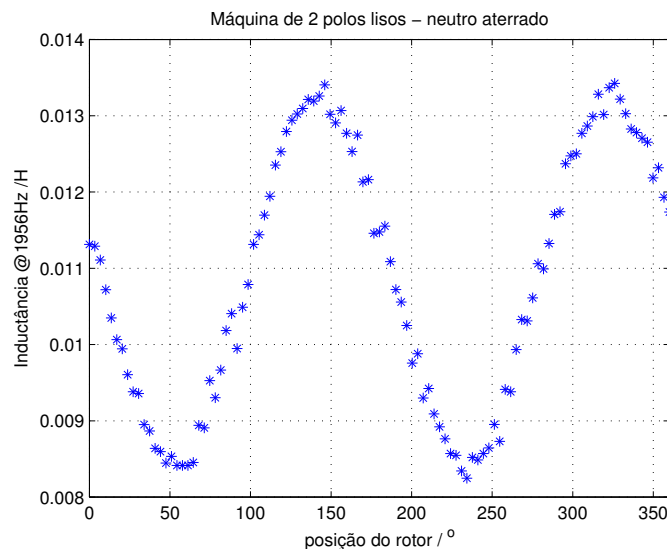


Figura 6.23: Variação senoidal de indutância na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.24 a variação da capacitância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.4), em uma frequência próxima de 500kHz (logo, na região capacitiva). Nota-se que a variação de capacitância é completamente aleatória (e a dispersão das medidas é muito baixa), não sendo afetada pela posição do rotor. A mesma constatação pode ser feita em qualquer outra frequência da região capacitiva.

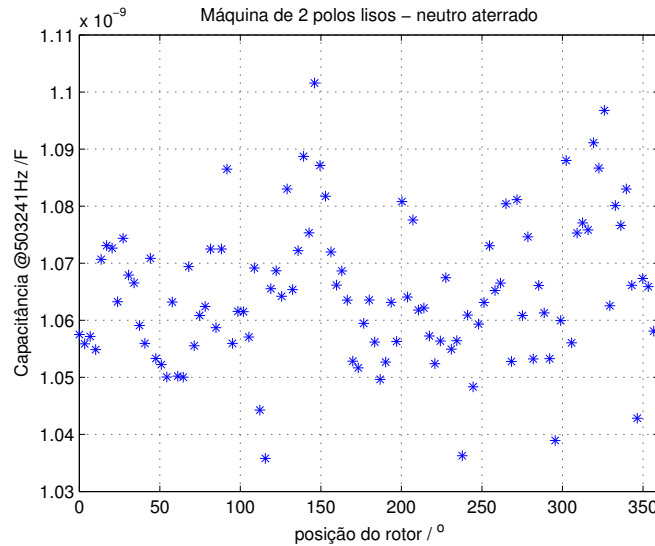


Figura 6.24: Variação aleatória de capacitância na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro aterrado

6.1.2.2 Medidas entre uma fase e a carcaça

Na configuração com neutro isolado (tal qual Figura 6.10), o espectro obtido será o de uma alta capacitância (representada por C_{iso} na Figura 6.10) em série com a associação RLC paralela que corresponde à impedância entre R e N.

Tem-se na Figura 6.25, em azul, uma sobreposição de 54 espectros de amplitudes obtidos para cada variação de 6.8° no rotor. Esta figura também apresenta (na cor vermelha) a média dos espectros e (na cor preta) os limites de medidas.

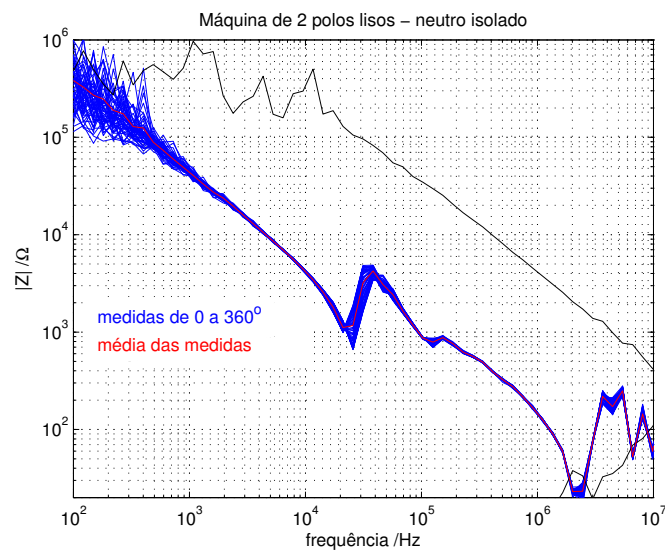


Figura 6.25: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 2 polos lisos com neutro isolado

A Figura 6.26 apresenta a variação em dB de cada um dos 54 espectros em relação ao espectro médio, de acordo com a equação (6.2). Observa-se que a região entre 20kHz e 200kHz apresenta variação de +4dB a quase -6dB com a posição do rotor. E esta variação é periódica com 2 ciclos completos para uma rotação completa de 360° .

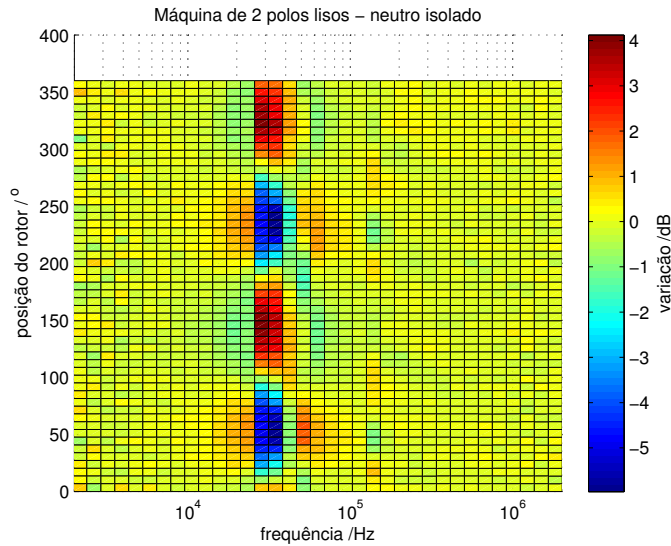


Figura 6.26: Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado - plano XY

Na Figura 6.27, que apresenta uma sobreposição dos espectros com neutro isolado (os mesmos espectros da Figura 6.25) sobre os espectros com neutro aterrado (os mesmos espectros da Figura 6.20), observa-se que esta região coincide justamente com a região em que a impedância de C_{iso} entra em ressonância com a indutância do enrolamento (que depende da posição do rotor).

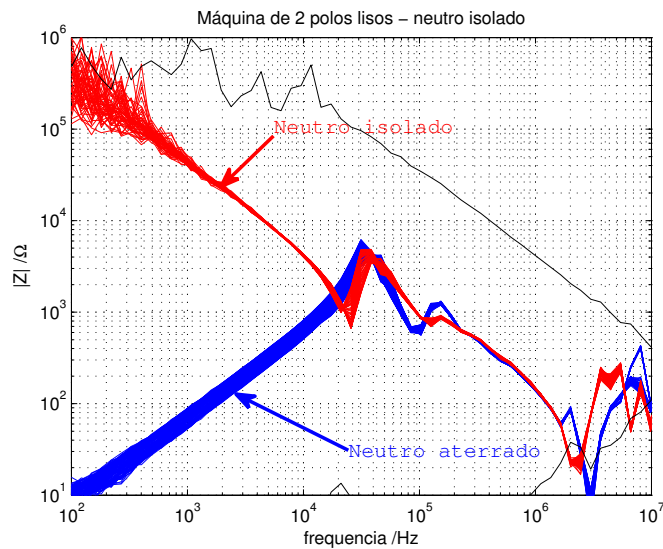


Figura 6.27: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina síncrona de 2 pólos lisos - comparação neutro isolado e aterrado

Do espectro da Figura 6.25, podem-se estimar as indutâncias (através da Equação (6.3)) e capacitâncias (através da Equação (6.4)) do enrolamento para cada posição do rotor, tal qual Figura 6.28.

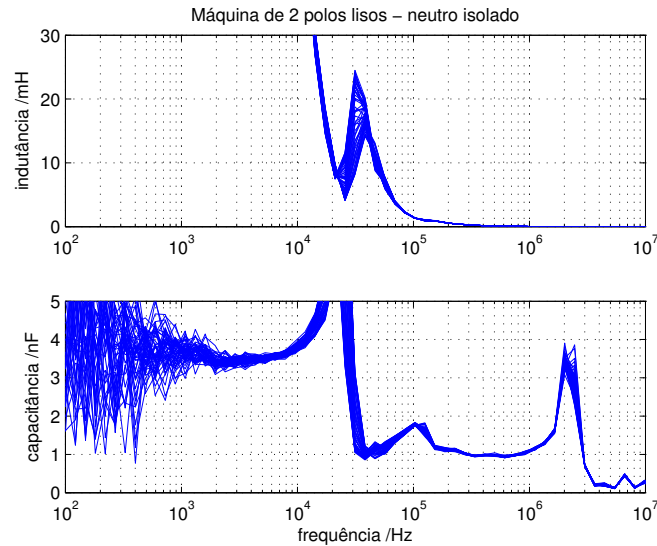


Figura 6.28: sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado

Tem-se na Figura 6.29 a variação da capacitância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.4), em uma frequência próxima de 300kHz (logo, na região capacitiva). Nota-se que a variação de capacitância é aleatória, não sendo afetada pela posição do rotor.

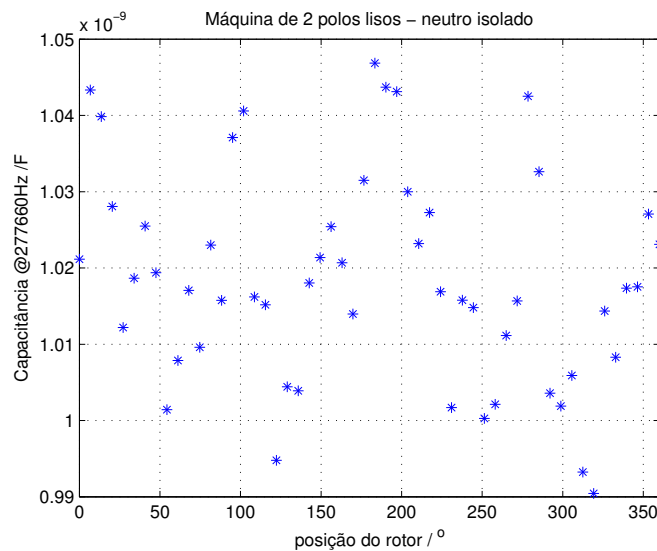


Figura 6.29: Variação aleatória de capacitância na máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado

Já a Figura 6.30 a variação da indutância com a posição do rotor em uma frequência próxima de 30kHz (logo, em uma das regiões ressonantes observadas na Figura 6.12). Nota-se que, nesta região, a variação de indutância não é aleatória, sendo influenciada pela posição do rotor.

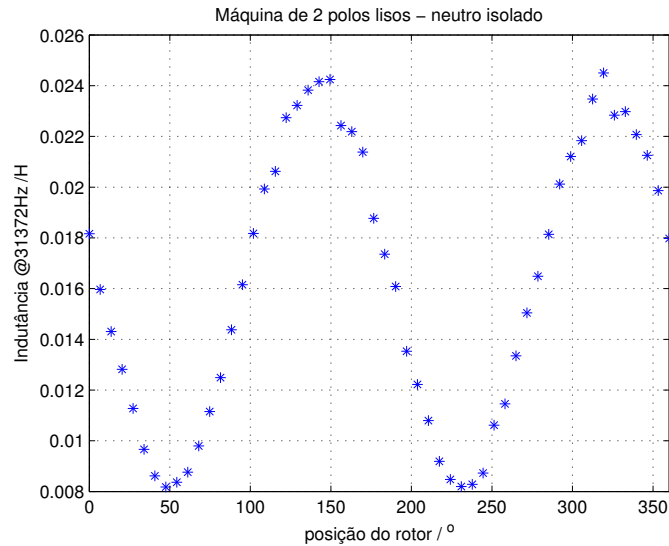


Figura 6.30: Variação de indutância dependente da posição do rotor na região de ressonância - máquina síncrona de 2 pólos lisos com neutro isolado

6.1.3 Medidas na máquina de indução com rotor gaiola de 4 polos

Da mesma forma que para as máquinas síncronas precedentes, foi estabelecido um ponto de referência, de forma que se pudesse saber (com certa precisão) quando o eixo da máquina realizaria uma volta completa. Isto foi obtido com o alinhamento de duas marcas no eixo da bancada.

De forma a se calcular cada posição do eixo, uma ponta de uma fita métrica foi presa ao disco de acoplamento. A fita permanece esticada com certa tensão através do uso de um peso. Com as marcas de referência alinhadas, tomou-se a medida na quina da bancada como 50cm (tal qual Figura 6.31). Girando-se o eixo (lentamente e com o cuidado de manter a tensão na fita métrica) no sentido anti-horário a medida em cm na fita vai aumentando.

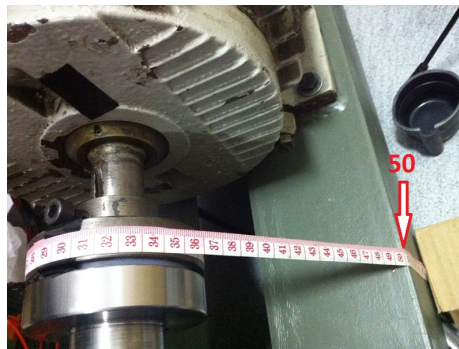


Figura 6.31: Posição referente a 0 graus para máquina de indução de 4 polos

Após uma volta completa (quando as marcas de referência se alinham novamente), tomou-se nova medida como 78cm (tal qual Figura 6.32).

Sabendo-se que a marcação referente a 0° é 500mm e que a marcação referente a 360° é 780mm, tem-se que uma regra-de-três composta, como a indicada na Figura 6.33, pode ser usada para se determinar relações entre a marcação da fita métrica e a posição angular do eixo, tal qual equação (6.6).

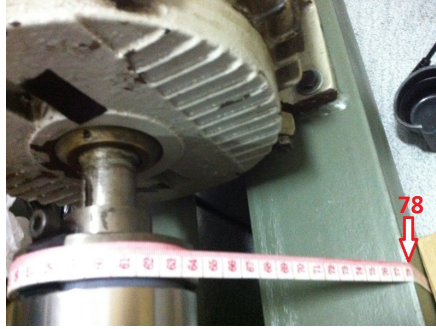


Figura 6.32: Posição referente a 360 graus para máquina de indução de 4 polos

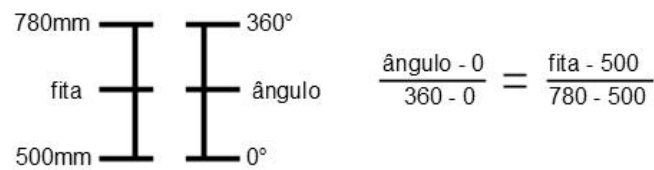


Figura 6.33: Conversão entre marcação da fita métrica e posição angular do rotor para máquina de indução de 4 polos

$$\text{angulo} = \frac{360 \cdot (\text{fita} - 500)}{780 - 500} = \frac{360 \cdot (\text{fita} - 500)}{280}; \quad (6.6)$$

$$\text{fita} = \frac{\text{angulo}}{360} \cdot (780 - 500) + 500 = \frac{\text{angulo} \cdot 280}{360} + 500.$$

Logo, para um deslocamento de 5mm na fita métrica (ou seja, $(\text{fita} - 500) = 5$ em (6.6)), tem-se um deslocamento angular de 6.429° . Logo para se cobrir os 360° de posições do eixo, serão necessárias 57 varreduras.

Em resumo, o procedimento de testes é: faz-se uma varredura com a fita na posição 500mm. Muda-se para a posição 505mm e se faz nova varredura. Vai se incrementando as posições a cada 5mm até a marca de 780mm (quando uma volta completa será dada).

6.1.3.1 Medidas entre fase e neutro

Na configuração com neutro aterrado (tal qual Figura 6.4), a impedância a ser medida será o de uma associação RLC paralela (uma indutância com resistência e capacitância parasitas).

Tem-se na Figura 6.34, em azul, uma sobreposição dos 57 espectros de amplitudes obtidos para cada variação de 6.4° no rotor. Esta figura também apresenta (na cor vermelha) a média dos 57 espectros e (na cor preta) os limites das medidas. A figura mostra que o MIT de 4 polos apresenta uma certa variação nas medidas com a posição do rotor na região indutiva dos espectros (de 100Hz a 80kHz, para esta máquina). Por outro lado, pode-se notar que a região capacitiva (de 200kHz até 5MHz, para esta máquina) apresenta variação insignificante.

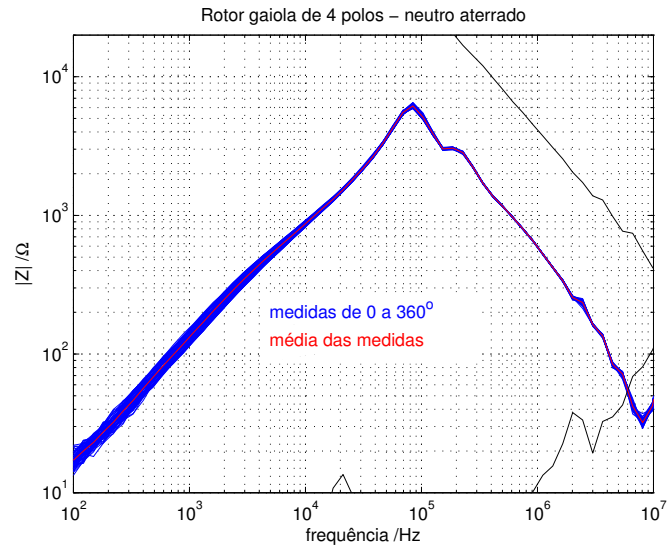


Figura 6.34: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado

A Figura 6.35 apresenta a variação em dB de cada um dos 57 espectros em relação ao espectro médio, de acordo com a equação (6.2).

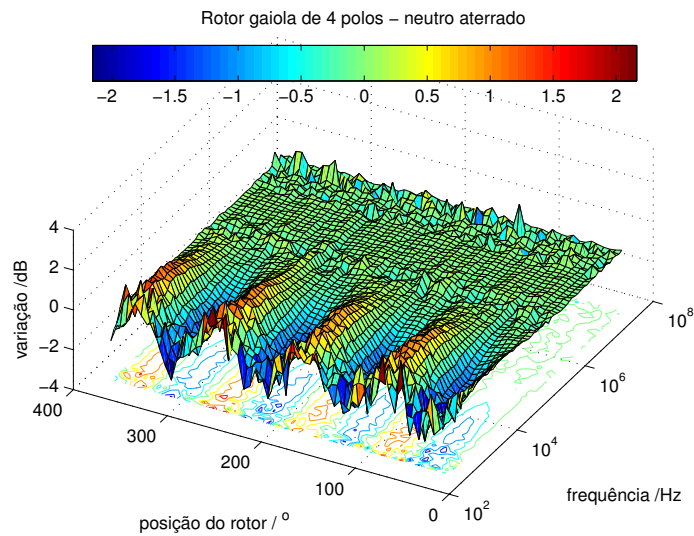


Figura 6.35: Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado

Nota-se que, para esta máquina, as medidas na região indutiva podem variar até 2db acima da média e até -2db abaixo da média. Esta variação, embora menor do que as observadas nas máquinas síncronas precedentes, ainda pode impactar no diagnóstico de uma falha nesta região. Conforme observado nas máquinas síncronas, a região capacitiva apresentou variação insignificante em torno de 0db.

Do espectro da Figura 6.34, podem-se estimar as indutâncias (através da Equação (6.3)) e capacitâncias (através da Equação (6.4)) do enrolamento para cada posição do rotor, tal qual Figura 6.36.

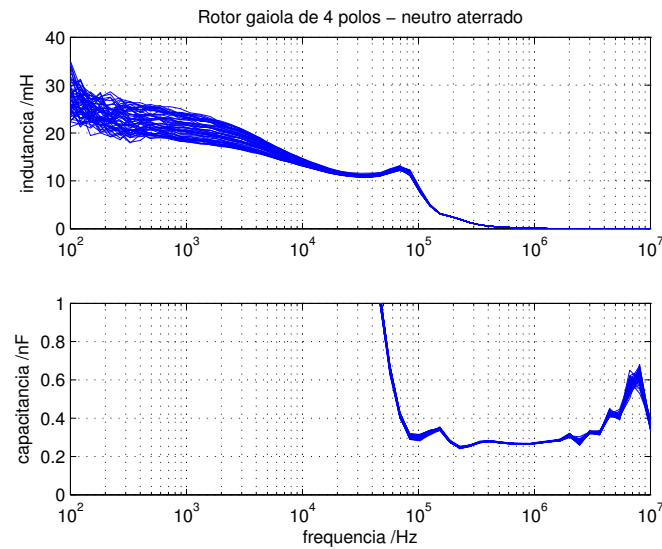


Figura 6.36: sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.37 a variação da indutância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.3), em uma frequência próxima de 2kHz (logo, na região indutiva). Nota-se que a variação de indutância é senoidal e, para uma volta completa do eixo da máquina, apresenta 4 ciclos completos, devido aos 4 polos desta máquina. A mesma constatação pode ser feita em qualquer outra frequência da região indutiva.

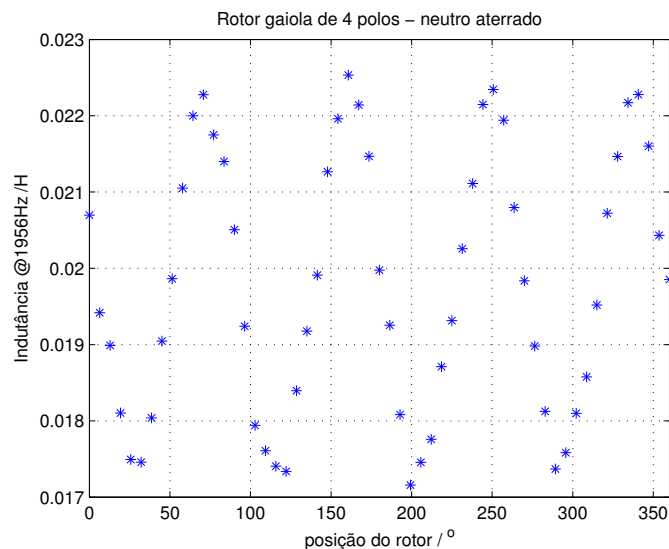


Figura 6.37: Variação senoidal de indutância na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.38 a variação da capacitância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.4), em uma frequência próxima de 1.1MHz (logo, na região capacitiva). Nota-se que a variação de capacitância é completamente aleatória (e a dispersão das medidas é muito baixa), não sendo afetada pela posição do rotor. A mesma constatação pode ser feita em qualquer outra frequência da região capacitiva.

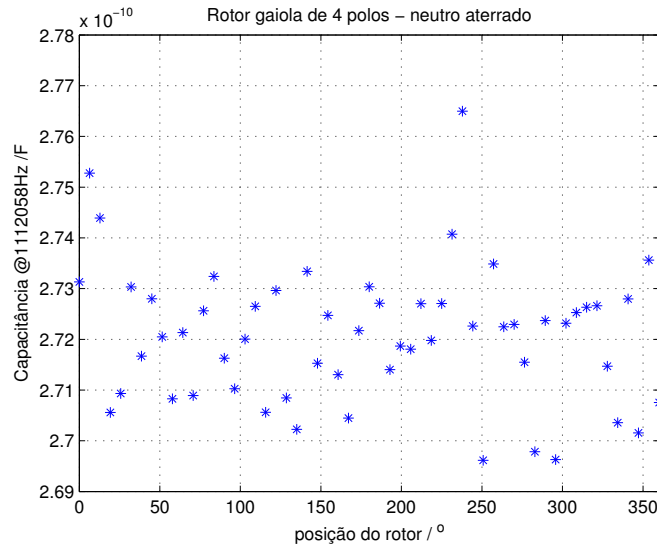


Figura 6.38: Variação aleatória de capacitância na máquina indução de 4 polos com neutro aterrado

6.1.3.2 Medidas entre uma fase e a carcaça

Na configuração com neutro isolado (tal qual Figura 6.10), o espectro obtido será o de uma alta capacitância (representada por C_{iso} na Figura 6.10) em série com a associação RLC paralela que corresponde à impedância entre R e N.

Tem-se na Figura 6.39, em azul, uma sobreposição de 57 espectros de amplitudes obtidos para cada variação de 6.4° no rotor. Esta figura também apresenta (na cor vermelha) a média dos espectros e (na cor preta) os limites de medidas.

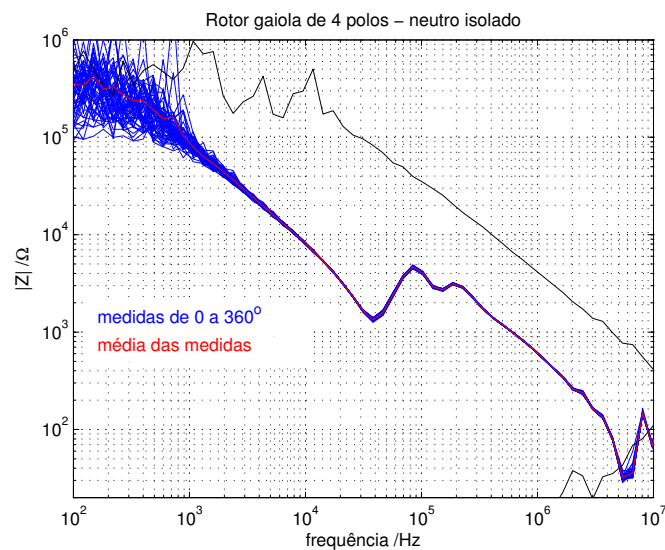


Figura 6.39: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina indução de 4 polos com neutro isolado

A Figura 6.40 apresenta a variação em dB de cada um dos 57 espectros em relação ao espectro médio, de acordo com a equação (6.2). Observa-se que a região entre 40kHz e 200kHz apresenta variação de +0.5dB a -1dB com a posição do rotor. E esta variação é periódica com 4 ciclos completos para uma rotação completa de 360° .

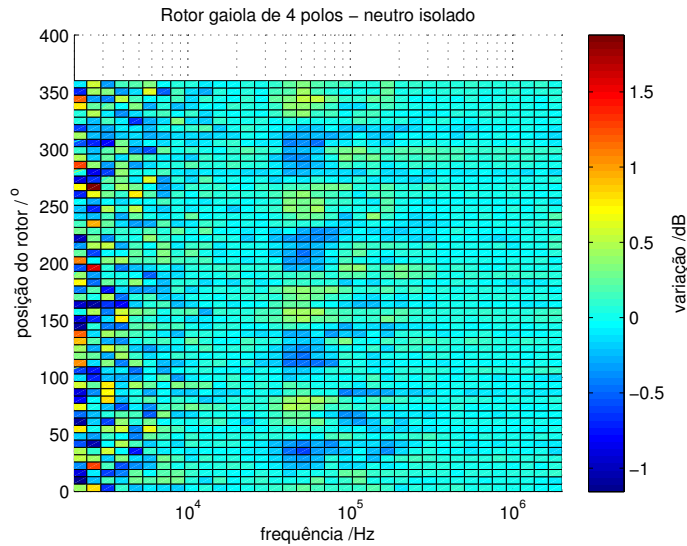


Figura 6.40: Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina indução de 4 polos com neutro isolado - plano XY

Na Figura 6.41, que apresenta uma sobreposição dos espectros com neutro isolado (os mesmos espectros da Figura 6.39) sobre os espectros com neutro aterrado (os mesmos espectros da Figura 6.34), observa-se que esta região coincide justamente com a região em que a impedância de C_{iso} entra em ressonância com a indutância do enrolamento (que depende da posição do rotor).

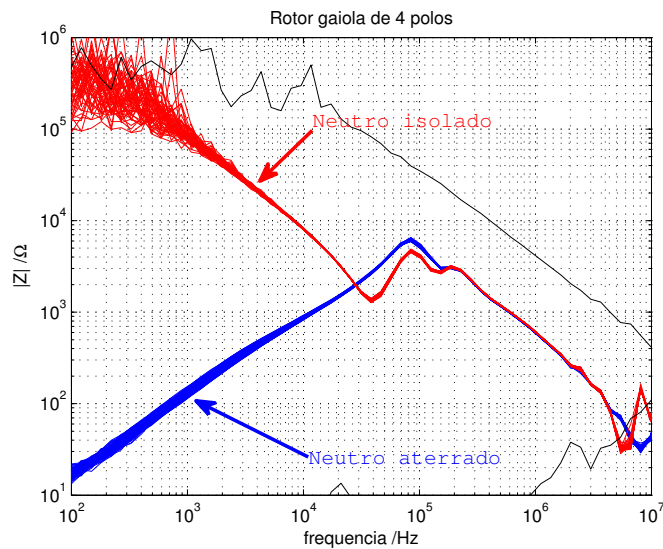


Figura 6.41: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina indução de 4 polos - comparação neutro isolado e aterrado

Do espectro da Figura 6.39, podem-se estimar as indutâncias (através da Equação (6.3)) e capacitâncias (através da Equação (6.4)) do enrolamento para cada posição do rotor, tal qual Figura 6.42.

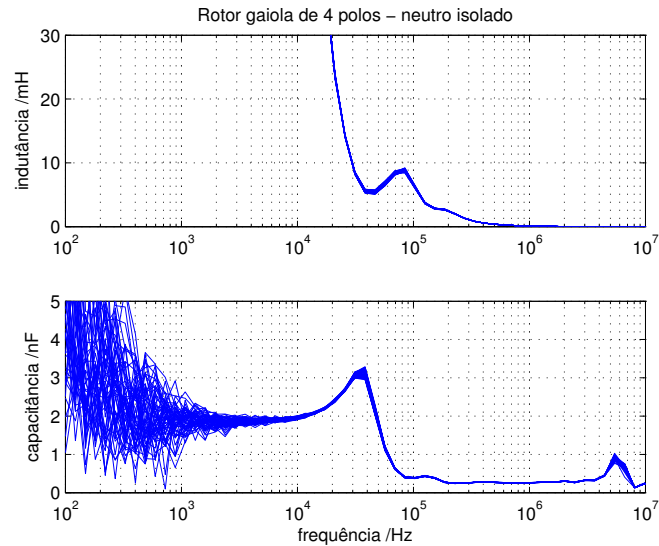


Figura 6.42: sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina indução de 4 polos com neutro isolado

Tem-se na Figura 6.43 a variação da capacitância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.4), em uma frequência próxima de 300kHz (logo, na região capacitiva). Nota-se que a variação de capacitância é aleatória, não sendo afetada pela posição do rotor.

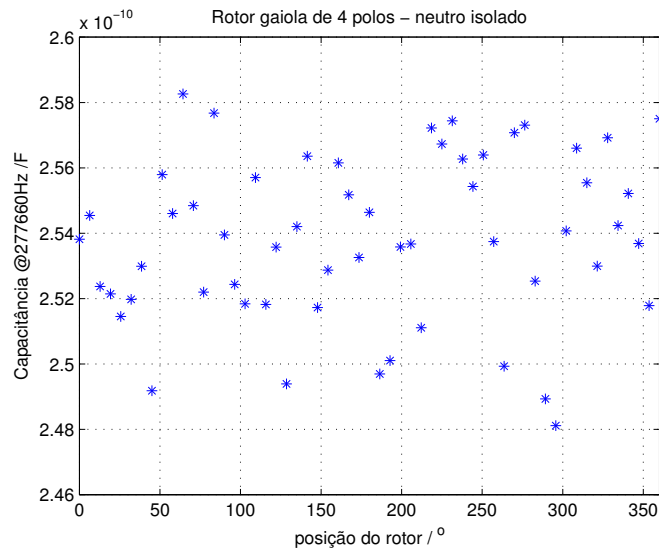


Figura 6.43: Variação aleatória de capacitância na máquina indução de 4 polos com neutro isolado

Já a Figura 6.44 a variação da indutância com a posição do rotor em uma frequência próxima de 45kHz (logo, em uma das regiões ressonantes observadas na Figura 6.12). Nota-se que, nesta região, a variação de indutância não é aleatória, sendo influenciada pela posição do rotor.

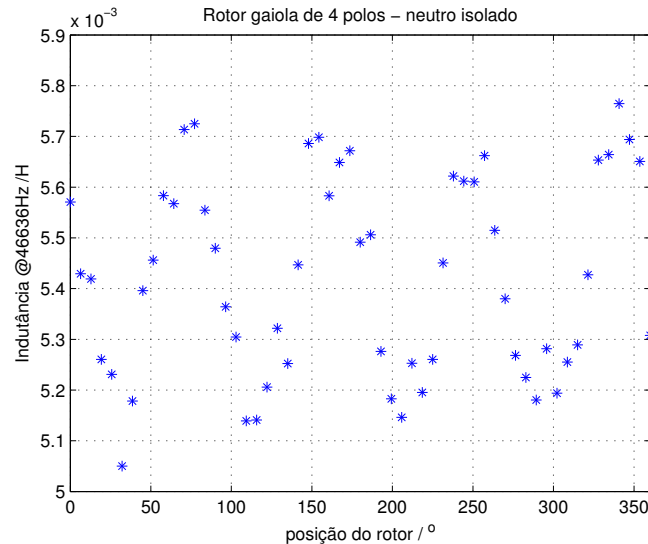


Figura 6.44: Variação de indutância dependente da posição do rotor na região de ressonância - máquina indução de 4 polos com neutro isolado

6.1.4 Medidas na máquina de indução com rotor gaiola de 2 polos

A máquina de indução de 2 polos faz parte da mesma bancada da máquina síncrona de polos lisos. Ambas estão acopladas em um mesmo eixo. Logo, o mesmo setup de medidas (fita métrica, etc.) foi utilizado. Entretanto, ao invés de se realizar medidas a cada 5mm da fita (ou seja, a cada 3.4° mecânicos no eixo), as medidas foram realizadas a cada 10mm. Dessa forma, para um deslocamento de 10mm na fita métrica (ou seja, $(fita - 265) = 10$ em 6.5), tem-se um deslocamento angular de 6.79° . Logo, para se cobrir os 360° de posições do eixo, serão necessárias 54 varreduras.

Para a máquina de indução de 2 polos, apenas as medidas entre fase e neutro foram realizadas. Os resultados são descritos a seguir.

6.1.4.1 Medidas entre fase e neutro

Na configuração com neutro aterrado (tal qual Figura 6.4), a impedância a ser medida será o de uma associação RLC paralela (uma indutância com resistência e capacitância parasitas).

Tem-se na Figura 6.45, em azul, uma sobreposição dos 54 espectros de amplitudes obtidos para cada variação de 6.8° no rotor. Esta figura também apresenta (na cor vermelha) a média dos 54 espectros e (na cor preta) os limites das medidas. A figura mostra que o MIT de 2 polos apresenta, aparentemente, variação insignificante nas medidas com a posição do rotor na região indutiva dos espectros (de 100Hz a 40kHz, para esta máquina). Também se observa que a região capacitiva (de 40kHz até 2MHz, para esta máquina) apresenta variação insignificante.

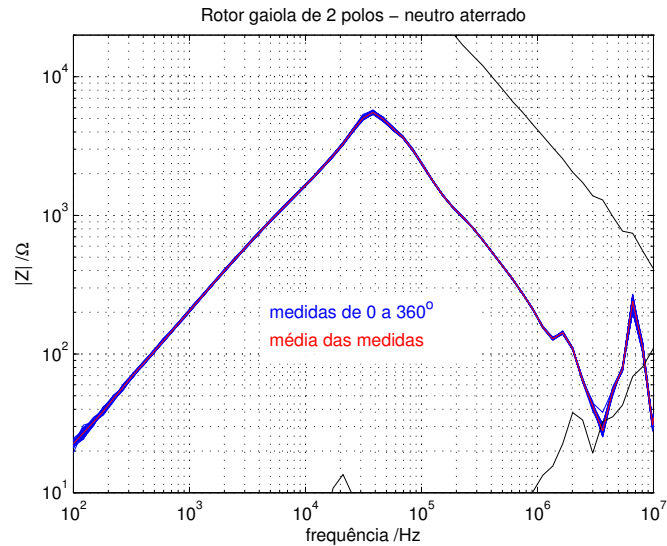


Figura 6.45: sobreposição de espectros de amplitudes na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado

A Figura 6.46 apresenta a variação em dB de cada um dos 54 espectros em relação ao espectro médio, de acordo com a equação (6.2).

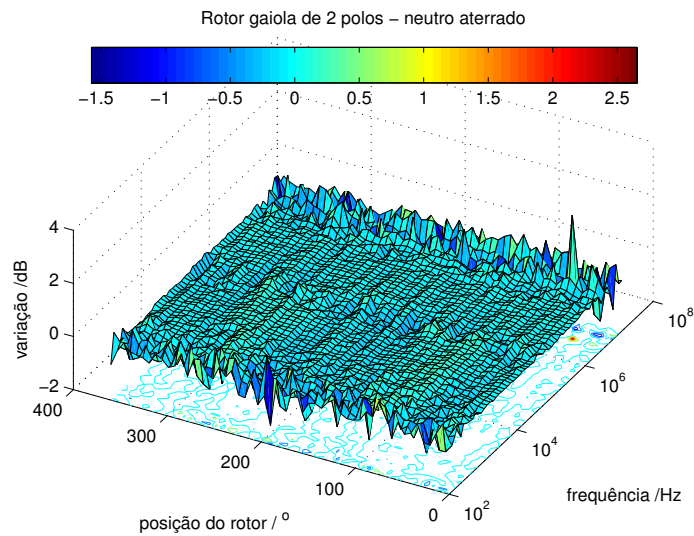


Figura 6.46: Variação em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado

A Figura 6.46 confirma a variação insignificante na região indutiva. Entretanto, isso pode ser melhor observado no plano XY e limitando a faixa de frequências entre 300Hz e 1MHz (de forma a se eliminar as variações aleatórias nas frequências mais baixas e nas mais altas). Isso pode ser observado na Figura 6.47.

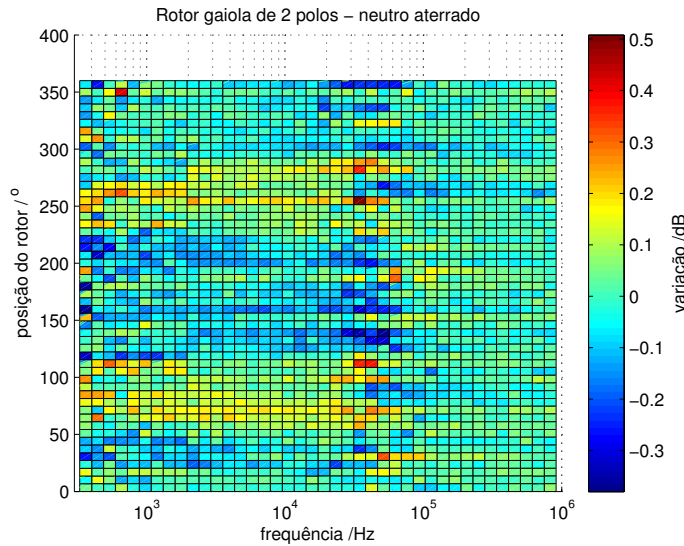


Figura 6.47: Variação no plano XY em dB dos espectros de amplitude com a posição do rotor na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado

Através da Figura 6.47 se observa que as variações na região indutiva para esta máquina são, realmente, muito baixas (de -0.3dB a $+0.3\text{dB}$). Entretanto se observa que elas existem (e são dependentes do número de polos e da posição do rotor) e podem impactar no diagnóstico de uma falha nesta região, dependendo da precisão desejada.

Conforme observado em todas as máquinas precedentes, a região capacitiva apresentou variação insignificante (e aleatória, portanto não dependente da posição do rotor) em torno de 0dB .

Do espectro da Figura 6.45, podem-se estimar as indutâncias (através da Equação (6.3)) e capacitâncias (através da Equação (6.4)) do enrolamento para cada posição do rotor, tal qual Figura 6.48.

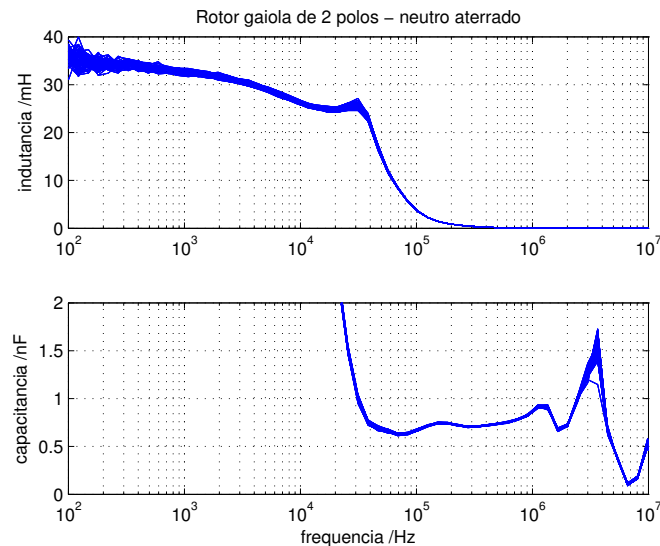


Figura 6.48: sobreposição de espectros de indutâncias e capacitâncias na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.49 a variação da indutância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.3), em uma frequência próxima de 2kHz (logo, na região indutiva). Nota-se que a variação de indutância, embora pequena, se aproxima a uma senoide e, para uma volta completa do eixo da máquina, apresenta 2 ciclos completos, devido aos 2 polos desta máquina. A mesma

constatação pode ser feita em qualquer outra frequência da região indutiva.

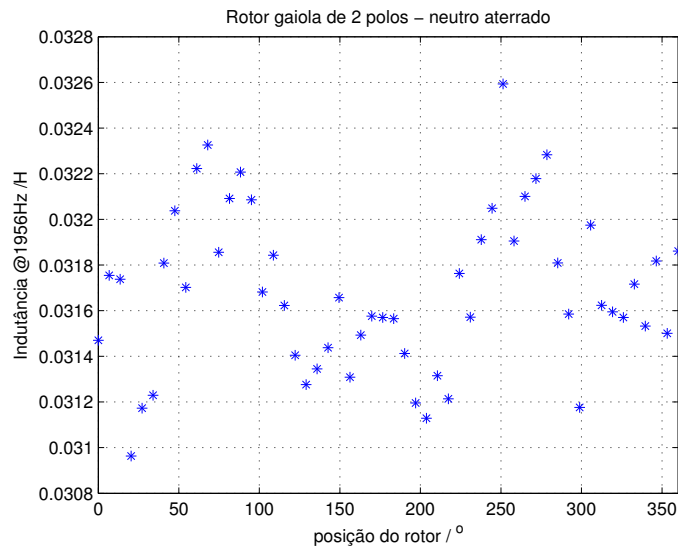


Figura 6.49: Variação senoidal de indutância na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado

Tem-se na Figura 6.50 a variação da capacitância com a posição do rotor, obtida através através da Equação (6.4), em uma frequência próxima de 1.1MHz (logo, na região capacitiva). Nota-se que a variação de capacitância é completamente aleatória (e a dispersão das medidas é muito baixa), não sendo afetada pela posição do rotor. A mesma constatação pode ser feita em qualquer outra frequência da região capacitiva.

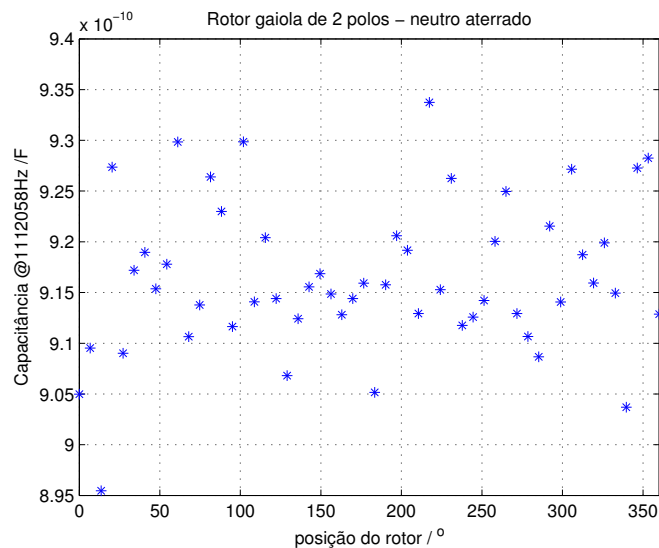


Figura 6.50: Variação aleatória de capacitância na máquina indução de 2 polos com neutro aterrado

6.2 Influência da temperatura e da umidade

Estudos divulgados em Reykherdt e Davydov (2011) e Bagheri *et al.* (2014) mostram que a temperatura e a umidade podem influenciar nos resultados de *FRA* em transformadores. Mais especificamente, estes estudos tratam da umidade no papel e no óleo dos transformadores. A umidade do ar, entretanto, também influencia nos resultados, conforme será observado com o experimento a seguir.

Um corpo de provas¹ foi construído com fio 20AWG enrolado sobre um núcleo de vidro (não ferromagnético) de 44cm de diâmetro. Este corpo possui duas bobinas concêntricas e de fios paralelos, com 37 espiras por bobina, conforme Figura 6.51. Esta construção é assim feita de forma a se maximizar a área de contato entre os dois fios.



Figura 6.51: *Corpo de provas bobinado*

Cada uma das duas bobinas possui dois terminais, identificados como a e b . A bobina com os terminais à esquerda é chamada bobina $L1$ e a bobina com os terminais à direita é chamada bobina $L2$. Dessa forma, o corpo possui quatro terminais: $L1a$ e $L1b$ (para a primeira bobina) e $L2a$ e $L2b$ (para a segunda bobina).

As medidas tomadas entre os terminais a e b de uma mesma bobina são, predominantemente, indutivas; enquanto que as medidas tomadas entre os terminais de duas bobinas diferentes são, predominantemente, capacitivas.

Para cada “dia”² de medidas são realizadas 6 medidas entre $L1aL1b$ (medidas indutivas) e mais 6 medidas entre $L1aL2a$ (medidas capacitivas). Para cada “dia”, também são anotadas a temperatura ambiente e a umidade relativa do ar. No total, foram coletados dados de 90 “dias” de medidas (com 6 medidas por “dia” para cada um dos dois conjuntos de terminais).

6.2.1 Medidas entre $L1a$ e $L2a$ (capacitivas)

Tem-se na Figura 6.52 varreduras realizadas no corpo de provas entre os terminais $L1a$ e $L2a$.

Tem-se na Figura 6.53 a variação de amplitudes das medias de cada dia de medidas no corpo de provas em relação ao baseline (dia 1) projetada no plano XY. No painel da esquerda desta figura, têm-se as informações de temperatura ambiente (em vermelho) e da umidade relativa do ar (em verde).

Observa-se que existe uma dependência da variação de amplitudes em relação à temperatura e à umidade do ar. Uma expressão matemática que modele esta relação, entretanto, não é trivial e foge ao escopo deste trabalho. O intuito deste experimento foi apenas demonstrar que existe esta dependência.

Esta dependência deve ser levada em consideração ao serem realizadas as medidas em campo ou em laboratório. Logo, é interessante a realização dos testes em vários dias, de forma que as variações climáticas se incorporem nas medidas.

¹na verdade, foram construídos quatro corpos de provas - cp1, cp2, cp3 e cp4. Apenas os resultados relativos a cp4 serão discutidos

²aqui, um “dia” de medidas não significa, necessariamente, um dia diferente. Um grupo de medidas realizado na parte da manhã pode ser considerado um “dia” e um grupo de medidas realizado na parte da tarde do mesmo dia podem ser considerados “dias” de medidas diferentes. A ideia é que ocorram variações de umidade e temperatura de um “dia” para outro.

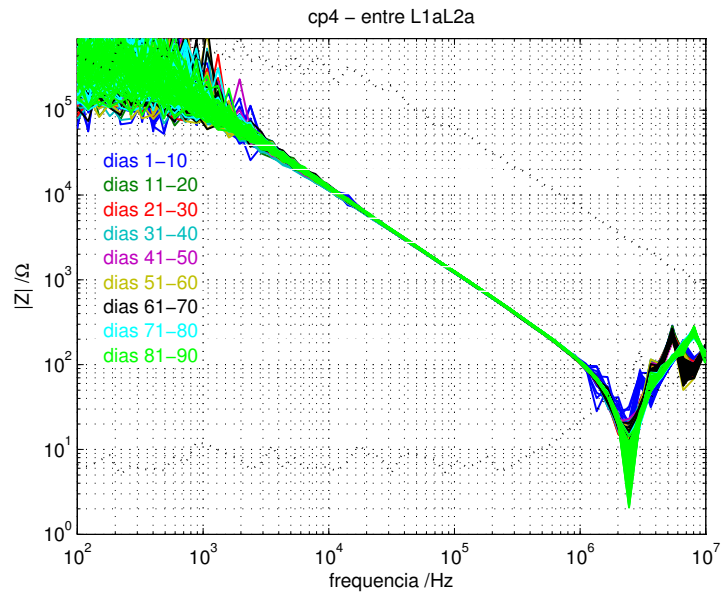


Figura 6.52: Espectro de amplitudes do corpo de provas cp_4 - medidas entre os taps L1a e L2a

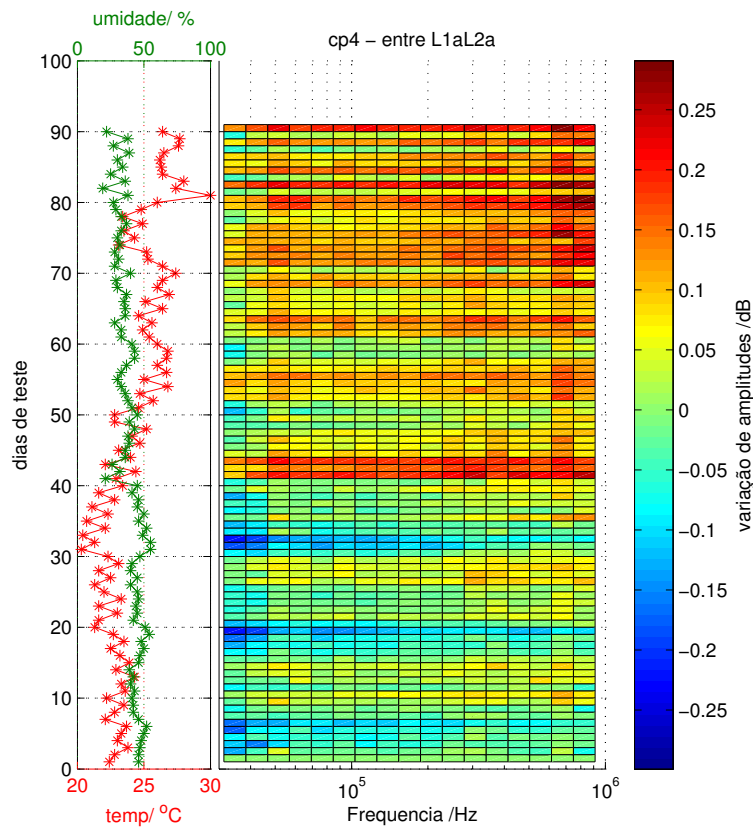


Figura 6.53: Variação de amplitudes no plano XY das médias de cada dia de medidas para o corpo de provas cp_4 - medidas entre os taps L1a e L2a

6.2.2 Medidas entre $L1a$ e $L1b$ (indutivas)

Tem-se na Figura 6.54 varreduras realizadas no corpo de provas entre os terminais $L1a$ e $L1b$.

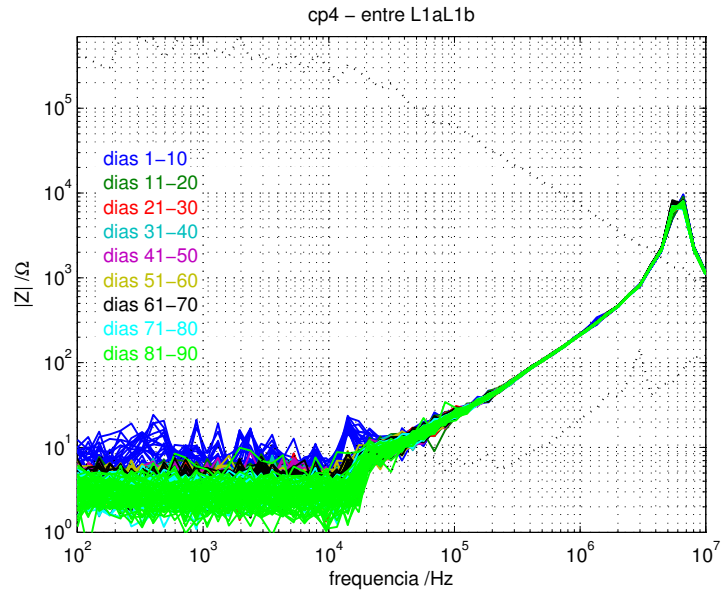


Figura 6.54: Espectro de amplitudes do corpo de provas cp_4 - medidas entre os taps L1a e L1b

Tem-se na Figura 6.55 a variação de amplitudes das médias de cada dia de medidas no corpo de provas em relação ao baseline (dia 1) projetada no plano XY. No painel da esquerda desta figura, têm-se as informações de temperatura ambiente (em vermelho) e da umidade relativa do ar (em verde).

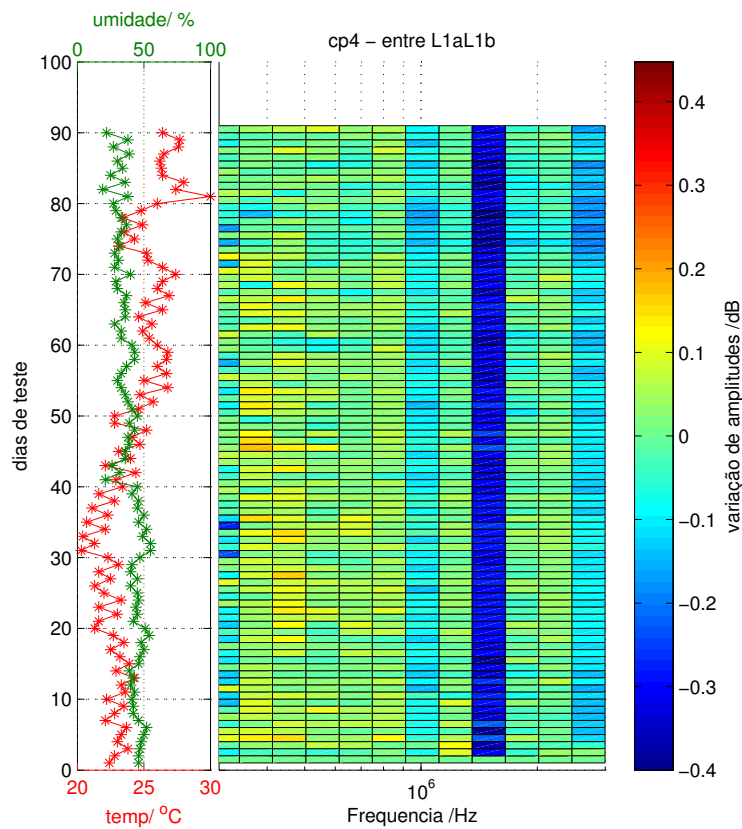


Figura 6.55: Variação de amplitudes no plano XY das médias de cada dia de medidas para o corpo de provas cp_4 - medidas entre os taps L1a e L1b

Observa-se que, ao contrário do observado para as medidas capacitivas (entre *L1a* e *L2a*), as medidas indutivas (entre *L1a* e *L1b*) parecem não sofrer influência da temperatura e da umidade.

6.3 Uso de técnicas estatísticas para minimizar falta de repetibilidade

Esta seção tem como objetivo estudar os índices estatísticos já propostos na literatura de FRA visando mitigar os problemas de repetibilidade nas medidas e extrair informação mais relevante dos dados. Além destes índices, outros dois também foram desenvolvidos.

6.3.1 Índices propostos na literatura de FRA

A seguir serão estudados os seguintes índices propostos na literatura de FRA:

- Coeficiente de correlação (CC) - Ryder (2003), Kim *et al.* (2005), Kennedy *et al.* (2007), Wimmer *et al.* (2007), Secue e Mombello (2008), Nirgude *et al.* (2008), Tang *et al.* (2010), Reykherdt e Davydov (2011), Ji *et al.* (2012), Badgujar *et al.* (2012), IEEE-Std-C57 (2013), Bagheri *et al.* (2014).
- Erro médio quadrático (MSE) - Kim *et al.* (2005) e Badgujar *et al.* (2012).
- Raiz do erro médio quadrático (RMSE) - Nirgude *et al.* (2008), Badgujar *et al.* (2012) e Bagheri *et al.* (2014).
- Desvio padrão comparativo (CSD) - Badgujar *et al.* (2012).
- Soma quadrática das razões de erro (SSRE) - Kim *et al.* (2005).
- Soma quadrática das razões máximo-mínimo de erro (SSMMRE) - Kim *et al.* (2005).
- Soma absoluta de erros logarítmicos (ASLE) - Kim *et al.* (2005), Secue e Mombello (2008), Nirgude *et al.* (2008), Tang *et al.* (2010), e Badgujar *et al.* (2012).
- Diferença absoluta (DABS) - Secue e Mombello (2008) e Badgujar *et al.* (2012).
- Relação entre mínimos e máximos (MM) - Secue e Mombello (2008) e Badgujar *et al.* (2012).
- Desvio espectral (σ) - Tang *et al.* (2010) e Ji *et al.* (2012).
- Teste de hipóteses em faixa ampla de frequências (h) - Badgujar *et al.* (2012).

6.3.1.1 Coeficiente de correlação (CC)

O coeficiente de correlação (CC - Correlation Coefficient) expressa semelhança entre dois conjuntos de dados. Para $CC = 0$ essa semelhança é mínima. Para $CC = 1$ essa semelhança é máxima (e para $CC = -1$ a semelhança é negativa).

Na literatura de FRA, o CC é expresso por duas fórmulas distintas, cujos resultados podem ser diferentes, dependendo das médias das medidas.

A fórmula tradicional, obtida em livros de estatística (Montgomery e Runger (2011, p. 173), por exemplo) é dada pela equação (6.7). Esta fórmula é usada para se determinar a correlação entre duas grandezas, $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ e $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$.

$$\rho_{XY} = \frac{\sigma_{XY}}{\sigma_X \cdot \sigma_Y}, \quad (6.7)$$

sendo ρ_{XY} a covariância entre X e Y, σ_X o desvio padrão entre as medidas da grandeza X e sua média μ_X e σ_Y o desvio padrão entre as medidas da grandeza Y e sua média μ_Y .

Pode-se provar matematicamente que (6.7) é equivalente a (6.8), que é a fórmula apresentada em Kennedy *et al.* (2007) e a (6.9), que é a fórmula apresentada em Badgujar *et al.* (2012).

$$CC_{Kennedy} = \frac{\sum_{i=1}^n [(x_i - \mu_X) \cdot (y_i - \mu_Y)]}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu_X)^2 \cdot \sum_{i=1}^n (y_i - \mu_Y)^2}}. \quad (6.8)$$

$$CC_{Badgujar} = \frac{n \sum_{i=1}^n [x_i \cdot y_i] - \sum_{i=1}^n x_i \cdot \sum_{i=1}^n y_i}{\sqrt{\left[n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \right] \cdot \left[n \sum_{i=1}^n y_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n y_i \right)^2 \right]}}. \quad (6.9)$$

Nota-se que (6.8) é consequência direta de (6.7) após a aplicação das fórmulas de covariância e desvio padrão. Já a equação (6.9) pode ser obtida através de (6.8) após a aplicação da fórmula das médias. Deve-se ressaltar que (6.9) parece ser mais complicada do que (6.8) mas, quando implementadas computacionalmente, (6.9) é mais eficiente³.

Enquanto as fórmulas para o CC apresentadas por Badgujar *et al.* (2012) e Kennedy *et al.* (2007) são equivalentes, a literatura de FRA também apresenta uma outra fórmula, (6.10), que só é equivalente a (6.8) e (6.9) quando as médias de X e Y são zero, o que não é verdadeiro para o espectro de impedâncias.

$$CC_{Bagheri} = \frac{\sum_{i=1}^n [x_i \cdot y_i]}{\sqrt{\sum_{i=1}^n x_i^2 \cdot \sum_{i=1}^n y_i^2}}. \quad (6.10)$$

Em resumo, a literatura de FRA apresenta dois índices chamados CC cujos resultados numéricos são semelhantes, porém distintos. O primeiro pode ser calculado por (6.7), (6.8) ou (6.9) e é apresentado em Kennedy *et al.* (2007), Badgujar *et al.* (2012), IEEE-Std-C57 (2013), Reykherdt e Davydov (2011), Wimmer *et al.* (2007) e Secue e Mombello (2008)⁴. Já o segundo pode ser calculado por (6.10) e é apresentado em Bagheri *et al.* (2014), Ryder (2003), Kim *et al.* (2005), Ji *et al.* (2012), Tang *et al.* (2010) e Nirgude *et al.* (2008).

Uma desvantagem do CC, apresentada em diversas referências e provada matematicamente em Kim *et al.* (2005), ocorre quando o espectro a ser comparado possui o mesmo formato de seu baseline. Neste caso o valor de CC será próximo de 1, mesmo que a diferença de amplitude entre os espectros seja alta.

Tem-se na Figura 6.56 uma comparação entre o CC de Badgujar (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.9)) e o CC de Bagheri (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.10)) para a mesma progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3, considerando cada medida de cada dia. A Figura 6.57 apresenta a mesma comparação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. Em ambas as figuras se percebe que o CC foi capaz de produzir uma tendência correta de acordo com a severidade das falhas inseridas. Nota-se, entretanto, que os índices calculados para os dias 2 e 3 (capacitores de 10nF e 100nF, respectivamente) não apresentaram muita diferença da condição baseline (dia 1).

³ver justificativa semelhante em Montgomery e Runger (2011, p. 194)

⁴A fórmula que Secue e Mombello (2008) apresenta é a mesma que (6.10), entretanto esta referência considera $x_i = x_n - \mu_X$ e $y_i = y_n - \mu_Y$, resultando em (6.8).

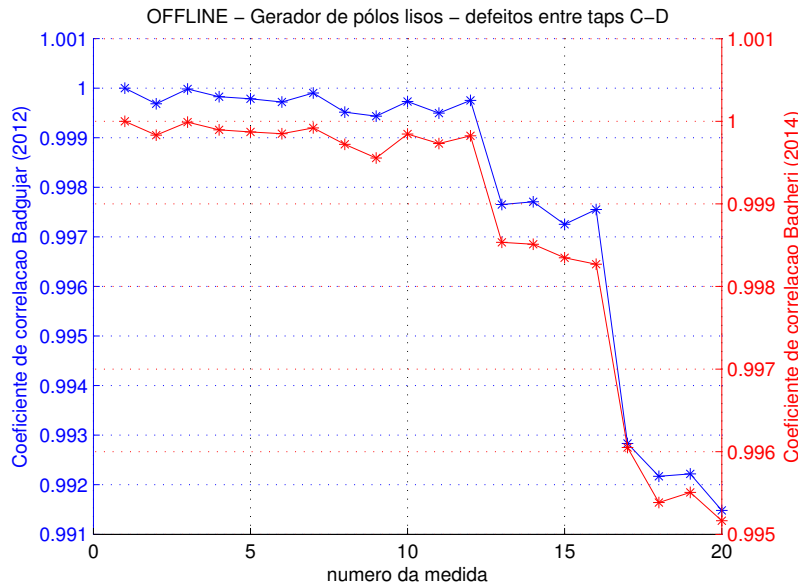


Figura 6.56: Comparação entre os CCs de Badgujar e Bagheri para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

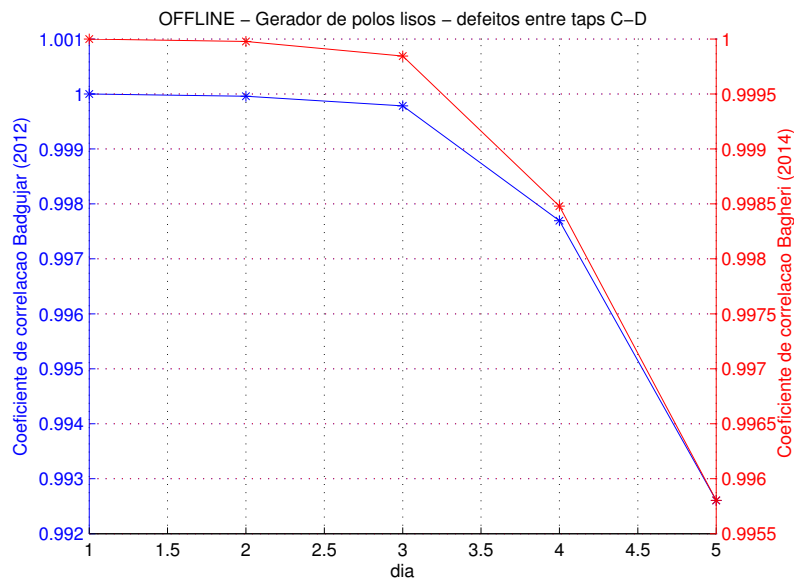


Figura 6.57: Comparação entre os CCs de Badgujar e Bagheri para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

Tem-se na Figura 6.58 a mesma comparação entre o CC de Badgujar (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.9)) e o CC de Bagheri (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.10)), também no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4).

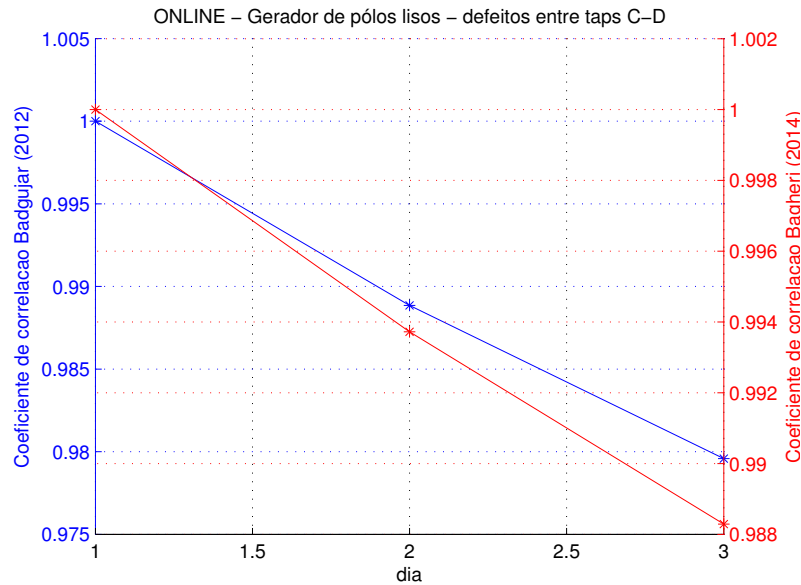


Figura 6.58: Comparação entre os CCs de Badgujar e Bagheri para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.1.2 Erro médio quadrático (MSE)

O erro médio quadrático (MSE - Mean Squared Error) é apresentado por Badgujar *et al.* (2012) como a equação (6.11). Para $MSE = 0$ o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Quanto mais alto o MSE, maior a diferença para o baseline. Este índice também é chamado SSE (Sum Squared Error) em Kim *et al.* (2005).

$$MSE = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2}{n}. \quad (6.11)$$

Segundo Badgujar *et al.* (2012), uma das qualidades intrínsecas do MSE é que ele minimiza pequenos erros e maximiza grandes erros. Isto, entretanto é criticado por outros pesquisadores, que o consideram mal-escalado (ill scaled). Segundo Kim *et al.* (2005), informações relevantes seriam subestimadas.

Os gráficos de desempenho do MSE serão plotas na próxima subseção, junto com o RMSE.

6.3.1.3 Raiz do erro médio quadrático (RMSE)

A raiz do erro médio quadrático (RMSE - Root Mean Squared Error) é apresentado por Badgujar *et al.* (2012) como a equação (6.12). Para $RMSE = 0$ o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Quanto mais alto o RMSE, maior a diferença para o baseline.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2}{n - 1}}. \quad (6.12)$$

Este índice também é chamado SD (Standard Deviation) em Nirgude *et al.* (2008) e Bagheri *et al.* (2014). Segundo Badgujar *et al.* (2012), o termo *desvio padrão* (*standard deviation*) indica a variação dos dados em relação ao valor médio de um conjunto de dados. Logo seria mais apropriado renomeá-lo para RMSE.

Tem-se na Figura 6.59 uma comparação entre o MSE (eixo azul da esquerda, calculado pela

equação (6.11)) e o RMSE (eixo **vermelho** da direita, calculado pela equação (6.12)) para a mesma progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3, considerando cada medida de cada dia. A Figura 6.60 apresenta a mesma comparação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. Em ambas as figuras se percebe que tanto o MSE quanto o RMSE foram capazes de produzir uma tendência correta de acordo com a severidade das falhas inseridas, embora o RMSE tenha diferenciado melhor as falhas mais sutis.

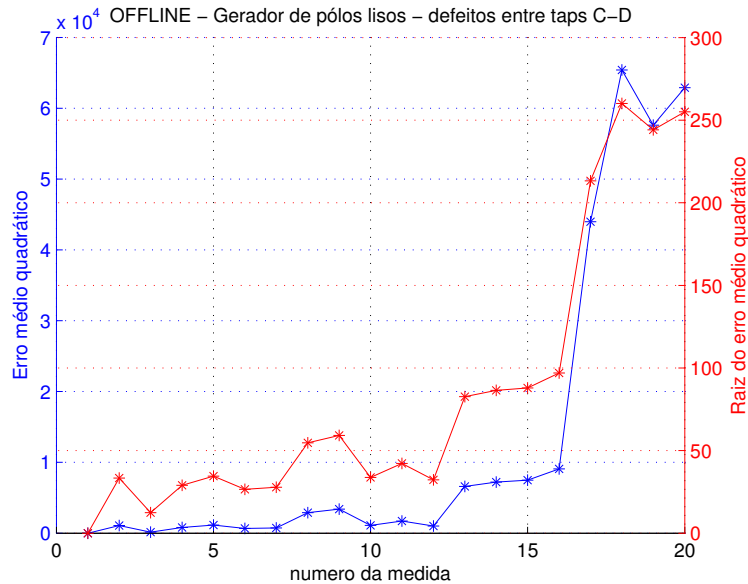


Figura 6.59: Comparação entre MSE e RMSE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

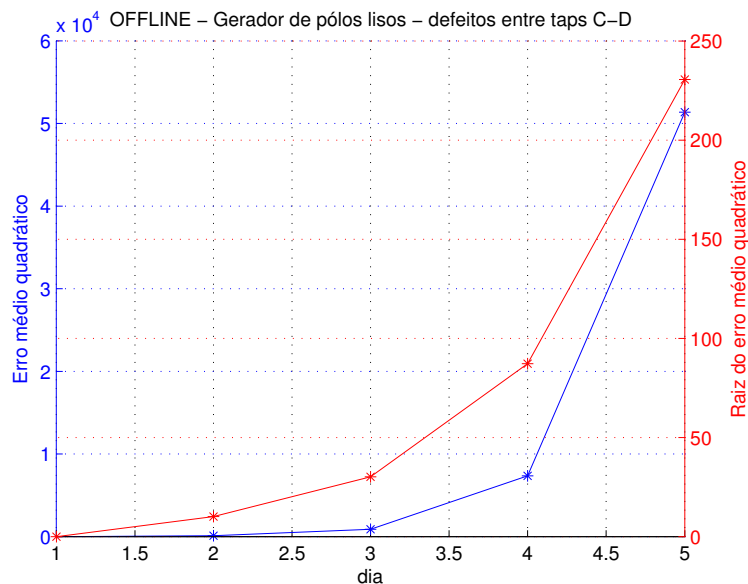


Figura 6.60: Comparação entre MSE e RMSE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

Tem-se na Figura 6.61 a mesma comparação entre o MSE (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.11)) e o RMSE (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.12)), também no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4).

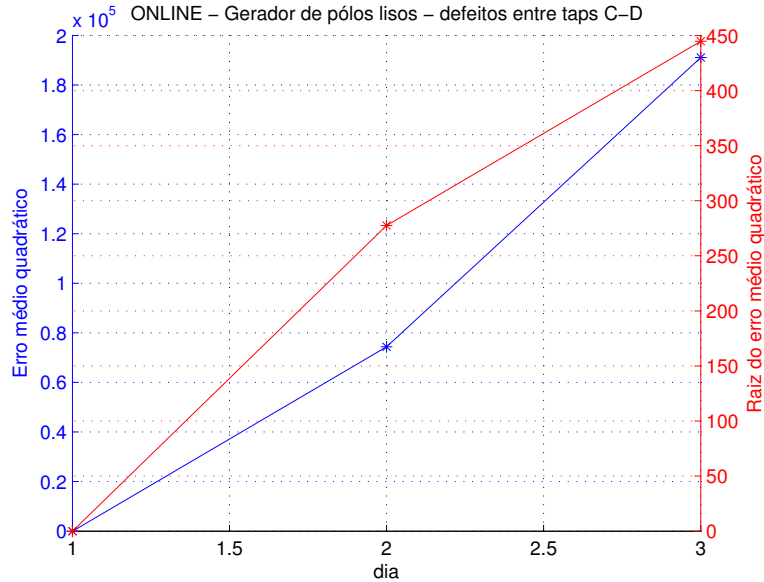


Figura 6.61: Comparação entre MSE e RMSE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.1.4 Soma quadrática das razões de erro (SSRE)

A soma quadrática das razões de erro (SSRE - Sum Squared Ratio Error) foi proposto por Kim *et al.* (2005) para melhorar o problema do MSE (ou SSE) ser mal-escalado. Isto foi feito normalizando-se o numerador de (6.11) por x_i , de forma que se obtém (6.13).

$$SSRE = \frac{\sum_{i=1}^n \left(\frac{y_i}{x_i} - 1 \right)^2}{n}. \quad (6.13)$$

Para $SSRE = 0$ o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Quanto mais alto o SSRE, maior a diferença para o baseline. Isto, porém, só acontece quando $y_i > x_i$. Segundo Kim *et al.* (2005), existe uma limitação no SSRE, que é o caso em que $y_i \ll x_i$. Neste caso o SSRE tende a 1.

Os gráficos de desempenho do SSRE serão plotas na próxima subseção, junto com o SSMMRE.

6.3.1.5 Soma quadrática das razões máximo-mínimo de erro (SSMMRE)

A soma quadrática das razões máximo-mínimo de erro (SSMMRE - Sum Squared Max-Min Ratio Error) foi proposto por Kim *et al.* (2005) para melhorar o problema do SSRE tender a 1 no caso em que $y_i \ll x_i$. Isto foi feito com a introdução da razão máximo-mínimo em (6.13) de forma que $\frac{\max(x_i, y_i)}{\min(x_i, y_i)}$ seja sempre maior do que 1. Desta forma se obtém (6.14).

$$SSMMRE = \frac{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\max(x_i, y_i)}{\min(x_i, y_i)} - 1 \right)^2}{n}. \quad (6.14)$$

Para $SSMMRE = 0$ o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Embora a introdução da razão máximo-mínimo tenha resolvido o problema do SSRE, outro problema é relatado em

Kim *et al.* (2005): quando as duas medidas se aproximam de zero, o SSMMRE deveria ter valor próximo de zero. Entretanto se uma delas for relativamente muito mais próxima de zero do que a outra (por exemplo: $x_i = 0.0001$ e $y_i = 0.01$), o SSMMRE será um valor muito alto, quando o correto seria 0.

Tem-se na Figura 6.62 uma comparação entre o SSRE (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.13)) e o SSMMRE (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.14)) para a mesma progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3, considerando cada medida de cada dia. A Figura 6.63 apresenta a mesma comparação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. Em ambas as figuras se percebe que o SSRE identificou corretamente a tendência de falhas, já o SSMMRE apresentou desempenho insatisfatório.

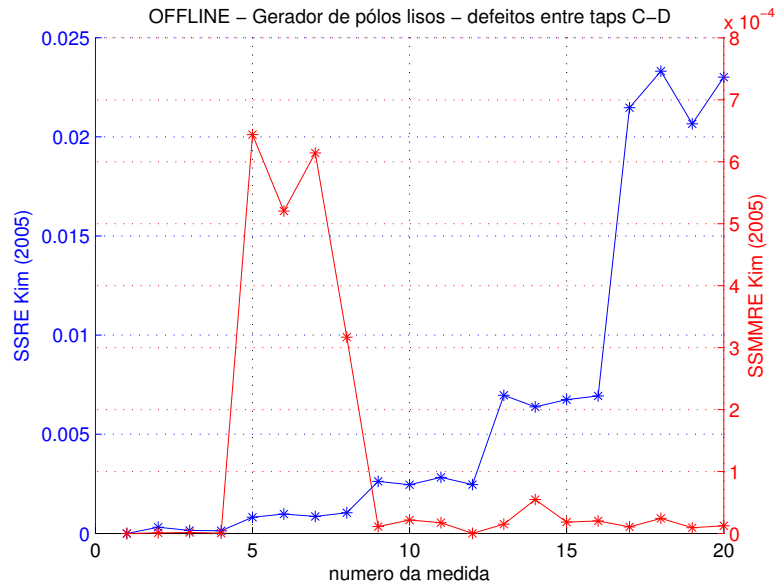


Figura 6.62: Comparação entre SSRE e SSMMRE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

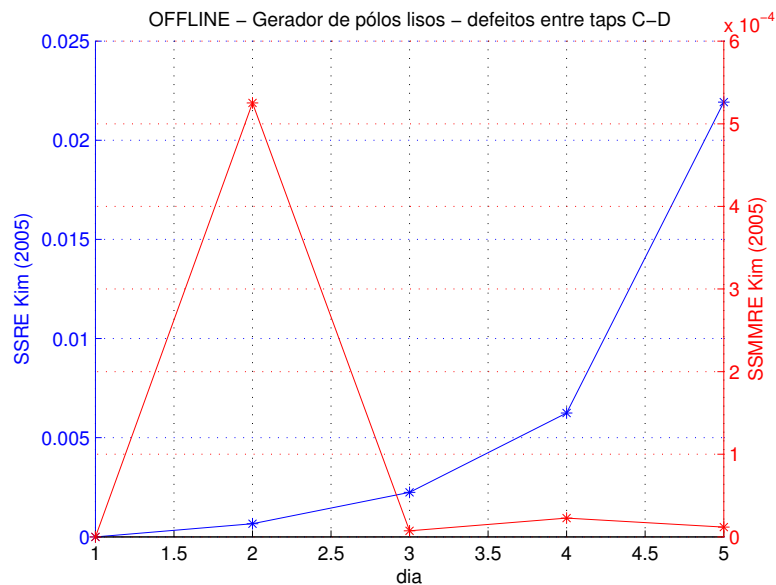


Figura 6.63: Comparação entre SSRE e SSMMRE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

Tem-se na Figura 6.64 a mesma comparação entre o SSRE (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.13)) e o SSMMRE (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.14)), também no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4).

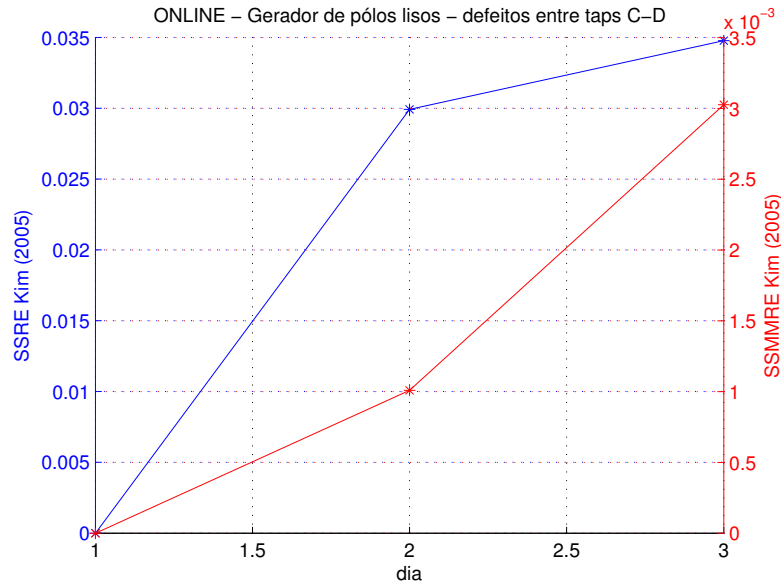


Figura 6.64: Comparação entre SSRE e SSMMRE para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.1.6 Soma absoluta de erros logarítmicos (ASLE)

A soma absoluta de erros logarítmicos (ASLE - Absolute Sum of Logarithmic Error) foi proposta em Kim *et al.* (2005) como forma de resolver os problemas do MSE (ou SSE), SSRE e SSMMRE. Segundo Badgular *et al.* (2012), o ASLE compara os dados numa escala logarítmica, o que resolve o problema do mal-escalamento do MSE.

Para $ASLE = 0$ o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Quanto mais alto o ASLE, maior a diferença para o baseline. O ASLE é calculado através da equação (6.15).

$$ASLE = \frac{\sum_{i=1}^n |20\log_{10}y_i - 20\log_{10}x_i|}{n}. \quad (6.15)$$

Os gráficos de desempenho do ASLE serão plotados na próxima subseção, junto com o DABS.

6.3.1.7 Diferença absoluta (DABS)

A diferença absoluta (DABS - Absolute Difference) é calculada pela equação (6.16).

$$DABS = \frac{\sum_{i=1}^n |y_i - x_i|}{n}. \quad (6.16)$$

Para $DABS = 0$ o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Quanto mais alto o DABS, maior a diferença para o baseline.

Segundo Secue e Mombello (2008), o DABS é insensível a diferenças que não envolvam mudanças de amplitude (como, por exemplo, o deslocamento de um pico de ressonância).

Tem-se na Figura 6.65 uma comparação entre o ASLE (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.15)) e o DABS (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.16)) para a mesma progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3, considerando cada medida de cada dia. A Figura 6.66 apresenta a mesma comparação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. Em ambas as figuras se percebe que tanto o ASLE quanto o DABS foram capazes de produzir uma tendência correta de acordo com a severidade das falhas inseridas.

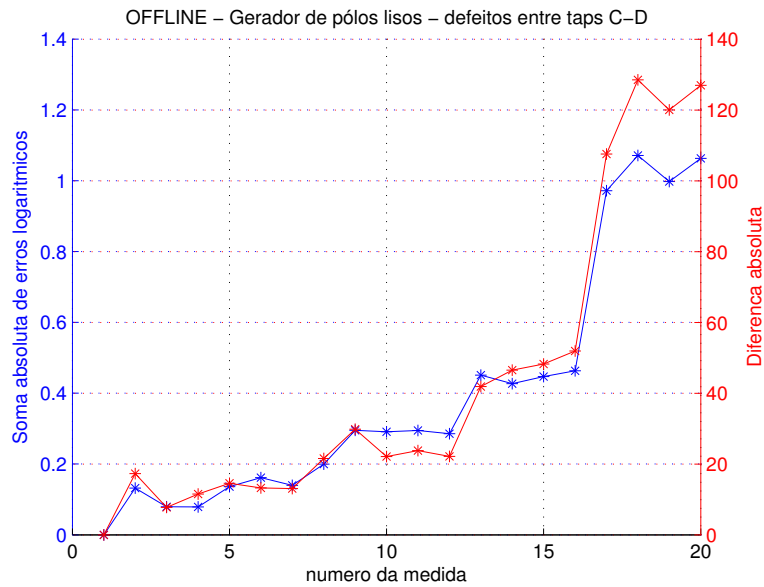


Figura 6.65: Comparação entre ASLE e DABS para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

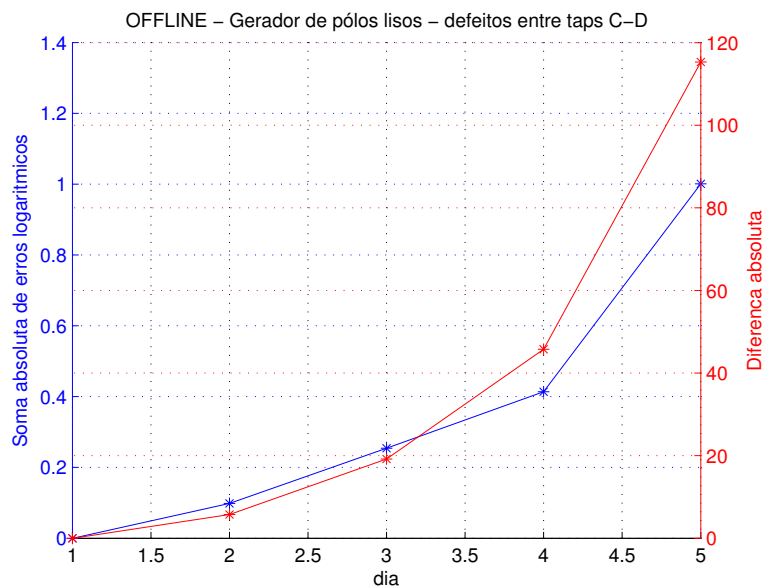


Figura 6.66: Comparação entre ASLE e DABS para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

Tem-se na Figura 6.67 a mesma comparação entre o ASLE (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.15)) e o DABS (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.16)), também no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4).

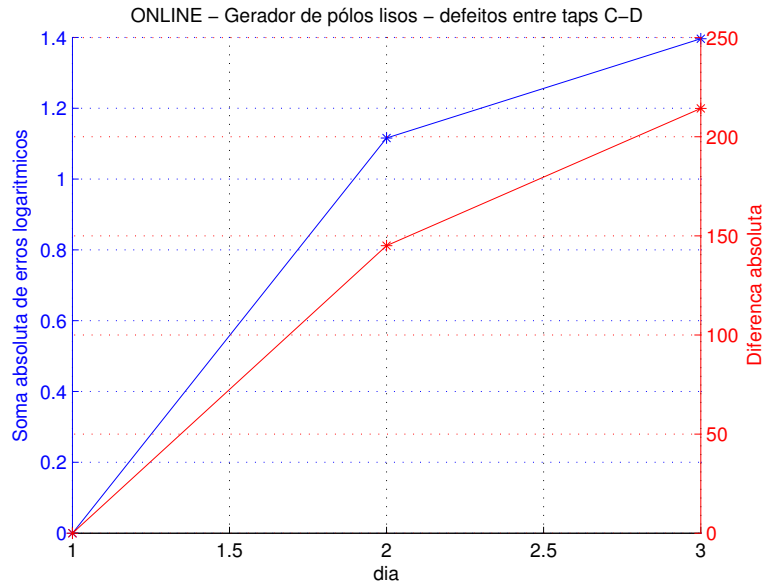


Figura 6.67: Comparação entre ASLE e DABS para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.1.8 Desvio padrão comparativo (CSD)

O desvio padrão (SD - Standard Deviation) é uma medida normalmente utilizada para verificar a variação das medidas em um determinado conjunto de dados. Nirgude *et al.* (2008) utiliza a mesma fórmula do RMSE com o nome de SD. Badgujar *et al.* (2012) acha que isso é inapropriado, dada a própria definição tradicional do SD. Dessa forma Badgujar *et al.* (2012) preferiu renomear o SD de Nirgude *et al.* (2008) como RMSE e criou um novo índice, baseado na definição original do SD, mas adaptado para se comparar dois conjuntos de medidas. Este índice é o CSD (Comparative Standard Deviation) e sua fórmula é dada pela equação (6.17).

$$CSD = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [(x_i - \mu_X) - (y_i - \mu_Y)]^2}{n - 1}}. \quad (6.17)$$

Para $CSD = 0$ o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Quanto mais alto o CSD, maior a diferença para o baseline. Segundo Badgujar *et al.* (2012), entretanto, existe uma limitação no CSD, que é o caso em que $y_i = k + x_i$, ou seja, um offset constante em toda a faixa de análise. Nesses casos o CSD não identifica a diferença.

Os gráficos de desempenho do CSD serão plotas na próxima subseção, junto com o MM.

6.3.1.9 Relação entre mínimos e máximos (MM)

A relação mínimo-máximo (MM - Minimum-Maximum ratio) é calculada pela equação (6.18).

$$MM = \frac{\sum_{i=1}^n \min(y_i, x_i)}{\sum_{i=1}^n \max(y_i, x_i)}. \quad (6.18)$$

Para $MM = 0$ o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Para $MM = 1$ o erro entre uma medida e seu baseline é máximo.

Tem-se na Figura 6.68 uma comparação entre o CSD (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.17)) e o MM (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.18)) para a mesma progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3, considerando cada medida de cada dia. A Figura 6.69 apresenta a mesma comparação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. Em ambas as figuras se percebe que tanto o CSD quanto o MM foram capazes de produzir uma tendência correta de acordo com a severidade das falhas inseridas.

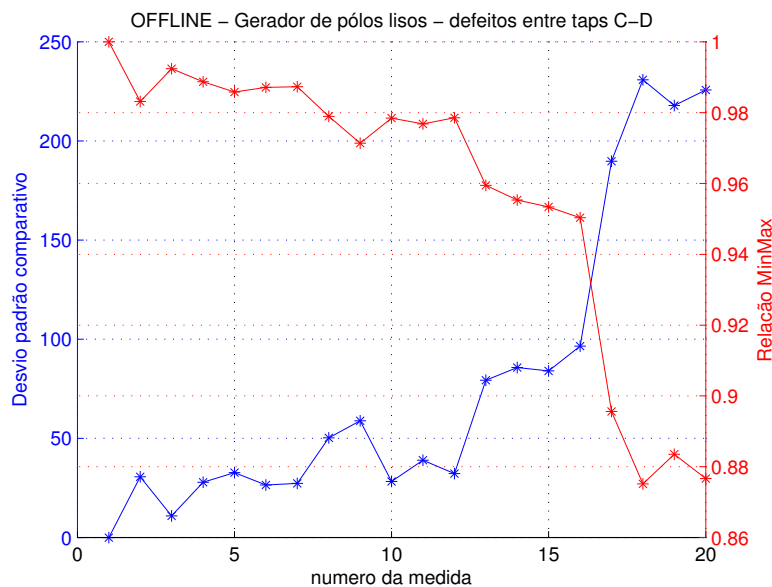


Figura 6.68: Comparação entre CSD e MM para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

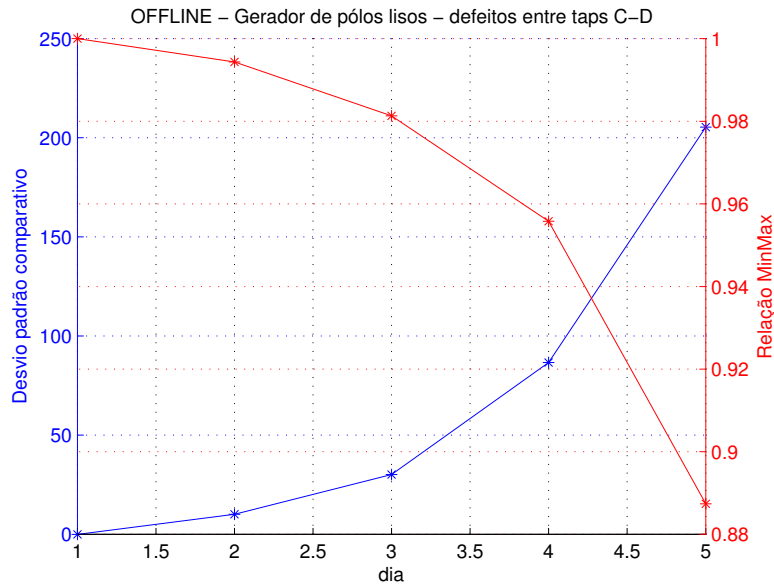


Figura 6.69: Comparação entre CSD e MM para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

Tem-se na Figura 6.70 a mesma comparação entre o CSD (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.17)) e o MM (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.18)), também no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4).

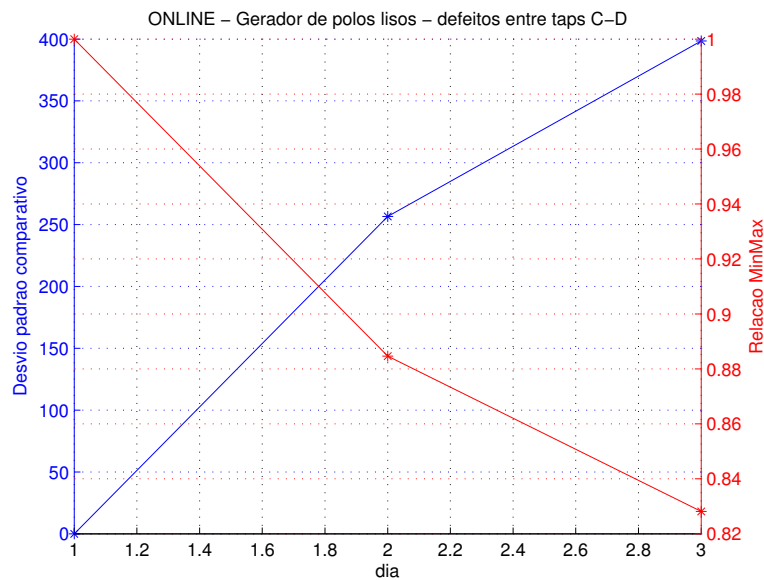


Figura 6.70: Comparação entre CSD e MM para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.1.10 Desvio espectral (σ)

O desvio espectral σ (Spectrum Deviation) é calculado pela equação (6.19). Para $\sigma = 0$, o erro entre uma medida e seu baseline é mínimo. Esta fórmula é apresentada em Tang *et al.* (2010) e em Ji *et al.* (2012).

$$\sigma = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sqrt{\left(\frac{x_i - (x_i + y_i)/2}{(x_i + y_i)/2}\right)^2 + \left(\frac{y_i - (x_i + y_i)/2}{(x_i + y_i)/2}\right)^2}. \quad (6.19)$$

Tem-se na Figura 6.71 a verificação de desempenho do σ (calculado pela equação (6.19)) para a mesma progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3, considerando cada medida de cada dia. A Figura 6.72 apresenta a mesma verificação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. Em ambas as figuras se percebe que o σ se mostrou insatisfatório para indicar a tendência de falhas.

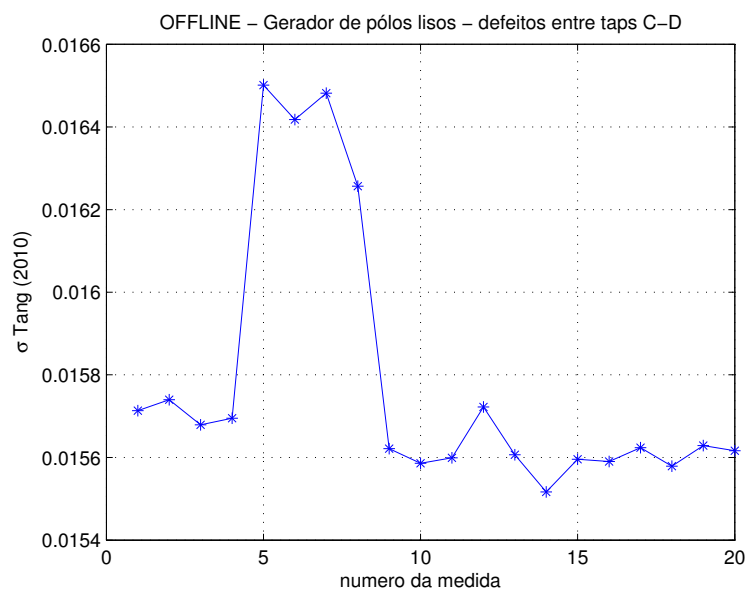


Figura 6.71: Verificação de desempenho do índice σ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

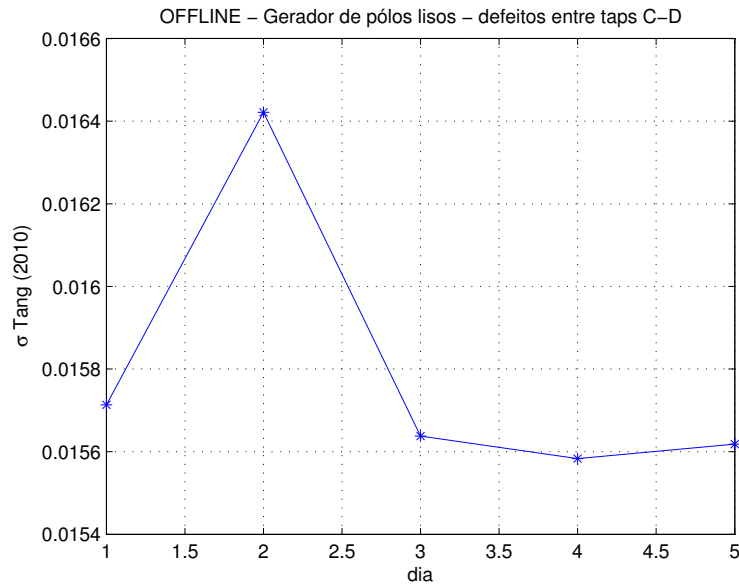


Figura 6.72: Verificação de desempenho do índice σ para progressão de defeitos entre os taps *C* e *D* do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

Tem-se na Figura 6.73 a mesma a verificação de desempenho do σ (calculado pela equação (6.19)), também no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4).

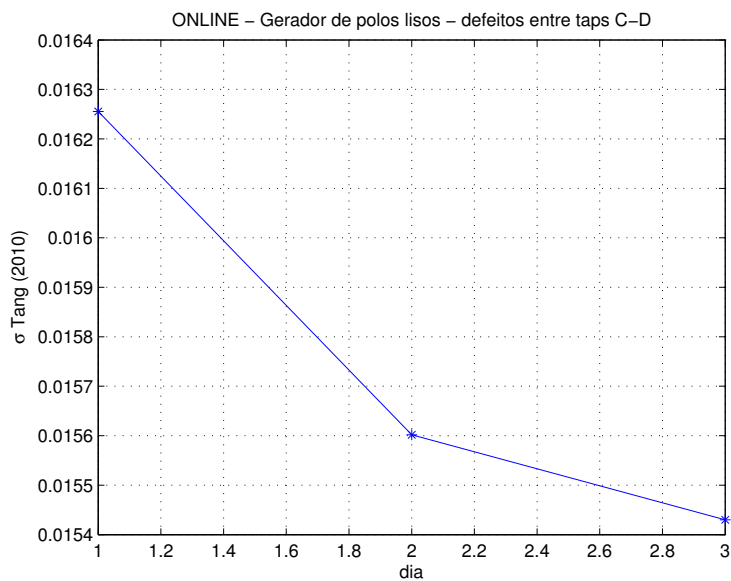


Figura 6.73: Verificação de desempenho do índice σ para progressão de defeitos entre os taps *C* e *D* do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.1.11 *t*-test (teste de hipóteses) em faixa ampla de frequências (h_t)

Badgular *et al.* (2012) propõe o uso de testes de hipótese como forma de eliminar a ambiguidade na interpretação dos outros índices.

O procedimento consiste na obtenção de um *p-value* que indica a probabilidade de uma hipótese nula (de que a média das medidas em uma determinada condição é igual a média das medidas na condição baseline) ser correta.

Primeiramente se calculam os valores da estatística de teste *t* e do grau de liberdade ν . De posse destes dados, pode-se obter o valor do *p-value* em tabelas ou através de softwares de computação numérica (por exemplo, o comando *cdf* do Matlab).

As fórmulas apresentadas em Badgular *et al.* (2012) para *t* e ν são a do *independent t-test* para variâncias populacionais consideradas não iguais (Montgomery e Runger, 2011, p. 365). Neste caso se utilizam as equações (6.20) e (6.21), respectivamente.

$$t_0|_{unequal} = \frac{X - Y}{\sqrt{\frac{S_X^2}{n_X} + \frac{S_Y^2}{n_Y}}} \quad (6.20)$$

sendo S_X^2 e S_Y^2 as variâncias amostrais (calculados segundo eq.(6.22)) dos conjuntos *X* e *Y*, respectivamente.

$$\nu|_{unequal} = \frac{\left(\frac{S_X^2}{n_X} + \frac{S_Y^2}{n_Y}\right)^2}{\frac{\left(\frac{S_X^2}{n_X}\right)^2}{n_X - 1} + \frac{\left(\frac{S_Y^2}{n_Y}\right)^2}{n_Y - 1}} \quad (6.21)$$

$$s_c^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (c_i - \bar{c})^2}{n - 1} \quad (6.22)$$

sendo c_i os elementos de um conjunto de dados qualquer e \bar{c} a média amostral deste conjunto.

O mesmo teste também pode ser realizado para variâncias populacionais consideradas iguais (Montgomery e Runger, 2011, pp. 362-363). Neste caso se utilizam as equações (6.23), (6.24) e (6.25).

$$t_0|_{equal} = \frac{X - Y}{sp \sqrt{\frac{1}{n_X} + \frac{1}{n_Y}}} \quad (6.23)$$

$$sp|_{equal} = \sqrt{\frac{(n_X - 1) \cdot s_X^2 + (n_Y - 1) \cdot s_Y^2}{n_X + n_Y - 2}} \quad (6.24)$$

$$\nu|_{equal} = n_X + n_Y - 2 \quad (6.25)$$

Além do *independent t-test*, existe um outro tipo de *t-test* chamado *paired t-test* (Montgomery e Runger, 2011, pp. 376-380), em que os dados de uma condição são comparados aos de outra par a par. Neste caso se utilizam as equações (6.26) e (6.27).

$$t_0|_{paired} = \frac{D}{\frac{s_D}{\sqrt{n}}} \quad (6.26)$$

sendo *D* a diferença (par a par) entre *X* e *Y* (ou seja, $D = \{x_1 - y_1, x_2 - y_2, \dots, x_n - y_n\}$) e s_D o desvio padrão de *D*.

$$\nu|_{paired} = n - 1 \quad (6.27)$$

Independente do tipo de *t-test* empregado, Badgular *et al.* (2012) propõe um único teste para

toda uma região do espectro. Em contra-posição a esta forma de se realizar o teste, na sub-seção 6.3.2.2 é proposto se realizar um t -test para cada frequência do espectro, evitando a mistura dados diferentes entre si.

De forma a ilustrar o procedimento dos t -tests, um exemplo numérico é apresentado no Apêndice B.1.

Tem-se na Figura 6.74 a verificação de desempenho do t -test calculado para todo o espectro, considerando variâncias populacionais não iguais. A curva em vermelho apresenta os p -values calculados para a progressão de falhas da seção 5.2.3 (gerador de polos lisos offline). Como estes p -values são todos maiores do que 0.05, o resultado do teste (curva em azul) foi negativo para todas as condições de falhas. A Figura 6.75 apresenta a mesma verificação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. A Figura 6.76 realiza ainda a mesma análise, no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4). Nas três figuras se percebe que as curvas de p -value mostram a progressão de falhas, entretanto (como esses p -values são sempre superiores a 0.05) o resultado h_t do teste foi zero para todas as condições.

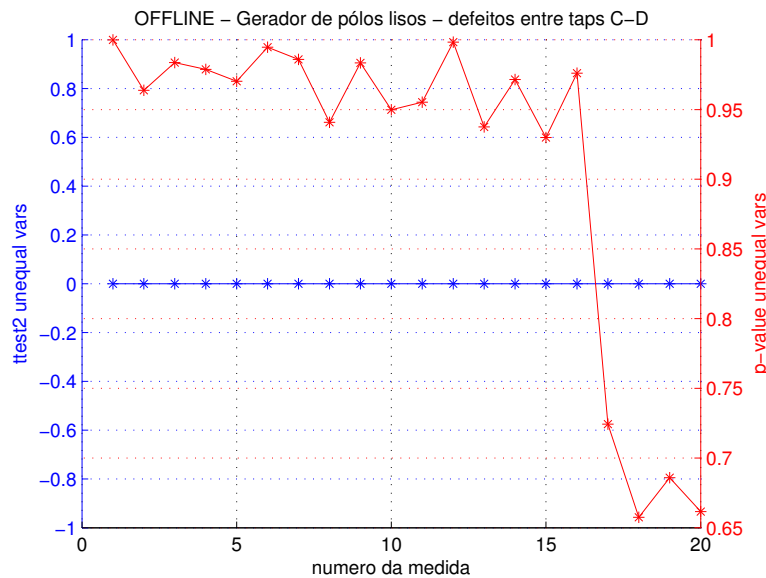


Figura 6.74: Verificação de desempenho do t -test (para variâncias não iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

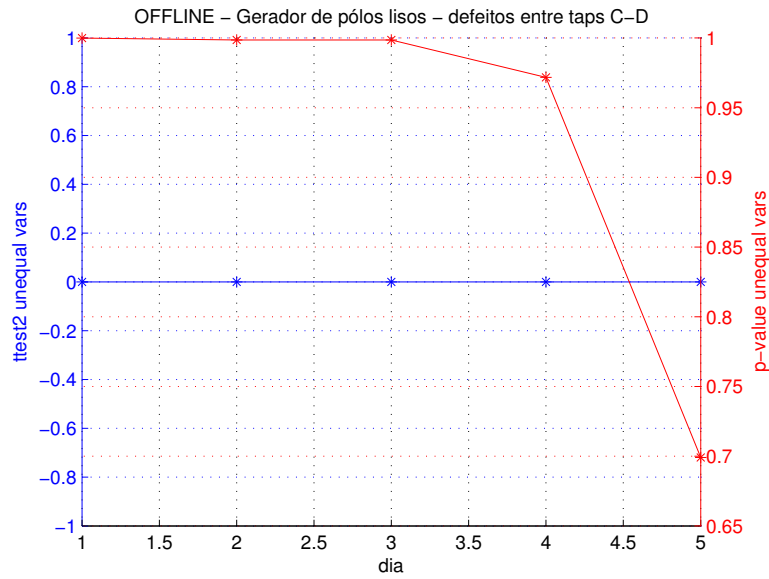


Figura 6.75: Verificação de desempenho do t -test (para variâncias não iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

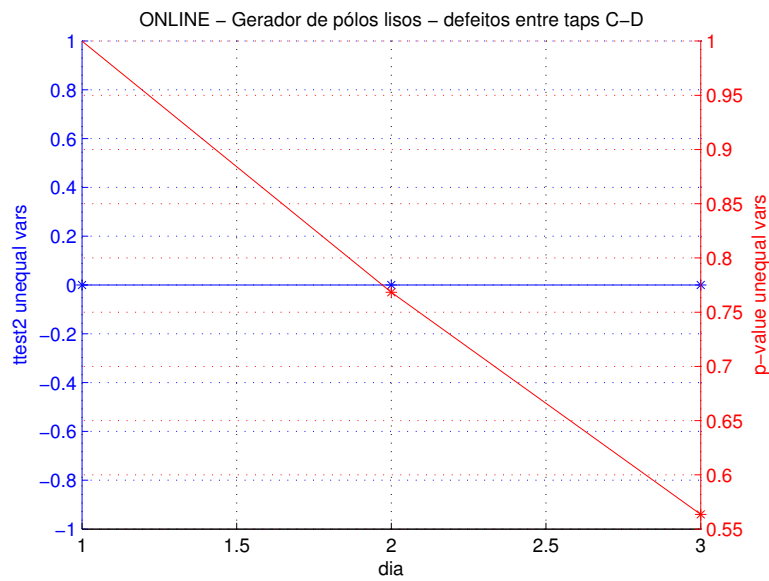


Figura 6.76: Verificação de desempenho do t -test (para variâncias não iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

As Figuras 6.77, 6.78 e 6.79 também calculam o t-test para todo o espectro, mas considerando variâncias populacionais iguais. Da mesma forma que para o caso em que as variâncias eram consideradas não iguais, as curvas de p -value mostram a progressão de falhas, entretanto (como esses p -values são sempre superiores a 0.05) o resultado h_t do teste foi zero para todas as condições.

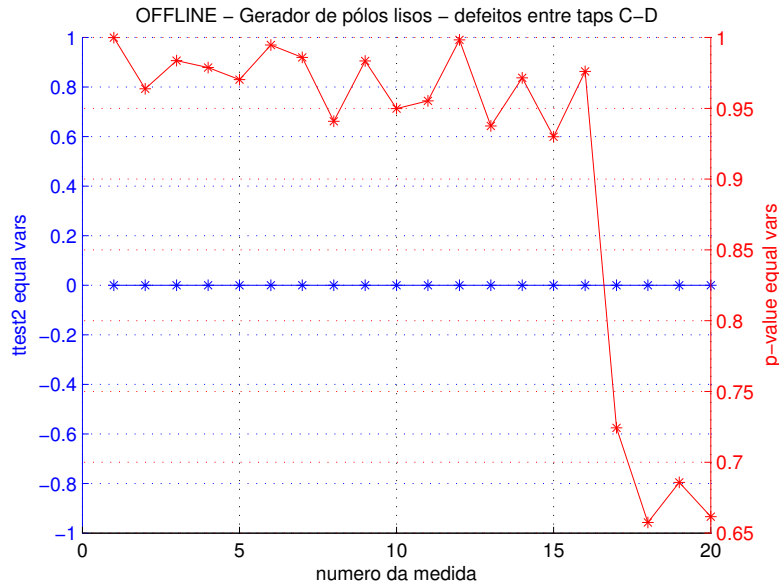


Figura 6.77: Verificação de desempenho do t-test (para variâncias iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

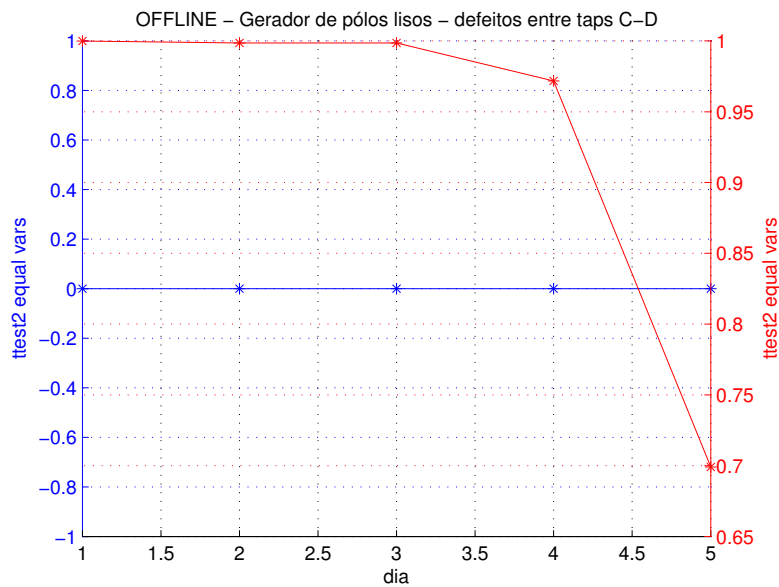


Figura 6.78: Verificação de desempenho do t-test (para variâncias iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

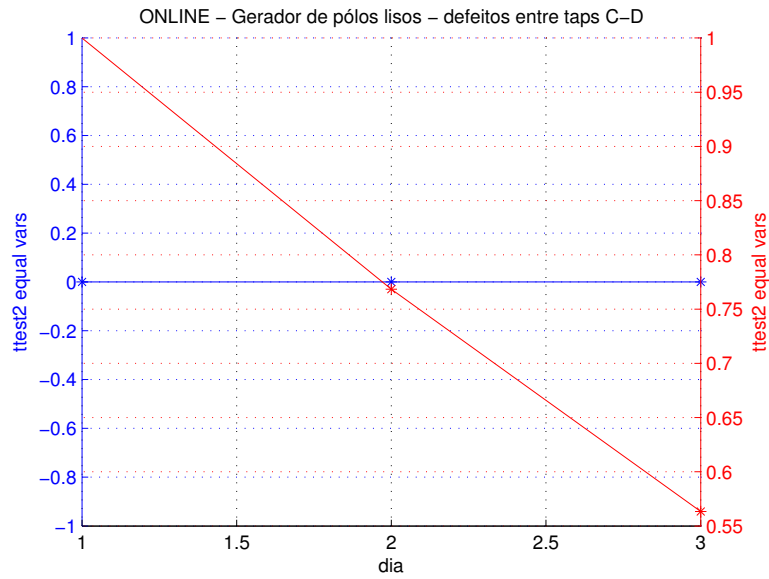


Figura 6.79: Verificação de desempenho do *t-test* (para variâncias iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

As Figuras 6.80, 6.81 e 6.82 também calculam o *t-test* para todo o espectro, mas fazem o *paired t-test*. Nos três casos os resultados foram insatisfatórios (para o teste aplicado sobre todo o espectro).

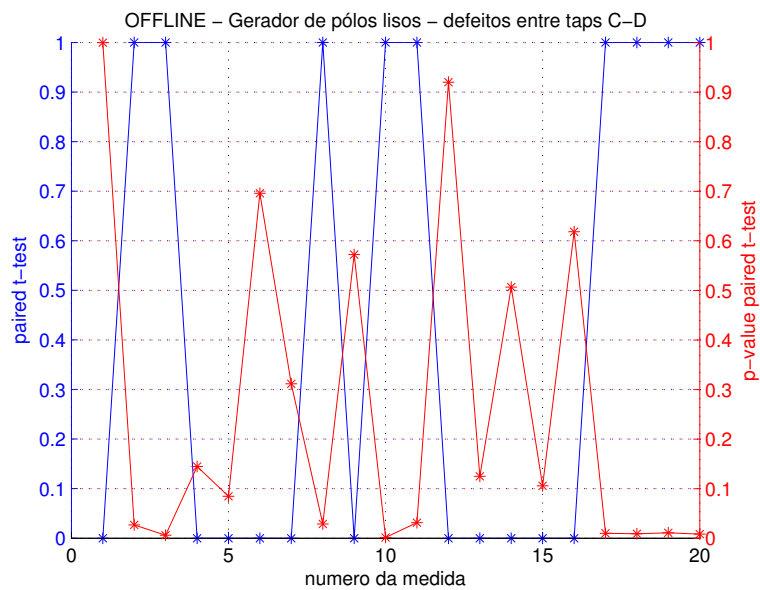


Figura 6.80: Verificação de desempenho do *paired t-test* para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

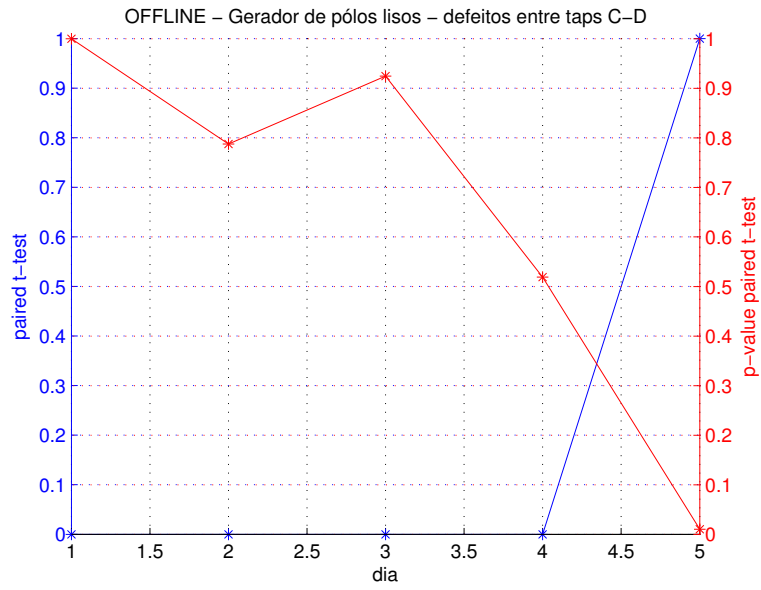


Figura 6.81: Verificação de desempenho do paired t-test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

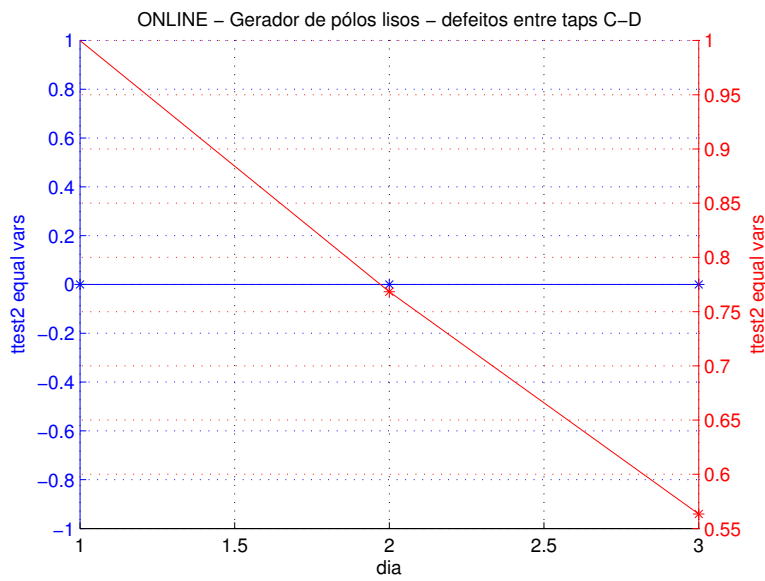


Figura 6.82: Verificação de desempenho do paired t-test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.1.12 *f*-test (teste de hipóteses) em faixa ampla de frequências (h_f)

Behjat e Mahvi (2015) propõe o uso de um outro tipo de teste de hipóteses, o *f*-test, como forma de se identificar se um determinado espectro difere de outro. Assim como Badgujar *et al.* (2012), Behjat e Mahvi (2015) também propõe um único teste para toda uma região do espectro.

A principal diferença entre o *t*-test e o *f*-test é que o primeiro utiliza uma estatística com distribuição *T* para comparar diferenças de médias entre dois conjuntos e o segundo utiliza uma estatística com distribuição *F* para comparar diferenças de variâncias entre dois (ou mais) conjuntos.

O objetivo desta estatística *F* é determinar o quão significativo é a variação entre as medidas dos conjuntos (no caso do *FRA*, as diferenças entre dois espectros) - chamada variação *between* - com relação à variação que é própria ao processo de medidas - chamada variação *within*. É importante ressaltar que as populações comparadas no teste apresentam distribuição normal. Apenas a razão *between/within* é que apresenta distribuição *F*.

Esta estatística *F* é dada pela equação (6.28).

$$f_0 = \frac{SS_B/DF_B}{SS_W/DF_W}, \quad (6.28)$$

sendo SS_B e SS_W as somas dos erros quadráticos entre os grupos de dados analisados (*between*) e internas aos grupos (*within*), respectivamente. DF_B e DF_W os graus de liberdade *between* e *within*, respectivamente.

Primeiramente se calculam as somas quadráticas e o grau de liberdade entre os grupos de medidas (*between*). Como regra geral, o *f*-test pode ser aplicado para se comparar vários conjuntos em um mesmo teste. No caso do *FRA*, apenas dois espectros (um espectro qualquer e o *baseline*) são comparados por teste.

A soma quadrática *between* (SS_B) é dada pela soma dos erros quadráticos de cada conjunto em relação à media geral, tal qual equação (6.29):

$$SS_B = n_x \cdot (\bar{X} - \bar{G})^2 + n_y \cdot (\bar{Y} - \bar{G})^2, \quad (6.29)$$

sendo \bar{X} a média dos dados do conjunto *X* (espectro *baseline*), \bar{Y} a média dos dados do conjunto *Y* (o espectro que se deseja comparar ao *baseline*) e \bar{G} a média geral dos elementos *X* e *Y* agrupados em um único conjunto.

O número de graus de liberdade *between* (DF_B) é dada pelo número de conjuntos de medidas (no caso do *FRA*, 2) menos um, tal qual equação (6.30):

$$DF_B = m - 1, \quad (6.30)$$

sendo m o número de conjuntos de medidas. Como no *FRA* se comparam sempre 2 espectros, $m = 2 \Rightarrow DF_B = 1$.

À seguir se calculam as somas quadráticas e o grau de liberdade entre as medidas de cada grupo (*within*).

A soma quadrática *within* (SS_W) é dada pela soma dos erros quadráticos de cada medida em relação à media do conjunto, tal qual equação (6.31):

$$SS_W = \sum_{i=1}^{n_x} (X_i - \bar{X})^2 + \sum_{j=1}^{n_y} (Y_j - \bar{Y})^2. \quad (6.31)$$

O número de graus de liberdade *within* (DF_W) é dado pelo número total de amostras menos um, tal qual equação (6.32):

$$DF_W = (n_x + n_y) - 1. \quad (6.32)$$

Sabendo-se os valores de graus de liberdade, se consulta uma tabela de distribuição de probabilidades *F* e se calcula a probabilidade acumulada de um valor *F* ser maior do que a razão f_0

calculada em Eq. (6.28). O valor obtido é o p -value do teste (que deve ser menor do 0.05 para se rejeitar a hipótese nula de que as variâncias são iguais). De forma a ilustrar o procedimento do f -test, um exemplo numérico é apresentado no Apêndice B.2.

Tem-se na Figura 6.83 a verificação de desempenho do f -test calculado para todo o espectro. A curva em **vermelho** apresenta os p -values calculados para a progressão de falhas da seção 5.2.3 (gerador de polos lisos offline). Como estes p -values são todos maiores do que 0.05, o resultado do teste (curva em **azul**) foi negativo para todas as condições de falhas. A Figura 6.84 apresenta a mesma verificação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. A Figura 6.85 realiza ainda a mesma análise, no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4). Nas três figuras se percebe que as curvas de p -value mostram a progressão de falhas, entretanto (como esses p -values são sempre superiores a 0.05) o resultado h_f do teste foi zero para todas as condições.

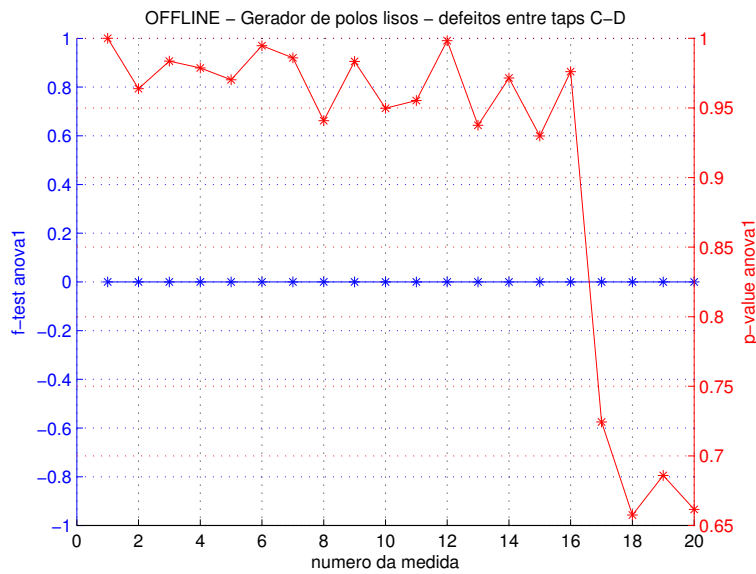


Figura 6.83: Verificação de desempenho do f -test para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

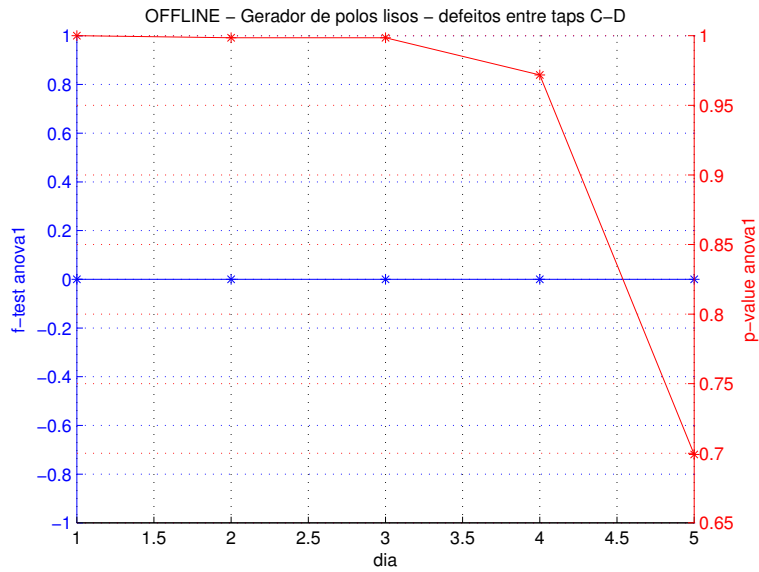


Figura 6.84: Verificação de desempenho do *f-test* para progressão de defeitos entre os taps *C* e *D* do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

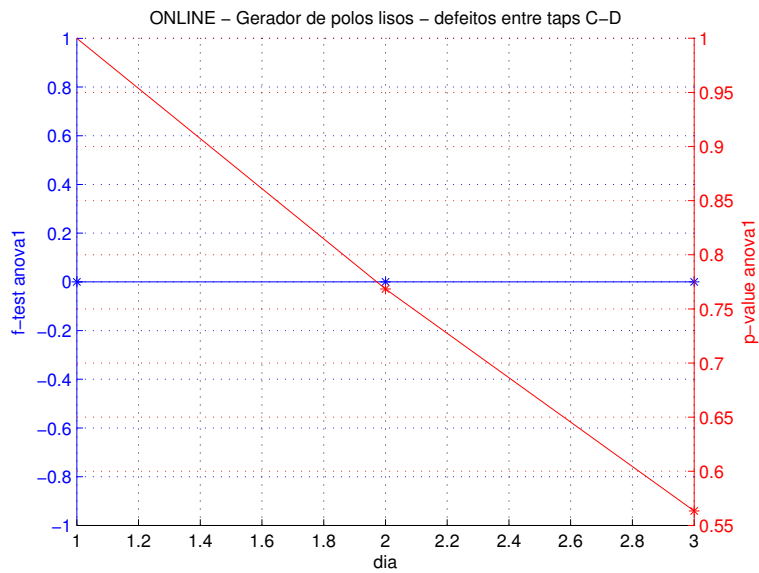


Figura 6.85: Verificação de desempenho do *f-test* para progressão de defeitos entre os taps *C* e *D* do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.2 Índices desenvolvidos

Esta seção propõe o desenvolvimento de três novos índices para quantificar a severidade de falhas através de *FRA*. São eles a soma quadrática da variação das medidas, a soma normalizada dos testes de hipóteses de cada frequência do espectro e a capacitância média normalizada entre todas as frequências do espectro.

6.3.2.1 Soma quadrática da variação das medidas

Este índice se baseia na variação das medidas em relação a seu baseline, conforme já descrito na equação (5.1). Tem-se, então, um espectro tri-dimensional de variações de amplitudes, tal qual Figuras 5.3 e 5.4 (figuras obtidas para o exemplo do motor de indução). Embora fique claro nestas figuras a progressão das falhas, é mais interessante o uso de um único índice que possa quantificar o grau de degradação, independente da experiência do analista que observa as figuras.

Dessa forma, este índice consiste na soma quadrática (para evitar que variações positivas anulem as negativas) das variações de amplitudes, a cada frequência do espectro, tal qual equação (6.33).

$$v_{sq} = \sum_{i=1}^n var_{dB}^2(i), \quad (6.33)$$

sendo var_{dB} a variação de amplitudes, obtida através da equação (5.1).

Uma variante deste índice é se considerar uma normalização da soma quadrática através da extração da raiz quadrada e divisão pelo número de frequências envolvidas no somatório, tal qual equação (6.34). Dessa forma a escala de valores obtida se torna compatível com a escala original da variação de amplitudes.

$$v_{sq|norm} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n var_{dB}^2(i)}}{n}. \quad (6.34)$$

Tem-se na Figura 6.86 uma avaliação de desempenho do v_{sq} (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.33)) e do $v_{sq|norm}$ (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.34)) para a mesma progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3, considerando cada medida de cada dia. A Figura 6.87 apresenta a mesma comparação, porém considerando a média das 4 medidas de cada dia. Em ambas as figuras se percebe que tanto o v_{sq} quanto o $v_{sq|norm}$ foram capazes de produzir uma tendência correta de acordo com a severidade das falhas inseridas.

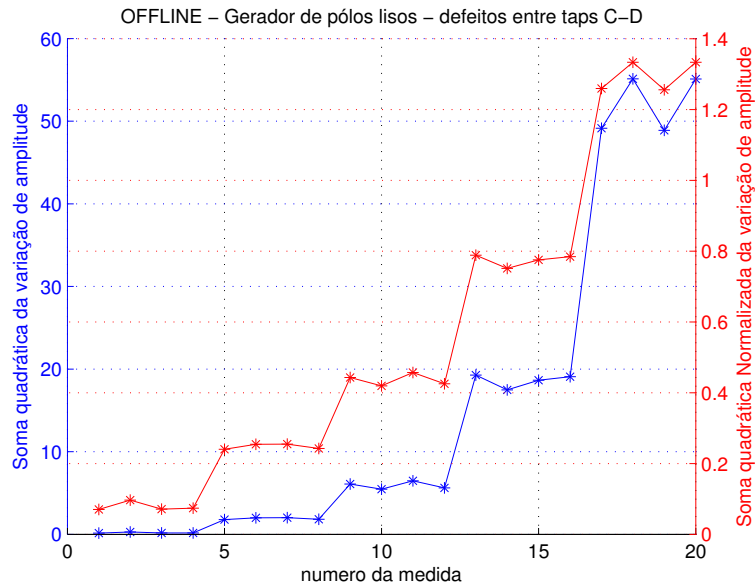


Figura 6.86: Comparação entre v_{sq} e $v_{sq}|_{norm}$ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de pólos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

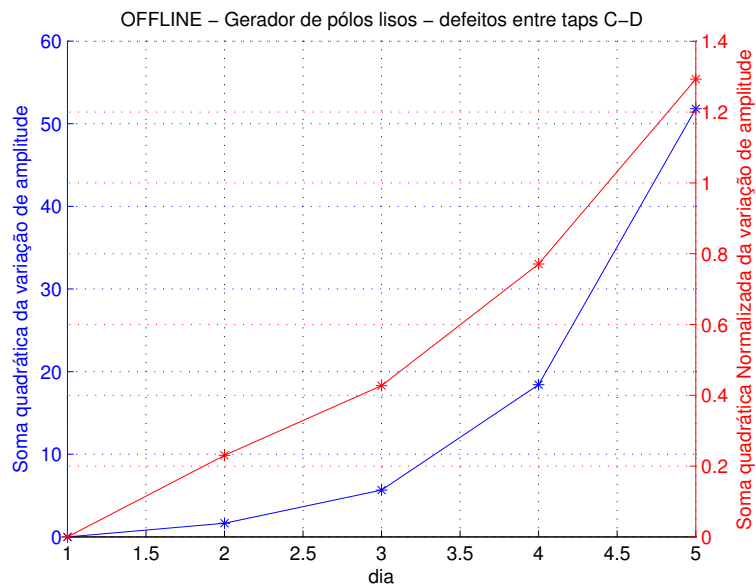


Figura 6.87: Comparação entre v_{sq} e $v_{sq}|_{norm}$ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de pólos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

Tem-se na Figura 6.88 a mesma comparação entre o v_{sq} (eixo azul da esquerda, calculado pela equação (6.33)) e do $v_{sq}|_{norm}$ (eixo vermelho da direita, calculado pela equação (6.34)), também no mesmo gerador de pólos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4).

6.3.2.2 Soma normalizada dos testes de hipóteses de cada frequência

Conforme visto nas seções 6.3.1.11 e 6.3.1.12, Badgular *et al.* (2012) e Behjat e Mahvi (2015) propõem o uso de testes de hipóteses como forma de se avaliar os desvios de uma determinada medida em relação ao seu baseline. As propostas de Badgular *et al.* (2012) e Behjat e Mahvi (2015), entretanto realizam um único teste para toda uma região de espectro, misturando dados diferentes entre si.

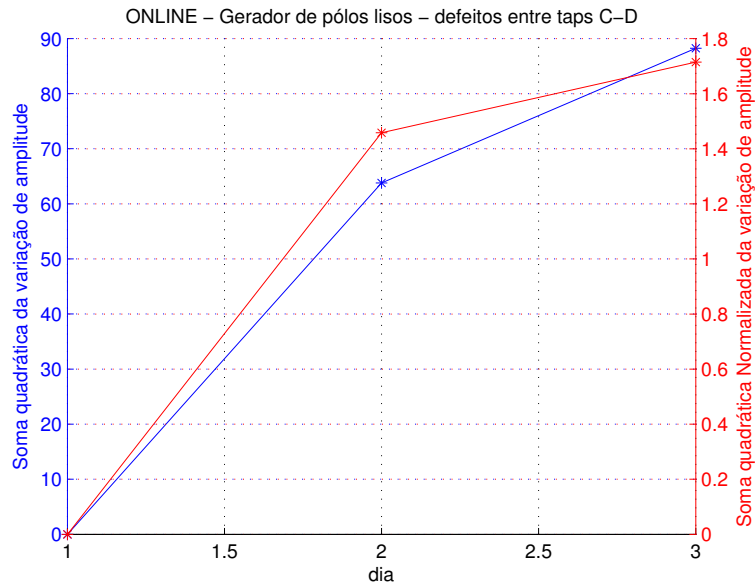


Figura 6.88: Comparação entre v_{sq} e $v_{sq}|norm$ para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

De forma a se evitar esta mistura, aqui é proposto a realização de um teste (t-test ou f-test) para cada frequência do espectro e após isso calcular uma soma normalizada dos testes, obtendo, assim, um índice.

Os três tipos de t-tests apresentados na seção 6.3.1.11 e o f-test apresentado na seção 6.3.1.12 podem ser utilizados.

A Figura 6.89 apresenta os resultados dos *independent t-tests* considerando variâncias não iguais para cada frequência do espectro (figuras muito semelhantes seriam obtidas para o t-test equal, paired t-test e f-test anova).

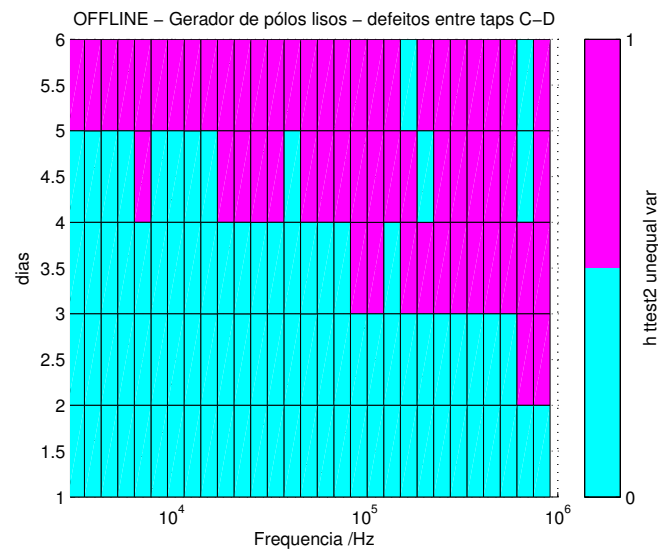


Figura 6.89: Sensibilidade do *independent t-test* (para variâncias consideradas não iguais) para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos offline

Nota-se que a Figura 6.89 é coerente com a Figura 5.32. Nota-se também que a Figura 6.89 apresenta como resultado um valor 0 ou 1 para cada frequência para cada condição de falha (indicada no eixo *dias*). Esta propriedade tem potencial para a criação de um índice diferenciado, que dá mais importância à quantidade de ocorrências de desvios do baseline do que o valor dos desvios em si (que é o que os outros índices apresentados até agora consideram).

Dessa forma, este índice pode ser calculado pela soma do número de ocorrências de desvios no espectro, podendo ainda ser normalizado através da divisão pelo número de total de frequências daquele espectro, tal qual equação (6.35). Desta forma, tem-se um índice que varia de 0 (mínimo desvio) até 1 (ocorrência de desvio em todas as frequências consideradas no espectro).

$$NormSum = \frac{\sum_{i=1}^n h(i)}{n}. \quad (6.35)$$

Tem-se na Figura 6.90 as somas normalizadas dos *t-tests* e dos *f-tests*, tal qual equação (6.35) para a progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3 (offline). Deve-se ressaltar que as curvas em azul (para o *independent t-test* considerando variâncias não iguais), vermelho (para o *independent t-test* considerando variâncias iguais) e magenta (para o *f-test*) estão exatamente sobrepostas em todos os pontos do gráfico. Observa-se pela Figura 6.90 que as somas normalizadas dos testes de hipóteses identificaram corretamente a progressão das falhas.

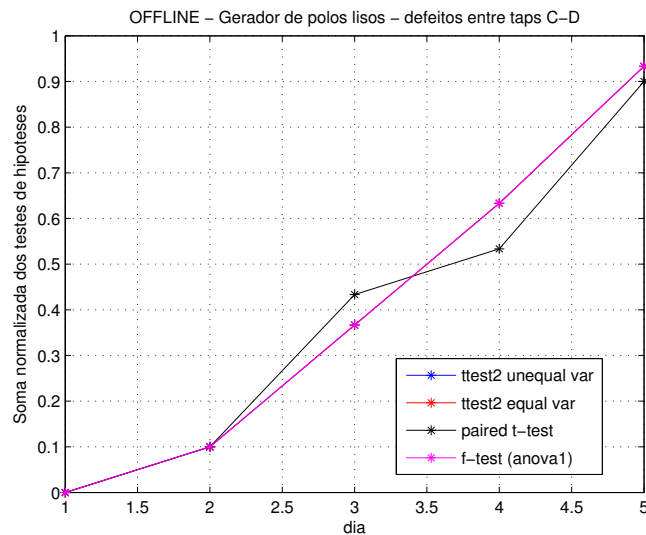


Figura 6.90: Verificação de desempenho das somas normalizadas dos *t-tests* e dos *f-tests* para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3)

Tem-se na Figura 6.91 as somas normalizadas dos t -tests e dos f -tests, tal qual equação (6.35), também no mesmo gerador de polos lisos, porém, para uma outra progressão de defeitos e com o gerador em funcionamento em 220V (tal qual seção 5.2.4). Assim como no test offline, as curvas em azul (para o *independent t-test* considerando variâncias não iguais), vermelho (para o *independent t-test* considerando variâncias iguais) e magenta (para o f -test) estão exatamente sobrepostas em todos os pontos do gráfico.

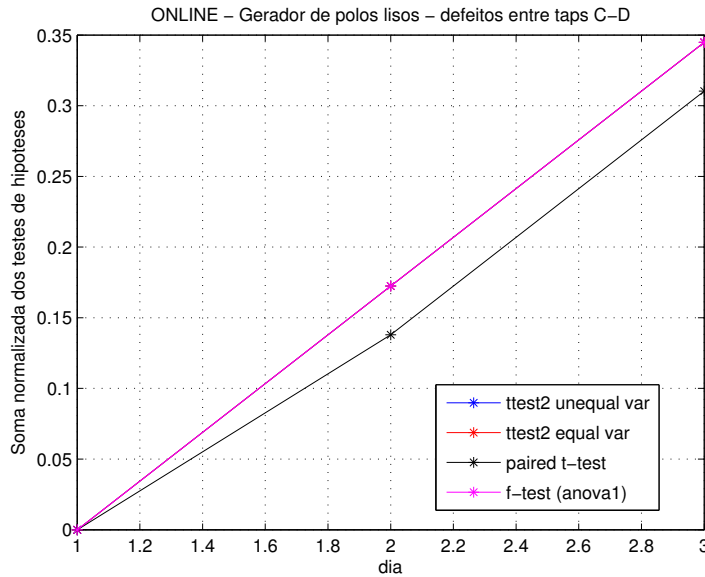


Figura 6.91: Verificação de desempenho das somas normalizadas dos t -tests e dos f -tests para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos ONLINE (seção 5.2.4)

6.3.2.3 Capacitância Normalizada

Perisse *et al.* (2007) propôs o uso da capacitância do enrolamento como um indicador de danos no isolamento entre espiras. Aquele trabalho mostra que a capacitância do enrolamento aumenta com o envelhecimento do material dielétrico. Naquele trabalho, a capacitância é medida somente em 100kHz. Entretanto, como o enrolamento da máquina possui um modelo muito complexo, esta capacitância pode não ser constante dentro de toda a faixa de frequências analisada.

Esta seção propõe um índice baseado na capacitância média (dentro de todo o espectro de frequências) de uma determinada medida em relação à capacitância média da condição baseline, tal qual Eq. (6.36).

$$Cap_{norm}(m) = \frac{Cap_{AV}(m)}{Cap_{AV}(m=1)} \quad (6.36)$$

sendo $Cap_{AV}(m)$ a capacitância média (dentro de uma determinada faixa de frequências) de uma determinada medida m , calculada como Eq. (6.37) e $Cap_{AV}(m=1)$ a capacitância média na condição baseline (ou seja, para a medida $m=1$).

$$Cap_{AV} = \frac{\sum_{i=1}^n Cap(i)}{n} \quad (6.37)$$

sendo Cap um vetor de capacitâncias, estimado através dos espectros de amplitude, $|Z(j\omega)|$, tal qual Eq. (6.38).

$$Cap_{@f} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot |Z(j\omega)|_{\omega=2\pi \cdot f}} \quad (6.38)$$

sendo $Cap_{@f}$ a capacitância estimada em uma dada frequência f .

Tem-se nas Figuras 6.92 e 6.93 a verificação de desempenho do Cap_{Norm} (calculado pela equação (6.36)) para a mesma progressão de defeitos no gerador de polos lisos apresentada na seção 5.2.3 (offline), considerando cada medida de cada dia e as médias dos espectros, respectivamente. Percebe-se que o Cap_{Norm} apresentou desempenho semelhante ao CC , $RMSE$ e MSE , mas inferior ao do $ASLE$, $DABS$, MM , CSD , v_{sq} e $v_{sq}|_{norm}$. Para o caso das medidas online da seção 5.2.4 este índice também apresentou desempenho insatisfatório. Entretanto, conforme será observado na seção 6.3.4.2 este índice será o que melhor irá representar a progressão de defeitos para aquele tipo de experimento (envelhecimento precoce).

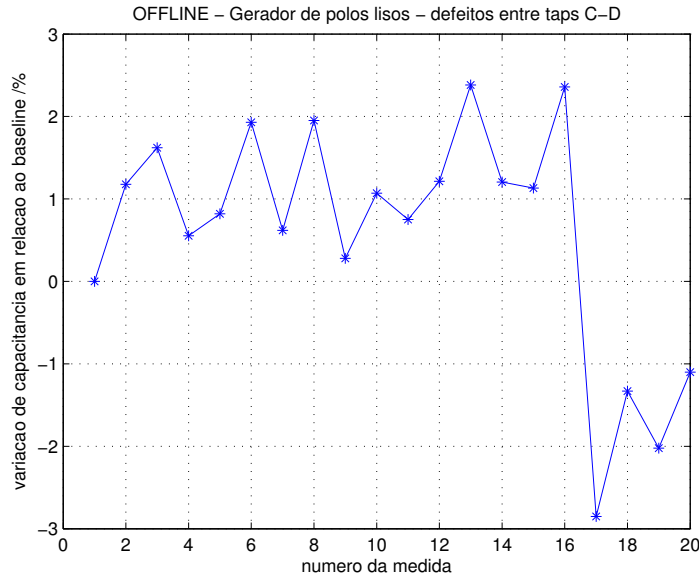


Figura 6.92: Verificação de desempenho do índice Cap_{Norm} para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre cada medida

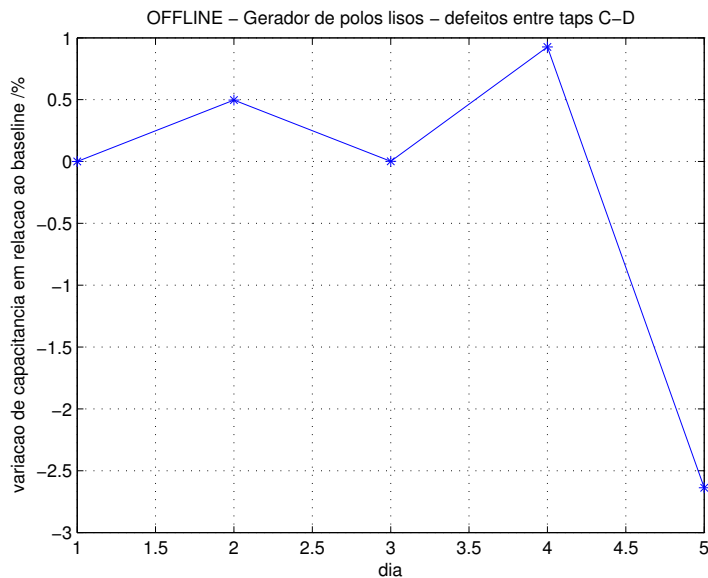


Figura 6.93: Verificação de desempenho do índice Cap_{Norm} para progressão de defeitos entre os taps C e D do gerador de polos lisos OFFLINE (seção 5.2.3) - índices calculados sobre as médias de cada dia de medidas

6.3.3 Separação por faixas de frequências

É prática comum na análise de *FRA* de transformadores se aplicar os indicadores em faixas de frequências separadas. De acordo com Wimmer *et al.* (2007), a sensibilidade dos indicadores é aumentada quando se particionam os espectros.

Não existe uma padronização em relação às frequências. Secue e Mombello (2008) divide o espectro em duas faixas (1kHz-10kHz e 10kHz-20kHz). Wimmer *et al.* (2007) divide o espectro em três faixas (1Hz-100kHz, 100kHz-600kHz e 600kHz-1MHz). Kim *et al.* (2005) divide o espectro em três faixas (300Hz-50kHz, 50kHz-1MHz e 1MHz-3MHz). Badgujar *et al.* (2012) divide o espectro em três faixas (20Hz-10kHz, 10kHz-100kHz e 100kHz-1MHz). Ji *et al.* (2012) divide o espectro em quatro faixas (0-350kHz, 350kHz-1MHz, 1MHz-2MHz e 2MHz-10MHz). Kennedy *et al.* (2007) divide o espectro em quatro faixas (<2kHz, 2kHz-20kHz, 20kHz-400kHz e 400kHz-1MHz). Tang *et al.* (2010) divide o espectro em quatro faixas (10kHz-1MHz, 1MHz-2MHz, 2MHz-3MHz e 3MHz-5MHz). A norma IEEE-Std-C57 (2013) divide o espectro em quatro faixas (<2kHz, 2kHz-20kHz, 20kHz-1MHz e >1MHz).

Neste trabalho, três faixas foram arbitrariamente escolhidas como:

- LF: 100Hz-20kHz: região indutiva;
- MF: 20kHz-200kHz: ressonâncias principais entre as regiões indutiva e capacitiva;
- HF: 200kHz-2MHz: região capacitiva.

6.3.4 Mitigação dos problemas de repetibilidade

A subseção 6.3.1 apresentou indicadores estatísticos utilizados na análise de resultados de *FRA* em transformadores. Também foram desenvolvidos outros três indicadores na subseção 6.3.2. O uso de qualquer um dos indicadores das subseções 6.3.1 ou 6.3.2 é uma excelente forma de se reduzir a subjetividade da comparação visual de espectros, entretanto, ainda assim, são vulneráveis às medidas que não apresentam boa repetibilidade.

O uso dos indicadores estatísticos apenas dá uma indicação numérica do quanto um determinado espectro difere de outro. Se as medidas forem imprecisas esta indicação conterà um erro. De forma a se corrigir este problema, é proposto que análise não se restrinja à comparação de duas medidas apenas (que conterão certo grau de erro), mas que se trace uma curva de tendência entre comparações sucessivas.

Desta forma, mesmo que as medidas sejam tomadas em diferentes posições do rotor ou em diferentes condições ambientais, a curva de tendência proporcionará um diagnóstico mais confiável.

A Figura 6.94 apresenta uma ilustração de um indicador genérico (que poderia ser qualquer um dos apresentados nas seções 6.3.1 ou 6.3.2), calculados sobre medidas com um certo grau de imprecisão. Nesta figura, existem três condições hipotéticas distintas de falhas, entretanto, devido à imprecisão nas medidas, existe uma superposição entre as regiões. Percebe-se que existem várias medidas na condição 1 que são maiores do que várias medidas na condição 2. Entretanto, quando a curva de tendência é plotada, fica fácil perceber que, apesar da imprecisão e dispersão das medidas, as medidas de 1 a 30 estão todas em uma condição similar e esta condição é diferente da condição das medidas de 31 a 60.

Este procedimento será exemplificado com resultados experimentais. A subseção 6.3.4.1 apresenta o procedimento aplicado ao motor de indução de 4 polos, variando-se aleatoriamente a posição do rotor. Já a subseção 6.3.4.2 descreve experimentos com influência da temperatura e umidade, realizados em um corpo de provas que sofreu deterioração gradual por dissipação de potência.

6.3.4.1 Aplicação do procedimento proposto para mitigar as variações com a posição do rotor

Visando demonstrar a mitigação das variações das medidas com a posição do rotor, foi utilizado o setup da Figura 6.95. Neste setup, um papel graduado (tipo transferidor) é fixado na carcaça da

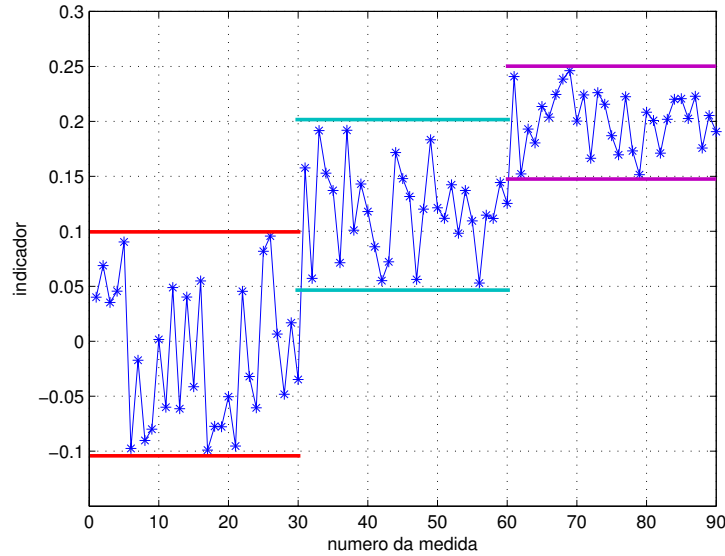


Figura 6.94: Exemplo de diagnóstico baseado em curva de tendência

máquina de modo que não atrapalhe o movimento do rotor e possibilite a leitura da posição do mesmo. O quadro da esquerda mostra o rotor em 0° e o da direita mostra o rotor em 30° . Deve-se ressaltar que este setup foi utilizado apenas para se ter a informação da posição do rotor a cada medida, não sendo necessário para a detecção de danos ao isolamento.

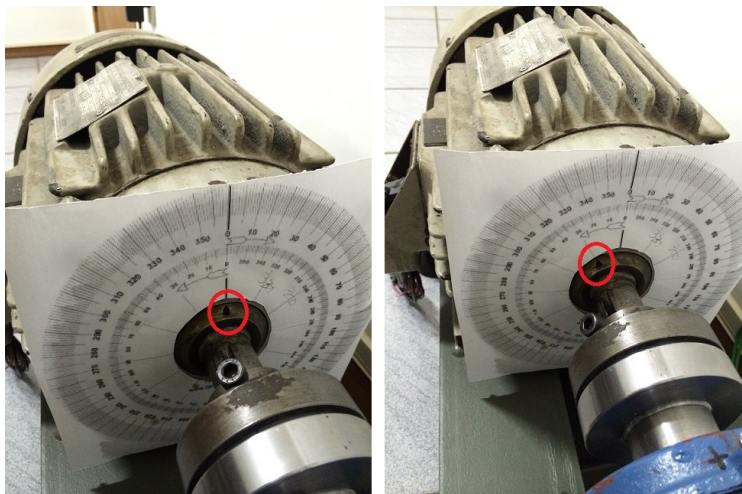


Figura 6.95: Marcação para posição do rotor

Os danos precoces foram simulados com a inserção de resistências de baixo valor ôhmico entre os taps 3 e 4 da máquina de indução.

Tem-se na Figura 6.96 uma superposição de 60 espectros de amplitudes. Têm-se na cor azul 15 espectros obtidos na condição baseline (sem elementos parasitas inseridos entre os taps). Cada um destes espectros foi obtido em uma posição de rotor completamente aleatória.

De forma a se simular um dano precoce no isolamento entre espiras, um resistor de 5Ω foi inserido entre os taps 3 e 4 do estator. Mais 15 medidas foram tomadas, também em posições completamente aleatórias. Estas medidas são plotadas na cor verde.

De forma a aumentar ainda mais o dano simulado no isolamento entre espiras, o resistor de 5Ω foi substituído por um de 1Ω (curvas na cor vermelha) e, finalmente, por um curto circuito (curvas na cor ciano). Para cada uma destas condições, 15 medidas foram realizadas, todas em posições de rotor aleatórias.

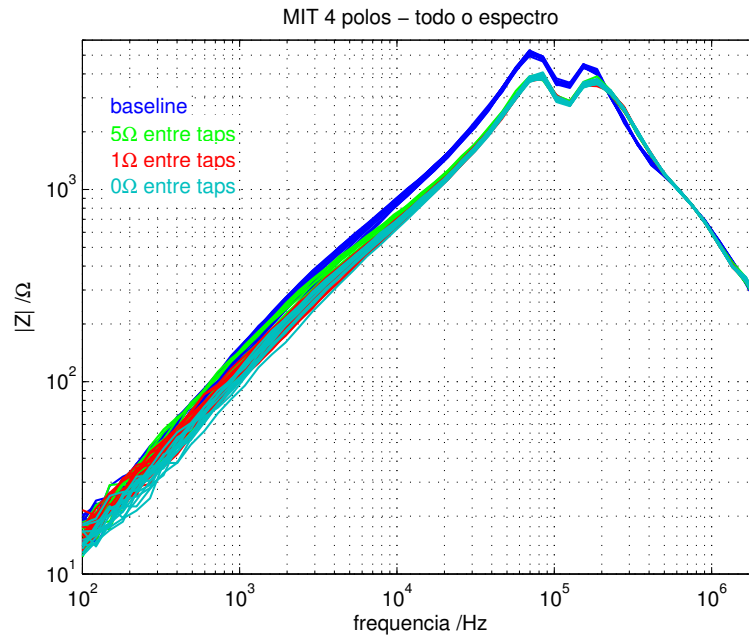


Figura 6.96: Superposição de espectros de amplitudes para MIT de 4 polos com danos precoces inseridos

Tem-se na Figura 6.97 um zoom na região indutiva da Figura 6.96. Fica claro por esta figura que, nas baixas frequências, as medidas com resistor de 5Ω (em verde) se sobrepõe às medidas na condição baseline (em azul). Também, devido à alta dispersão nas medidas influenciadas pela posição do rotor nas baixas frequências, não existe uma fronteira muito clara entre cada condição de dano. Isto praticamente inutiliza a região das baixas frequências em uma análise simplesmente visual. É importante se observar que estes são os resultados da máquina de indução - em uma máquina de polos salientes a dispersão seria ainda muito maior (conforme se observou na seção 6.1.1).

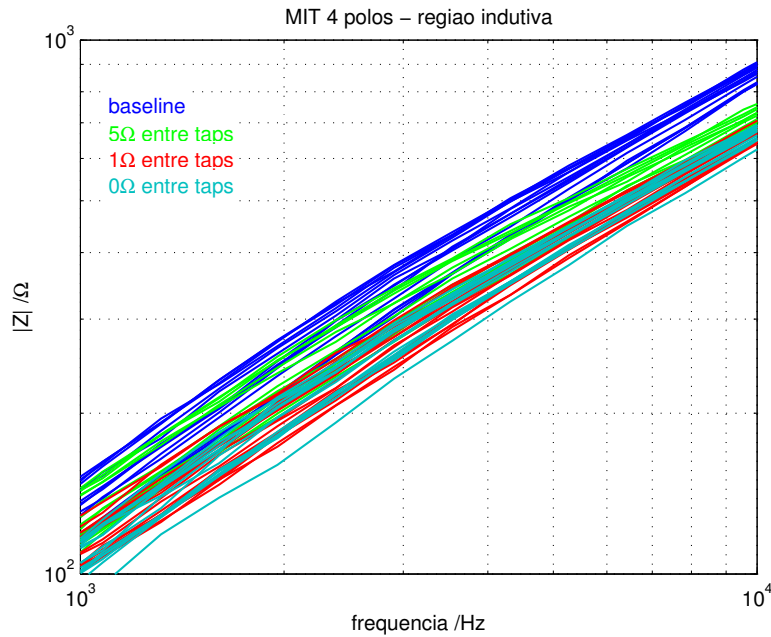


Figura 6.97: Superposição de espectros de amplitudes para MIT de 4 polos com danos precoces inseridos - zoom na região indutiva

Tem-se na Figuras 6.98 e 6.99 o resultado do método proposto para mitigação do efeito da alta dispersão nos espectros. Nestas figuras foi utilizado o ASLE, mas qualquer um dos indicadores das subseções 6.3.1 ou 6.3.2 poderia ter sido utilizado.

Figura 6.98 mostra o ASLE calculado considerando todo o espectro. Já a Figura 6.99 mostra o ASLE calculado para cada uma das regiões de frequência definidas anteriormente na seção 6.3.3 (LF: 100Hz-20kHz, MF: 20kHz-200kHz e HF: 200kHz-2MHz).

Da curva em azul da Figura 6.98 se observa que não existe uma fronteira muito clara entre cada condição de defeito. Sendo que uma comparação entre duas medidas pontuais (sem se considerar a tendência) poderia induzir a um resultado errôneo. Já com o auxílio da tendência, pode-se observar que cada condição de defeito fica em um patamar diferenciado.

Das curvas em azul da Figura 6.99 se observa que, na região LF (altamente dependente da posição do rotor), as condições de baseline, 5Ω e 1Ω não poderiam ser diferenciadas apenas em comparações pontuais. O mesmo ocorre para as condições 5Ω, 1Ω e 0Ω (curto circuito). Entretanto, ao se analisar as tendências, os patamares são melhor definidos.

E estes resultados ainda podem ser melhorados com o uso de um processamento de média móvel sobre os espectros antes do cálculo dos índices. Contanto que o tamanho da amostra seja alto o suficiente para acomodar as dispersões nas medidas, o efeito das médias nos espectros irá aumentar a precisão dos diagnósticos. Isto é verificado nas curvas em vermelho das Figuras 6.98 e 6.99, sendo que os patamares ficam ainda mais evidenciados.

É importante notar que o uso das médias móveis irá acarretar em um atraso no diagnóstico (devido à necessidade de se ter diversas medições para se obter as médias). Entretanto, considerando que o foco do estudo é na detecção precoce de danos no isolamento e que estes danos demoram vários anos para se desenvolverem (com o lento envelhecimento do dielétrico), a necessidade de várias medições é irrelevante. Deve-se notar, também, que as curvas em vermelho nas Figuras 6.98 e 6.99 são obtidas através do cálculo dos ASLEs das médias móveis dos espectros de amplitude e não através das médias dos ASLEs pontuais (em azul). O tamanho de janela utilizado para as médias móveis foi 5 amostras, ou seja a cada 5 espectros.

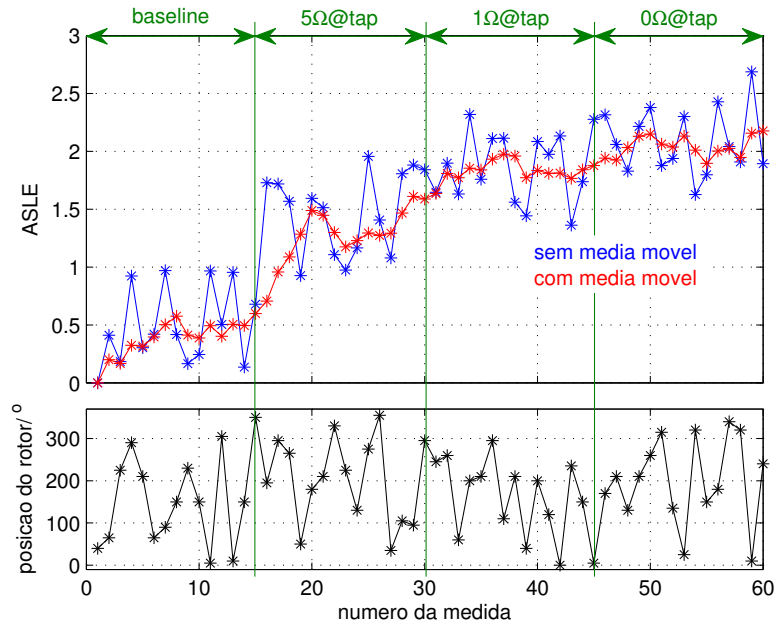


Figura 6.98: Curva de tendência dos ASLEs calculados para todo o espectro

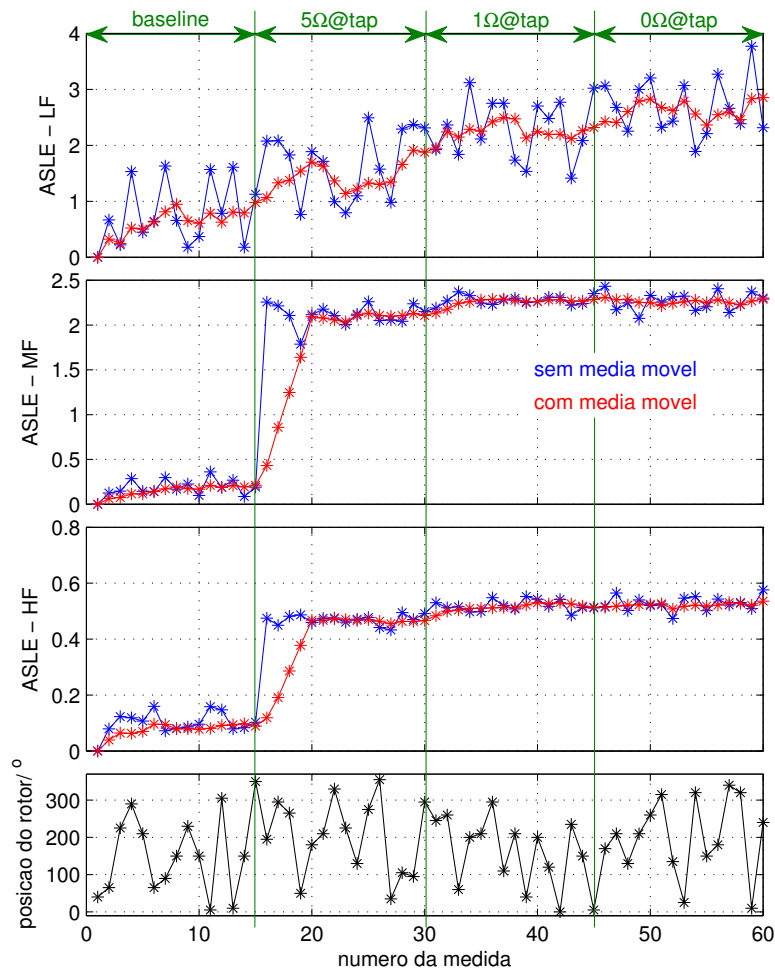


Figura 6.99: Curva de tendência dos ASLEs calculados para LF, MF e HF

6.3.4.2 Aplicação do procedimento proposto para mitigar as variações com temperatura e umidade

Nesta seção são realizados estresses térmicos de envelhecimento acelerado no corpo de provas cp4 (já caracterizado no início da seção 6.2). Os estresses térmicos são produzidos usando uma fonte de corrente programável em série com as duas bobinas do corpo. Por efeito Joule, a temperatura das bobinas aumenta e esta situação sustentada por horas produz um envelhecimento acelerado no verniz dielétrico do corpo.

Inicialmente e durante os testes, foram tomadas medidas de temperatura em função da corrente, de forma a se estabelecer em qual temperatura os corpos se estabilizariam para uma determinada temperatura. A Figura 6.100 ilustra esta relação.

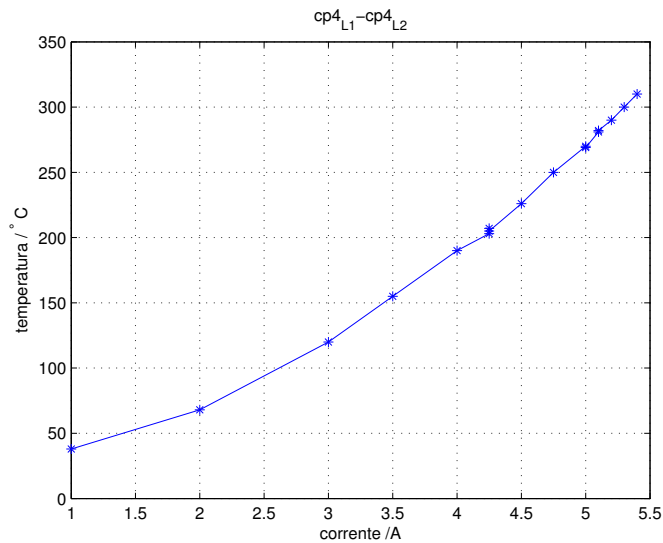


Figura 6.100: Relação entre temperatura estabilizada nos 3 corpos em série e corrente aplicada

Tem-se o seguinte procedimento de testes:

- 3 varreduras (amplitude e fase) entre L1a e L1b;
- 3 testes DAI com megometro;
- 3 varreduras (amplitude e fase) entre L1a e L2a.

Os passos acima constituem um dia de medida. As medidas dos dias 1 a 5 serão consideradas como na condição baseline.

A cada 5 dias de medidas um novo estresse é realizado (tal qual setup da Figura 6.101). Dessa forma, a variabilidade de temperatura e umidade do ar pode ser considerada na variabilidade das medidas.



Figura 6.101: *Setup de deterioração por dissipação de corrente para o corpo cp4*

A Figura 6.102 apresenta uma superposição de espectros de amplitude para o corpo cp4. Têm-se, em azul as 15 primeiras medidas (5 dias x 3 medidas/dia), representando os dias 1 a 5, na condição baseline. Em seguida o corpo ficou 05h sob uma corrente constante de 3.5A (resultando em uma temperatura de 150°C), obtendo-se os 15 espectros em verde escuro, referentes aos dias 6 a 10. Estes espectros são melhores observados na Figura 6.103 (que é um zoom aplicado em uma determinada região da Figura 6.102).

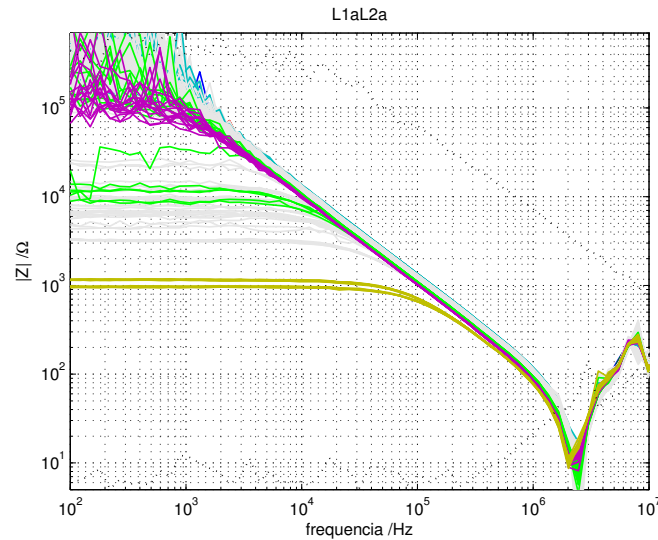


Figura 6.102: Superposição dos espectros de amplitude para o corpo cp4 durante o processo de deterioração por dissipação de corrente

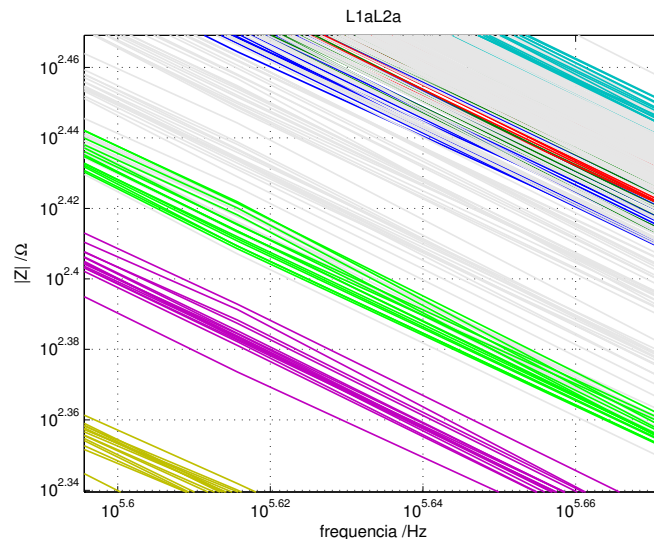


Figura 6.103: Superposição dos espectros de amplitude para o corpo cp4 durante o processo de deterioração por dissipação de corrente - zoom

Em seguida o corpo ficou 08h sob uma corrente constante de 4A (resultando em uma temperatura de 190°C), obtendo-se os 15 espectros em **vermelho**, referentes aos dias 11 a 15. Da Figura 6.103 se percebe que, embora haja um *overlap* entre as regiões delimitadas pelos máximos e mínimos para cada condição, as médias dos espectros de cada região caminham para impedâncias mais altas. Supõe-se que, que neste estágio, o verniz esteja secando. São realizadas ainda mais 11 seções de estresse (com 15 medidas cada) neste estágio. Em seguida o corpo ficou 08h sob uma corrente constante de 5.4A (resultando em uma temperatura de 310°C), obtendo-se os 15 espectros em **ciano**, referentes aos dias 71 a 75.

As medidas dos dias 71 a 75 (**ciano**) são as que apresentaram a maior impedância. A partir daí, com os novos estresses, a impedância vai caindo progressivamente até valores bem baixos. No total, a lista dos estresses realizados foi:

- condição 1 - dias 1 a 5 - medidas 1 a 15: baseline, três medidas/dia em **azul**;
- condição 2 - dias 6 a 10 - medidas 16 a 30: após 05h em 150°C (3.5A), três medidas/dia em

verde escuro;

- condição 3 - dias 11 a 15 - medidas 31 a 45: após mais 08h em 190°C (4A), três medidas/dia em vermelho;
- condição 4 - dias 16 a 20 - medidas 46 a 60: após mais 08h em 200°C (4.25A), três medidas/dia em cinza;
- condição 5 - dias 21 a 25 - medidas 61 a 75: após mais 08h em 200°C (4.25A), três medidas/dia em cinza;
- condição 6 - dias 26 a 30 - medidas 76 a 90: após mais 08h em 200°C (4.25A), três medidas/dia em cinza;
- condição 7 - dias 31 a 35 - medidas 91 a 105: após mais 08h em 225°C (4.5A), três medidas/dia em cinza;
- condição 8 - dias 36 a 40 - medidas 106 a 120: após mais 08h em 245°C (4.75A), três medidas/dia em cinza;
- condição 9 - dias 41 a 45 - medidas 121 a 135: após mais 08h em 270°C (5A), três medidas/dia em cinza;
- condição 10 - dias 46 a 50 - medidas 136 a 150: após mais 08h em 270°C (5A), três medidas/dia em cinza;
- condição 11 - dias 51 a 55 - medidas 151 a 165: após mais 08h em 280°C (5.1A), três medidas/dia em cinza;
- condição 12 - dias 56 a 60 - medidas 166 a 180: após mais 08h em 280°C (5.1A), três medidas/dia em cinza;
- condição 13 - dias 61 a 65 - medidas 181 a 195: após mais 08h em 290°C (5.2A), três medidas/dia em cinza;
- condição 14 - dias 66 a 70 - medidas 196 a 210: após mais 08h em 300°C (5.3A), três medidas/dia em cinza;
- condição 15 - dias 71 a 75 - medidas 211 a 225: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em ciano;
- condição 16 - dias 76 a 80 - medidas 226 a 240: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em cinza;
- condição 17 - dias 81 a 85 - medidas 241 a 255: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em cinza;
- condição 18 - dias 86 a 90 - medidas 256 a 270: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em cinza;
- condição 19 - dias 91 a 95 - medidas 271 a 285: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em cinza;
- condição 20 - dias 96 a 100 - medidas 286 a 300: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em cinza;
- condição 21 - dias 101 a 105 - medidas 301 a 315: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em cinza;

- condição 22 - dias 106 a 110 - medidas 316 a 330: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em cinza;
- condição 23 - dias 111 a 115 - medidas 331 a 345: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em verde claro;
- condição 24 - dias 116 a 120 - medidas 346 a 360: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em magenta;
- condição 25 - dias 121 a 125 - medidas 361 a 375: após mais 08h em 310°C (5.4A), três medidas/dia em amarelo.

É importante notar na Figura 6.102, que, nas baixas frequências existem alguns espectros das medidas 331 a 345 (em verde claro) e alguns das medidas 226 a 330 (em cinza) que estão com impedância mais baixa do que os espectros das medidas 346 a 360 (em magenta). Isto pode estar ocorrendo devido a algum contaminante temporário na superfície do corpo (que preenche o vazio entre o isolamento entre as espiras) ou mesmo devido a perda de rigidez mecânica do corpo (dado que, com a evaporação de verniz, existe maior folga entre as espiras - logo qualquer mudança de posição no corpo pode ocasionar maior ou menor contato entre as espiras). Já o zoom da Figura 6.103 mostra que a ordem dos estresses se mantém nas altas frequências.

A Figura 6.104 apresenta uma superposição de espectros de fase para o corpo cp4. Nota-se que, e isto ocorre mesmo com zoom na figura, é difícil se identificar uma progressão de defeitos por este espectro.

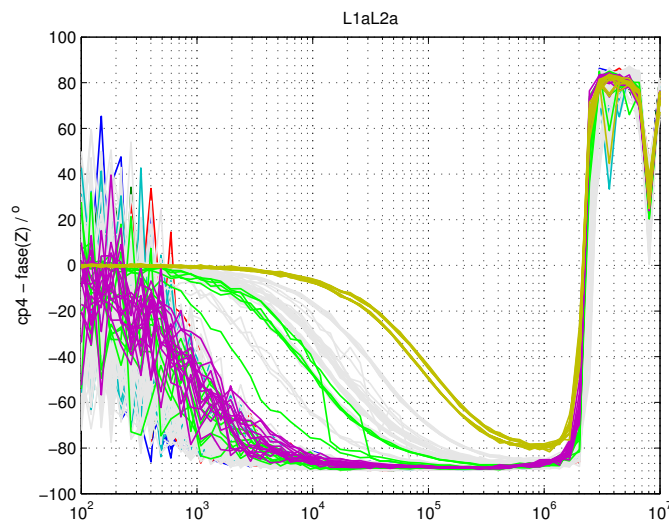


Figura 6.104: Superposição dos espectros de fase para o corpo cp4 durante o processo de deterioração por dissipação de corrente

6.3.4.2.1 Análise pelo megometro

A Figura 6.105 mostra como o processo de deterioração em cp4 por efeito Joule foi visto pelo megometro. Esta figura apresenta a evolução das resistências de isolamento (tomadas em 15s, 30s, 45s e 1min) e dos índices DAI.

Primeiramente, nota-se que os índices DAI não refletiram a progressão de defeitos. Já as medidas das resistências de isolamento parecem que apenas variavam de dia para dia até a medida 150 (última medida do dia 50). A partir da medida 151 (primeira medida do dia 51) houve um salto das resistências para valores mais altos (sendo a maioria das medidas OVRG, ou seja, maiores do que o valor máximo que o megometro é capaz de medir - $5T\Omega$). Esta condição de OVRGs se mantém

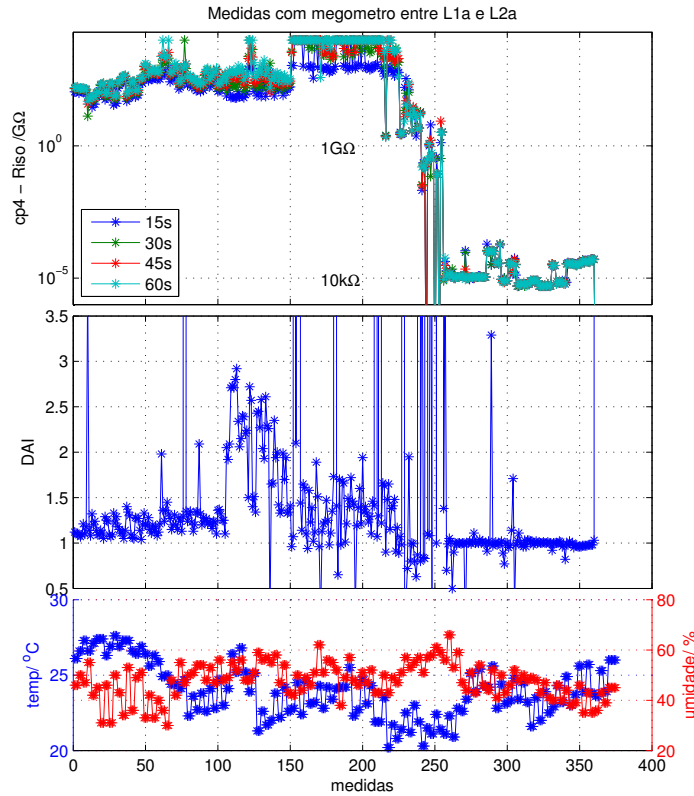


Figura 6.105: Evolução das resistências de isolamento para o corpo cp4 durante o processo de deterioração por dissipação de corrente

até a medida 225 (última medida do dia 75). A partir da medida 226 (primeira medida do dia 76) as resistências caem consideravelmente.

É importante notar que as medidas que invertem a tendência de aumento de impedâncias nos espectros das Figuras 6.102 e 6.103 são justamente as medidas dos dias 71 a 75 (indicadas nestas figuras na cor ciano).

Nota-se na Figura 6.105 que as resistências à partir da medida 256 (primeira medida do dia 86) caem bruscamente para um valor na ordem $10^{-5} G\Omega$, ou seja, na ordem de dezenas de $k\Omega$. Os valores nesta faixa são os que são visualizados nas baixas frequências nos espectros da Figura 6.102 nos últimos dias de medidas.

6.3.4.2.2 Análise pelos índices

Têm-se nas Figuras 6.106 até 6.114 os resultados da aplicação de alguns dos indicadores das seções 6.3.1 e 6.3.2 visando identificar a progressão dos defeitos em cp4. Nota-se que o CC não conseguiu identificar a progressão de defeitos. Já o RMSE, ASLE, MM, v_{sq} , $v_{sq}|_{norm}$ e as somas normalizadas dos testes de hipóteses (considerando cada frequência) identificaram a progressão (considerando os espectros de amplitude⁵).

No caso dos testes de hipóteses considerando toda uma faixa de frequências, os p -values para os t -test2 unequal, t -test2 equal e anova1 f-test indicaram a progressão de defeitos (com formatos dos gráficos semelhantes aos dos outros índices). Entretanto, como estes p -values eram todos maiores do que 0.05, não se pôde considerar que estas análises tenham identificado deterioração.

Tem-se na Figura 6.106 uma comparação entre o RMSE (eixo azul da esquerda) com o CC de Badgujar (eixo vermelho da direita).

⁵no caso dos espectros de fases, os resultados não foram conclusivos.

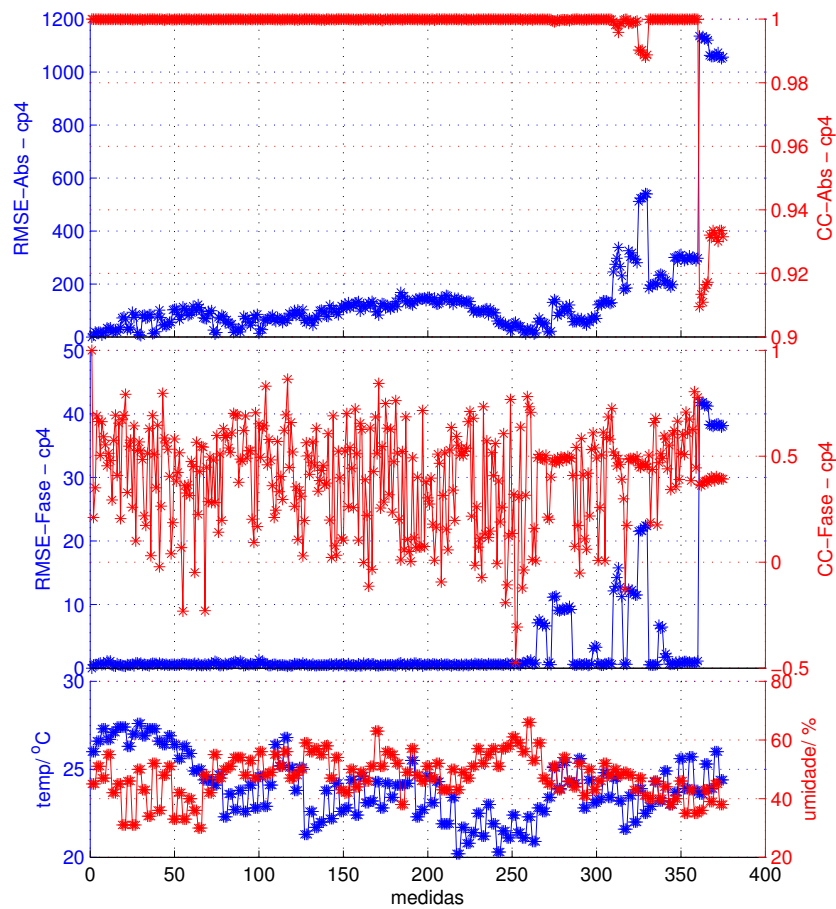


Figura 6.106: Comparação entre o RMSE e o CC de Badgujar para progressão de defeitos no corpo cp4

Tem-se na Figura 6.107 uma comparação entre o ASLE (eixo azul da esquerda) com o MM (eixo vermelho da direita).

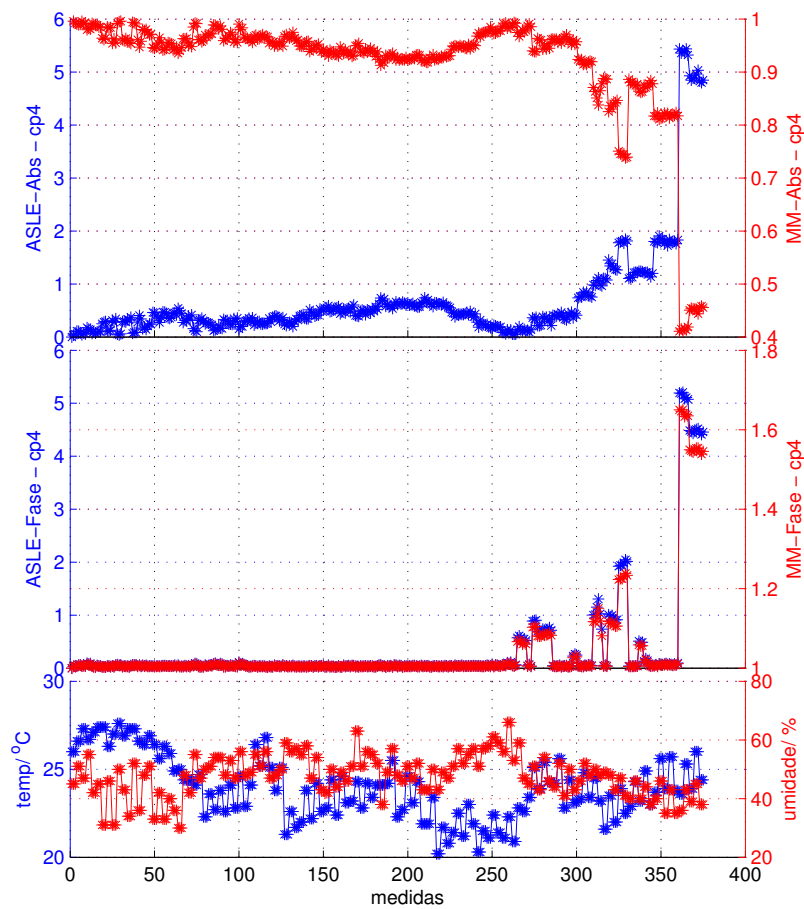


Figura 6.107: Comparação entre o ASLE e o MM para progressão de defeitos no corpo cp4

Tem-se na Figura 6.108 a verificação de desempenho do t-test calculado para toda uma região do espectro, tal qual proposto por Badgujar *et al.* (2012), considerando variâncias populacionais não iguais. A curva em **vermelho** apresenta os *p-values* calculados para a progressão de falhas.

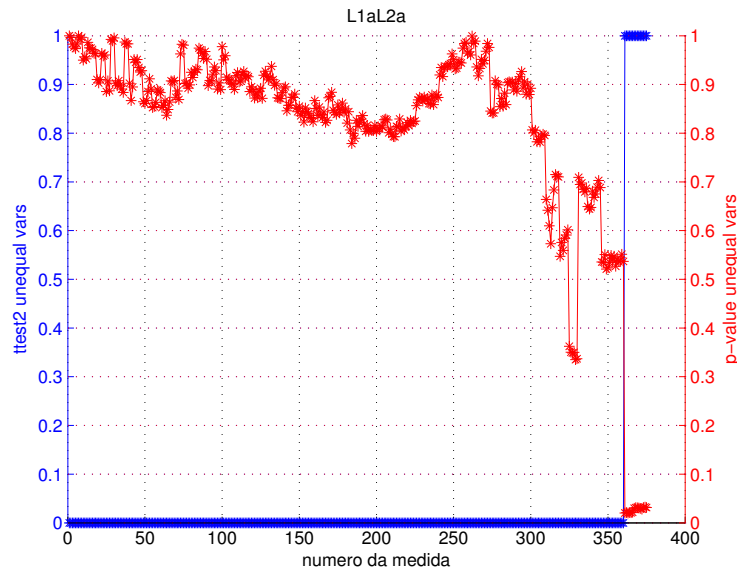


Figura 6.108: Verificação de desempenho do *t*-test (para variâncias não iguais) para progressão de defeitos no corpo cp_4

A Figura 6.109 também calcula o *t*-test para toda uma região do espectro, tal qual proposto por Badgujar *et al.* (2012), mas considerando variâncias populacionais iguais.

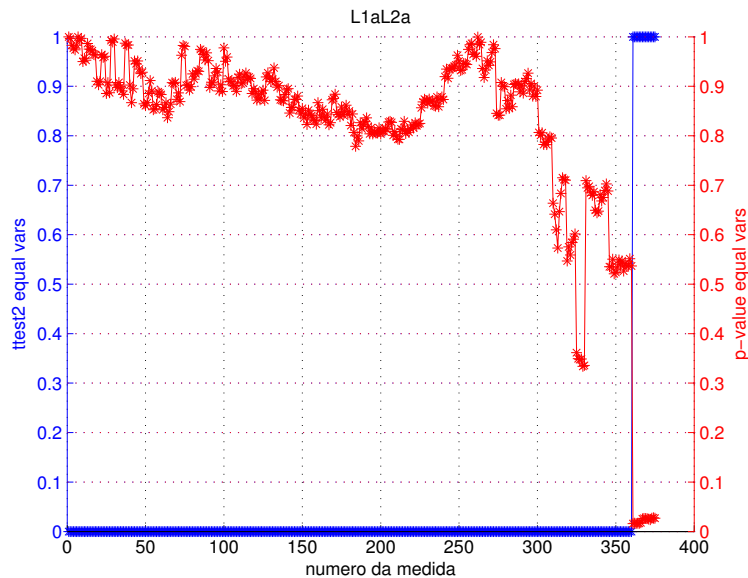


Figura 6.109: Verificação de desempenho do *t*-test (para variâncias iguais) para progressão de defeitos no corpo cp_4

A Figura 6.110 também calcula o *t*-test para toda uma região do espectro, tal qual proposto por Badgujar *et al.* (2012), mas faz o *paired t*-test.

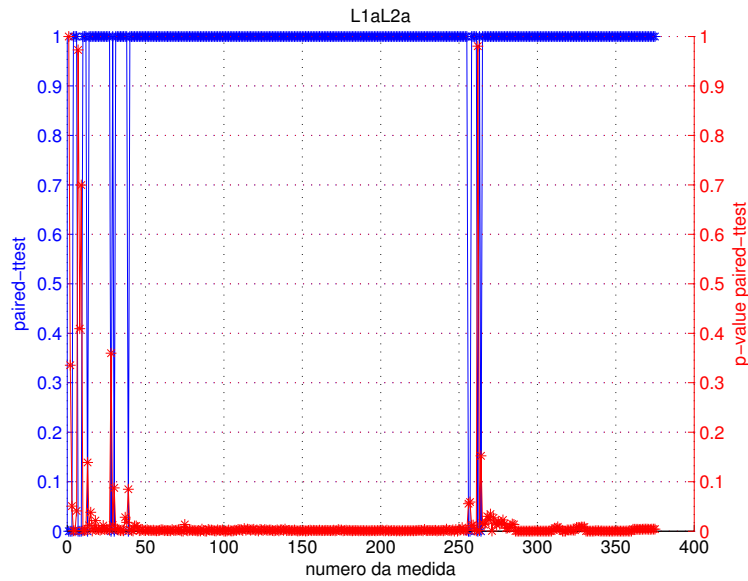


Figura 6.110: Verificação de desempenho do *paired t-test* para progressão de defeitos no corpo *cp4*

Tem-se na Figura 6.111 a verificação de desempenho do *f-test* calculado para toda uma região do espectro, tal qual proposto por Behjat e Mahvi (2015). A curva em vermelho apresenta os *p-values* calculados para a progressão de falhas.

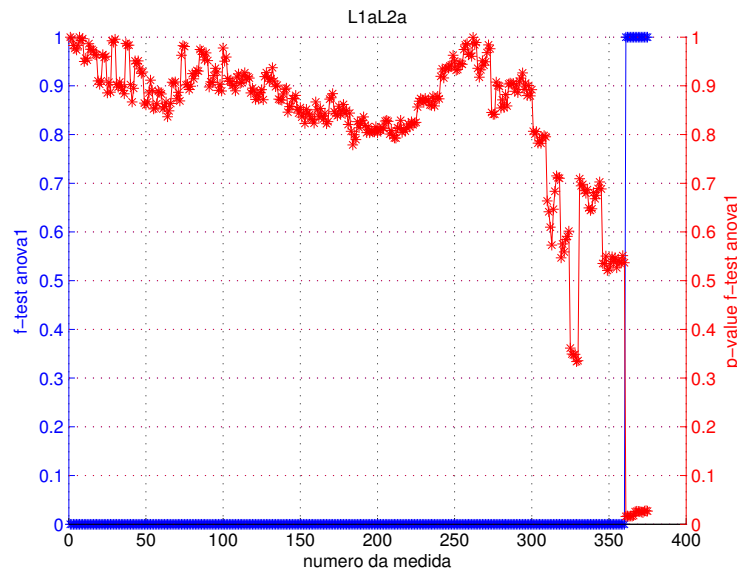


Figura 6.111: Verificação de desempenho do *f-test* (*anova1*) para progressão de defeitos no corpo *cp4*

Tem-se na Figura 6.112 uma avaliação de desempenho do v_{sq} (eixo azul da esquerda) e do $v_{sq}|_{norm}$ (eixo vermelho da direita) para a progressão de defeitos no gerador de polos lisos, considerando cada medida de cada dia.

A Figura 6.113 apresenta os resultados dos *independent t-tests* considerando variâncias não iguais para cada frequência do espectro. Gráficos muito semelhantes podem ser obtidos para o *independent t-tests* considerando variâncias iguais, para o *paired t-test* e para o *f-test*.

Tem-se na Figura 6.114 as somas normalizadas dos testes de hipóteses. Deve-se ressaltar que a curva em azul (para o *independent t-test* considerando variâncias iguais) está exatamente sobreposta à curva em ciano (para o *f-test*) em todos os pontos do gráfico.

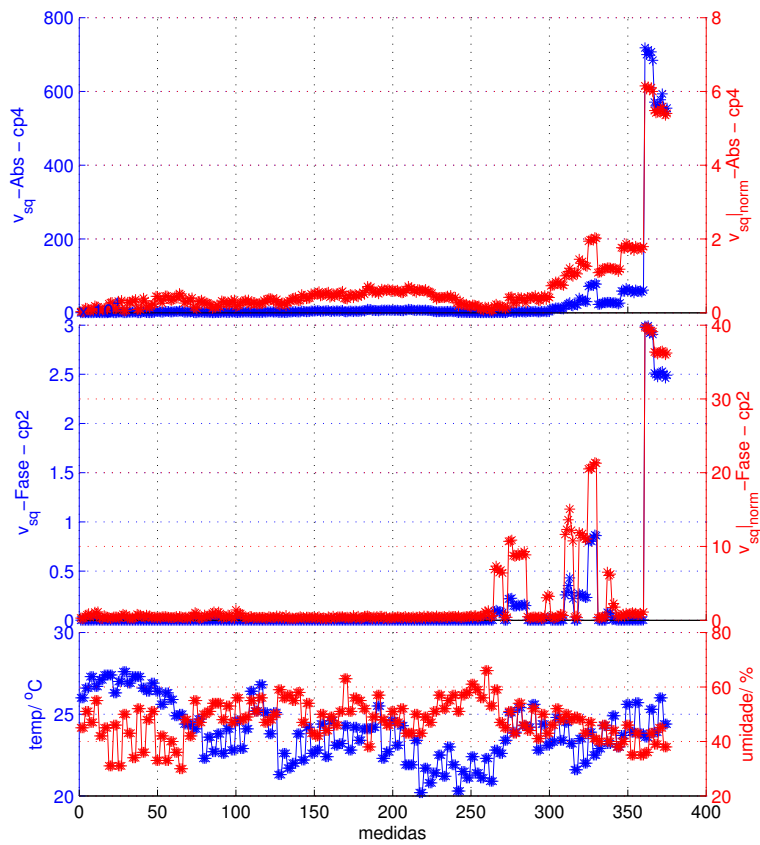


Figura 6.112: Comparação entre v_{sq} e $v_{sq}|_{norm}$ para progressão de defeitos no corpo cp4

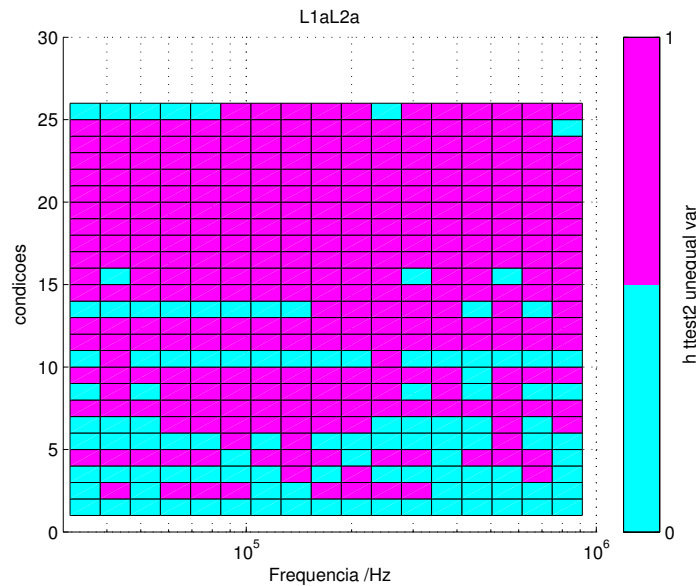


Figura 6.113: Sensibilidade do independent t-test (para variâncias consideradas não iguais) para progressão de defeitos no corpo cp4

Das Figuras 6.106 até 6.114 e da Figura 6.103, percebe-se que o RMSE, ASLE, MM, v_{sq} e $v_{sq}|_{norm}$ identificaram corretamente a tendência inicial de aumento de impedância (até as medidas 211 a 225) e a tendência final de decaimento de impedância (medidas à partir de 271). Entretanto,

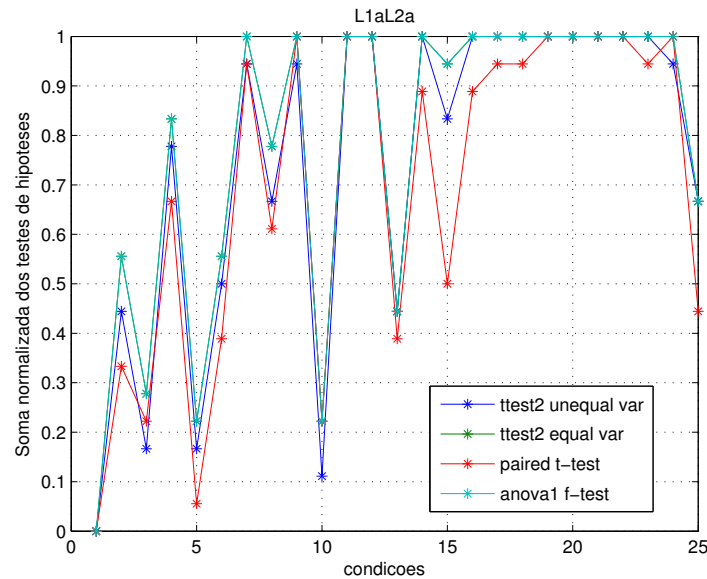


Figura 6.114: Verificação de desempenho dos testes de hipóteses para a progressão de defeitos no corpo cp4

entre as medidas 226 e 270, a impedância do corpo está em processo de queda, mas a partir de um valor mais alto do que o baseline. Logo, entre as medidas 226 e 270, todos estes índices indicam uma tendência contrária a que corresponderia a uma queda de impedância.

Deve-se ressaltar que a parte da tendência que indica aumento de impedância (entre as medidas 211 a 225) está de acordo com os espectros da Figura 6.103 e também acontece com as medidas com o megometro (ver Figura 6.105). No caso do megometro houve um aumento da resistência DC à partir da medida 151 e queda à partir da medida 225.

Este mesmo fenômeno também é verificado na literatura científica sobre testes de envelhecimento acelerado. Farahani *et al.* (2006) ao realizar testes de envelhecimento acelerado no isolamento de barras estatóricas identificou que tanto a capacitância quanto o fator de dissipação ($\tan \delta$) apresentaram uma queda em relação a seus baselines após as primeiras sessões de estresse térmico - para, depois, apresentarem alta. A justificativa dada em Farahani *et al.* (2006) foi a redução da umidade e o processo de cura do isolamento devido ao aquecimento. O processo de cura (ou *cross-linking* - reticulação polimérica) também foi a justificativa dada em Savin *et al.* (2013), ao se observar a queda da capacitância nos primeiros estresses e sua posterior elevação.

Já a reversão na tendência que está ocorrendo com todos os índices entre as medidas 226 e 270 é causada pela característica quadrática que todos estes índices possuem. Logo, na fase de queda da impedância, estes índices não “entendem” valores mais baixos do que o baseline - os erros negativos são considerados positivos.

Seria interessante a utilização de uma índice que não soresse com este problema. O índice da capacitância média normalizada, descrito na seção 6.3.2.3, parece não ter sido afetado pelo problema.

A Figura 6.115 mostra a evolução da capacitância média (de todas as frequências) para a progressão de defeitos. Nota-se que a capacitância média não sofreu reversão de tendência na faixa entre as medidas 226 a 270, logo este pode ser considerado um bom índice para análise de danos precoces. É interessante notar, entretanto, que esse mesmo indicador por capacitâncias não obteve muito êxito na análise dos resultados das falhas inseridas nos taps da máquina síncrona de polos lisos (ver Figuras 6.92 e 6.93). Isto é uma constatação importante, pois mostra que cada indicador possui suas próprias peculiaridades e podem ter um desempenho melhor em certos casos do que outros. Desta forma, é recomendável que se utilize mais do que um indicador na análise⁶, de forma a se verificar se seus resultados concordam entre si, obtendo, assim, um diagnóstico mais confiável.

⁶Badgujar *et al.* (2012) também recomenda o uso de vários indicadores de forma complementar.

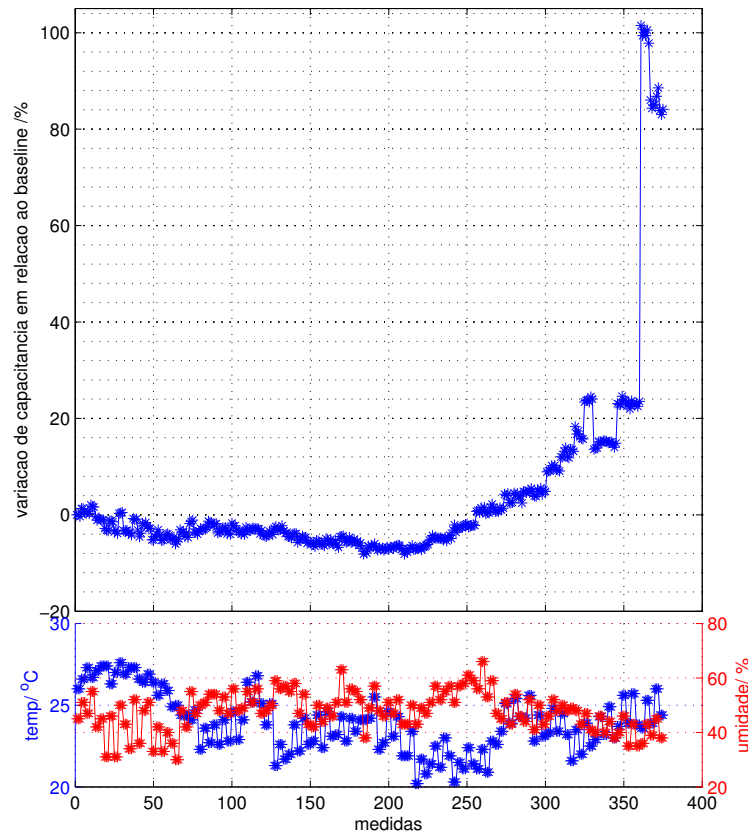


Figura 6.115: Tendência de variação da capacitância média em relação à capacitância média da condição baseline para a progressão de defeitos no corpo cp4

6.4 Conclusão do capítulo

- Como a identificação de danos precoces utilizando a metodologia de *FRA* se baseia em comparações entre um espectro e seu baseline, é de extrema importância que os desvios em relação ao baseline sejam decorrentes dos danos em si e não de erros de medidas.
- Foram analisados os fatores que afetam a repetibilidade dos testes (posição do rotor, temperatura ambiente e umidade do ar) e foi proposto um procedimento de mitigação do problema da falta de repetibilidade.
- Quatro máquinas diferentes foram analisadas (uma síncrona de polos salientes, uma síncrona de polos lisos e duas de indução). Se observou que todas elas (mesmo as de indução) sofrem com o problema da influência da posição do rotor nas medidas.
- Observou-se que as regiões indutivas dos espectros apresentam uma variação senoidal de acordo com a posição do rotor. Observou-se que estas variações são dependentes do número de polos das máquinas.
- Observou-se que as regiões capacitivas dos espectros apresentaram variações mínimas (em torno de 0dB). Estas variações foram aleatórias e não dependentes da posição do rotor.
- O uso de indicadores estatísticos como forma de auxiliar a identificação de falhas incipientes também foi abordado.

- Foram discutidos os indicadores já propostos na literatura de *FRA* para transformadores e também foram desenvolvidos outros três indicadores. No geral, observou-se que cada um destes índices possui suas próprias particularidades, tendo desempenho melhor em algumas situações do que outras. Desta forma, recomenda-se o uso concomitante de dois ou mais indicadores, de forma a se verificar se estes estão de acordo entre si.
- Um procedimento de mitigação dos problemas de repetibilidade foi apresentado e testado com resultados experimentais. Este procedimento se baseia na análise da tendência dos indicadores (ao invés de se analisar seus resultados pontuais), de forma que as variações devidas a incertezas nas medidas sejam naturalmente desprezadas, evitando, assim, falsos positivos/negativos na análise.

Capítulo 7

Conclusões

Este trabalho abordou o desenvolvimento de uma metodologia para detecção precoce de danos no isolamento de geradores elétricos.

Foi feita uma revisão de literatura dos métodos de diagnóstico de falhas em isolamento de máquinas elétricas e se identificou que os métodos convencionais não são capazes de identificar os problemas de isolamento em sua fase inicial. Já as técnicas por espectro de impedância, de acordo com a literatura, são sensíveis o suficiente para detectar mudanças nas propriedades dielétricas do material, antes dos sintomas começarem a aparecer.

O princípio da técnica consiste na injeção de sinais de alta frequência nos enrolamentos da máquina e se determinar a impedância do enrolamento para cada uma das frequências injetadas, obtendo-se, então, um espectro de impedâncias. Caso este espectro apresente alguma diferença em relação aos seus históricos (chamados baselines), isto pode indicar alguma mudança nas propriedades dielétricas do isolamento da máquina.

Um protótipo foi desenvolvido com um equipamento PicoScope (que possui 2 entradas analógicas e uma saída analógica programável), visando obtenção de resultados experimentais para a validação da metodologia proposta. Deve-se ressaltar que esta metodologia também se aplica aos equipamentos comerciais de *FRA* ou aos analisadores de impedância.

Para operação online (com gerador em funcionamento), é necessário um circuito de acoplamento entre o equipamento de medidas e o gerador sob teste. Este acoplamento tem a função de proteger a eletrônica do equipamento de medidas. Entretanto, não pode interferir nos sinais a serem injetados. Observou-se que este acoplamento produz uma “sombra” no espectro, encobrindo parte das baixas frequências. Demonstrou-se que existe um compromisso entre a atenuação da tensão na fundamental (para não danificar o equipamento de medidas) e a área útil obtida no espectro.

Foi proposto o uso de um filtro passa altas do tipo C-L-C como circuito de acoplamento. Demonstrou-se que este tipo de circuito aumenta a atenuação em relação a um acoplamento capacitivo puro e ao mesmo tempo mantém a “sombra” no espectro em níveis aceitáveis. Um procedimento de projeto deste circuito de acoplamento foi apresentado.

O acoplamento foi testado com sucesso em um gerador de indução operando em 235V e em um gerador síncrono de polos lisos operando em 220V.

Como a técnica por espectro de impedância é baseada na comparação de um espectro com seu histórico, é imprescindível que haja boa repetibilidade entre as medidas. Diversos fatores podem influenciar na repetibilidade das medidas (tais como ruídos eletromagnéticos, influência da posição do rotor e condições climáticas). Idealmente, deve-se tentar controlar estes fatores. Para quando isto não é possível, foi proposta uma metodologia estatística. Esta metodologia visa à obtenção um diagnóstico mais preciso, mesmo quando existe variabilidade entre as medidas.

Uma revisão de literatura sobre o uso de indicadores estatísticos aplicados em *FRA* foi apresentada. Embora o uso destes indicadores reduza a subjetividade na análise dos espectros, apresentando um resultado numérico quantitativo da condição da máquina sob teste, estes indicadores ainda são vulneráveis aos erros de medidas e à influência dos fatores externos que afetam a repetibilidade.

Foi proposta a análise da tendência dos indicadores, como forma de mitigar os efeitos da vari-

abilidade das medidas. Desta forma, mesmo que as medidas não sejam muito precisas, a tendência dos indicadores (e não uma comparação pontual) irá apresentar um diagnóstico mais confiável.

No geral, as tendências dos diversos indicadores mostraram concordância entre si, embora cada um deles possua suas próprias particularidades, que faz com que ponham mais ênfase em determinadas características do que os outros. Devido a isto, recomenda-se o uso concomitante de dois ou mais indicadores na análise, de forma a se obter um melhor diagnóstico. Também é importante ressaltar que a experiência da equipe de manutenção continua imprescindível na análise dos resultados antes da tomada de qualquer decisão com relação a uma intervenção na máquina.

Sugestões para Trabalhos Futuros

- Melhoria do sistema de acoplamento para operação em 13800V;
- Análise do efeito da variação da carga do gerador nos espectros;
- Desenvolvimento de um protótipo dedicado com FPGA.

Apêndice A

Configuração do gerador de indução

Este apêndice apresenta o procedimento de configuração do gerador de indução utilizado no capítulo 4 e na seção 5.1 do capítulo 5.

A.1 Cálculo do valor do banco delta

Para a implementação do gerador de indução é necessário um banco de capacitores (para garantir o amortecimento e auto-excitação do gerador). Este banco pode ser calculado pelo procedimento a seguir. Os dados de placa do motor de indução são informados na Tabela A.1.

Tabela A.1: *Dados de placa da máquina de indução*

Tensão nominal (Y)	460V
Corrente nominal (Y)	4.23A
Potência nominal	3CV
Frequência nominal	60Hz
Velocidade nominal	1760rpm
Classe de isolamento	B
Temperatura ambiente	40°C

Tem-se que o banco delta deve fornecer uma potência reativa para a máquina de indução superior à sua própria potência reativa Q . Considerando os dados de placa da máquina essa potência pode ser calculada segundo a equação (A.1).

$$\begin{aligned}P &= 3CV = 3 \cdot 735.5W = 2.21kW; \\S &= \sqrt{3} \cdot V_L \cdot I_L = \sqrt{3} \cdot 460 \cdot 4.23 = 3.37kVA; \\Q &= \sqrt{S^2 - P^2} = 2.55kVar.\end{aligned}\tag{A.1}$$

Logo, para geração da tensão nominal (460V) à frequência nominal (60Hz) e a vazio, seria necessário um banco trifásico de capacitores suprindo, no mínimo, 2.55kVar ao gerador. Nos testes dos capítulos 4 e 5 foi utilizado um banco delta de 3kVar, resultado da associação em paralelo de um banco de 2.50kVar com outro de 0.5kVar. Tem-se na Figura A.1 uma fotografia do banco utilizado.

Na frequência nominal (60Hz), com um banco que forneça mais do que 2.55kVar, o gerador irá produzir $460V_{rms}$ fase-fase. Tal tensão não seria segura para ensaios no laboratório.

De forma a se trabalhar com tensões mais baixas, manteve-se a frequência da máquina primária em 50Hz. Em 50Hz a tensão fase-neutro se estabiliza em $160V_{rms}$. Esta é uma tensão mais segura para se trabalhar e é a que foi utilizada nos capítulos 4 e 5.



Figura A.1: Banco delta de 3kVAR para a auto-excitação do gerador de indução

A.2 Medidas offline no gerador de indução com banco de delta

Tem-se na Figura A.2 um esquema de ligação do equipamento de injeção de sinais ao gerador de indução (ligado em estrela com neutro aterrado) sob teste.

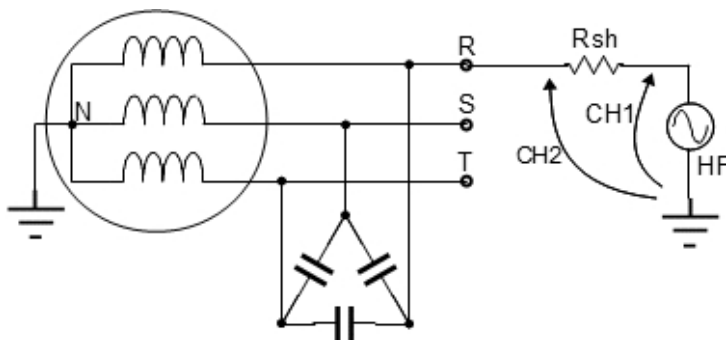


Figura A.2: Varredura no gerador de indução com banco delta

Tem-se na Figura A.3 o circuito equivalente, visto pelo equipamento de injeção de sinais de alta frequência. Nota-se que, com o banco delta, a impedância equivalente vista pelo equipamento de varredura é, aproximadamente:

- a própria impedância do enrolamento entre R e N, para as baixas frequências (capacitores com alta impedância);
- uma associação paralela dos três enrolamentos (R-N, S-N e T-N), para as altas frequências (capacitores com baixa impedância).

Tem-se na Figura A.4 uma comparação entre os espectros de amplitude da máquina sob teste com e sem banco delta. Têm-se, na cor azul, 3 varreduras realizadas com o banco delta e, na cor vermelho, uma varredura realizada sem o banco delta. Todas as varreduras foram realizadas com o rotor na mesma posição. Além disso, a cor magenta, apresenta a mesma varredura sem o banco delta (vermelho), porém com as amplitudes divididas por 3 (dado que o circuito da Figura A.3 indica que, nas altas frequências, o espectro com banco será $1/3$ (os 3 enrolamentos em paralelo) do espectro sem o banco). Nota-se, portanto, que os espectros com banco delta (azul) se iniciam semelhantes ao espectro sem banco (vermelho). Após uma ressonância, os espectros com banco delta (azul) se aproximam do espectro sem banco dividido por 3 (magenta).

Tem-se na Figura A.5 uma comparação entre os espectros de fase da máquina sob teste com e sem banco delta. Têm-se, na cor azul, 3 varreduras realizadas com o banco delta e, na cor vermelho,

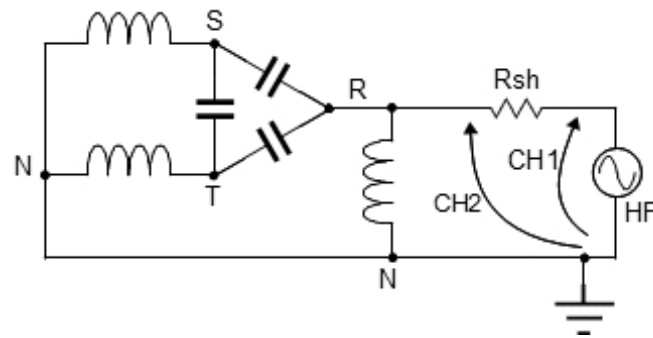


Figura A.3: Impedância equivalente vista pelo analisador

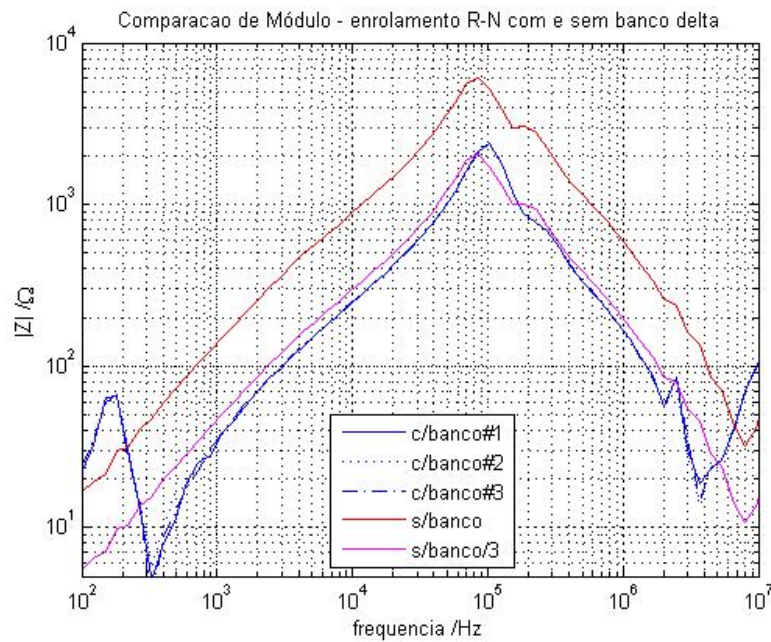


Figura A.4: Comparação entre espectros de amplitudes para gerador de indução com e sem banco delta

uma varredura realizada sem o banco delta. Todas as varreduras foram realizadas com o rotor na mesma posição.

Tem-se na Figura A.6 uma comparação entre indutâncias estimadas da máquina sob teste com e sem banco delta. Têm-se, na cor azul, 3 varreduras realizadas com o banco delta e, na cor vermelho, uma varredura realizada sem o banco delta. Todas as varreduras foram realizadas com o rotor na mesma posição. Pode-se dizer que a indutância com banco delta (azul) é de 4 a 3 vezes menor do que a sem (vermelho).

Tem-se na Figura A.7 uma comparação entre as capacitâncias estimadas da máquina sob teste com e sem banco delta. Têm-se, na cor azul, 3 varreduras realizadas com o banco delta e, na cor vermelho, uma varredura realizada sem o banco delta. Todas as varreduras foram realizadas com o rotor na mesma posição. Pode-se dizer que a capacitância com banco delta (azul) é cerca de 3 vezes maior do que a sem (vermelho). Deve-se lembrar que capacitâncias em paralelo se somam.

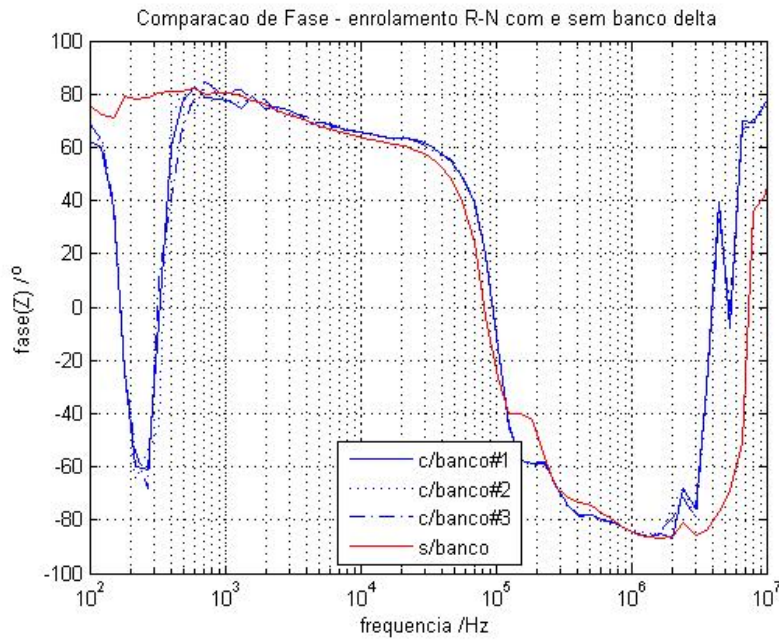


Figura A.5: Comparação entre espectros de fases para gerador de indução com e sem banco delta

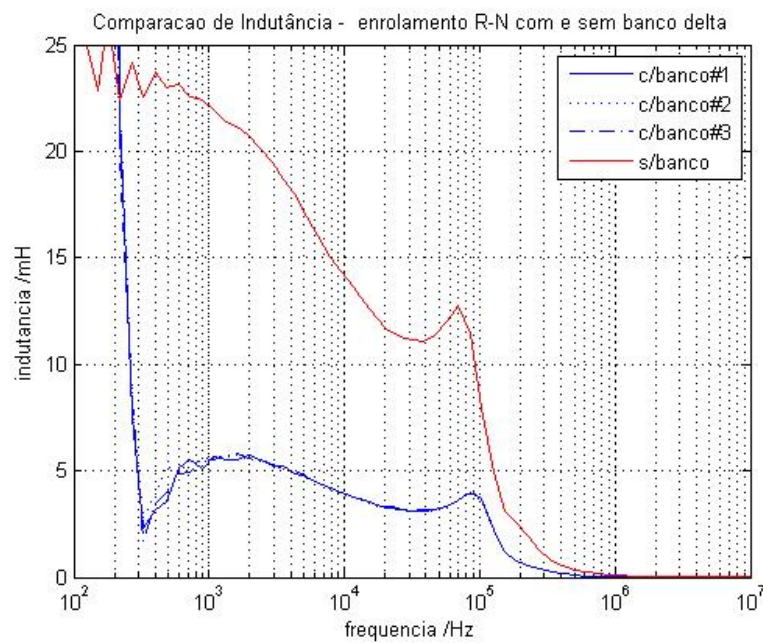


Figura A.6: Comparação entre indutâncias estimadas para gerador de indução com e sem banco delta

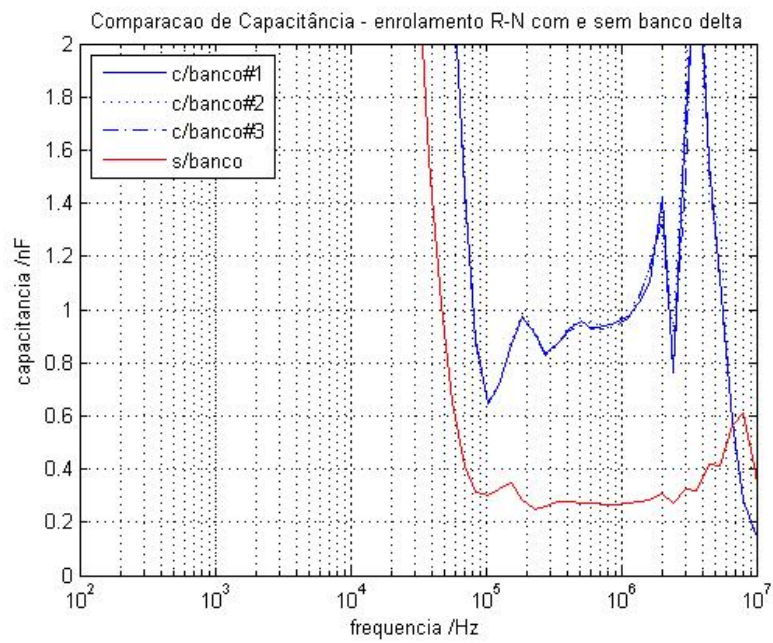


Figura A.7: Comparação entre capacitâncias estimadas para gerador de indução com e sem banco delta

Apêndice B

Procedimento ilustrado dos testes de hipóteses

Este apêndice apresenta um exemplo ilustrado sobre o procedimento de cálculos do t -test e f -test apresentados nas seções 6.3.1.11 e 6.3.1.12, respectivamente. Este exemplo numérico utiliza dados obtidos em https://en.wikipedia.org/wiki/Student's_t_test (consultado em 06/nov/2015).

Sejam A_1 e A_2 dois conjuntos, dados pela equação (B.1), que se deseja que sejam comparados.

$$\begin{aligned}A_1 &= \{30.02, 29.99, 30.11, 29.97, 30.01, 29.99\} \\A_2 &= \{29.89, 29.93, 29.72, 29.98, 30.02, 29.98\}\end{aligned}\tag{B.1}$$

Para os conjuntos acima, serão calculados os t -tests (seção B.1) e o f -test (seção B.2).

B.1 t -Tests

Considerando variâncias populacionais não iguais, aplicam-se as Equações (6.22), (6.20) e (6.21), tal qual seção 6.3.1.11 e, respectivamente, se obtêm os desvios-padrão de cada conjunto (S_{A_1} e S_{A_2}), o valor da estatística t ($t_0|_{unequal}$) e o número de graus de liberdade desta estatística ($\nu|_{unequal}$):

$$\begin{aligned}S_{A_1} &= 0.0497 \\S_{A_2} &= 0.1079 \\t_0|_{unequal} &= 1.9590 \\ \nu|_{unequal} &= 7.0306.\end{aligned}\tag{B.2}$$

Consultando uma tabela de probabilidade acumulada para distribuição t , com $t_0 = 1.9590$ e $\nu = 7$ (o inteiro mais próximo do calculado acima) ou utilizando algum software numérico (aqui será utilizado o Matlab, mas o mesmo resultado seria encontrado no Minitab, R, Excel, etc), tem-se que, com 7 graus de liberdade a probabilidade de um valor T ser menor do que $t_0 = 1.9590$ é 0.9545, conforme comando `cdf('t',1.9590,7)`. Este valor é a área da distribuição da Figura B.1.

No caso da comparação de espectros se deseja saber a probabilidade de um conjunto ser diferente do outro - logo é preciso se calcular a probabilidade de T menor do que $-t_0$ somada à probabilidade de T maior do que t_0 : $P(T < -t_0) + P(T > t_0)$. Entretanto a função `cdf` apenas retorna o valor da probabilidade de T ser menor do que t_0 ($P(T < t_0)$), logo é necessário se calcular a probabilidade complementar ($1-cdf$). Tem-se na Figura B.2 que cada uma das áreas em vermelho (correspondente a cada uma das duas probabilidades requeridas) vale 0.0454 - logo a probabilidade total é a soma das duas, ou seja, 0.0908. Este é o p -value do teste. Como o p -value foi maior do que 0.05, não se pode rejeitar a hipótese nula (de que a média dos dois conjuntos é igual).

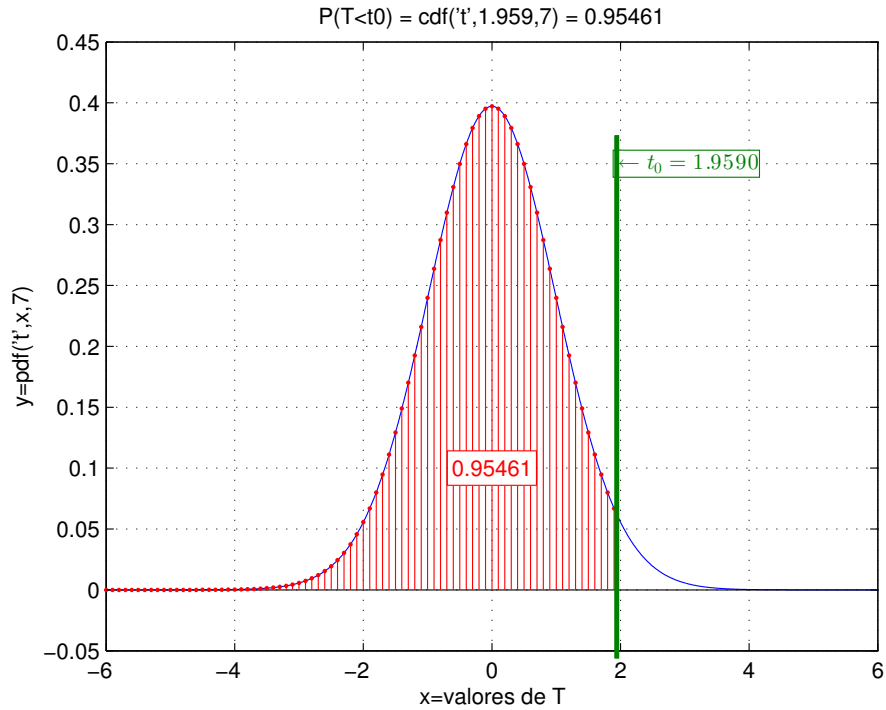


Figura B.1: Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição - com 7 graus de liberdade

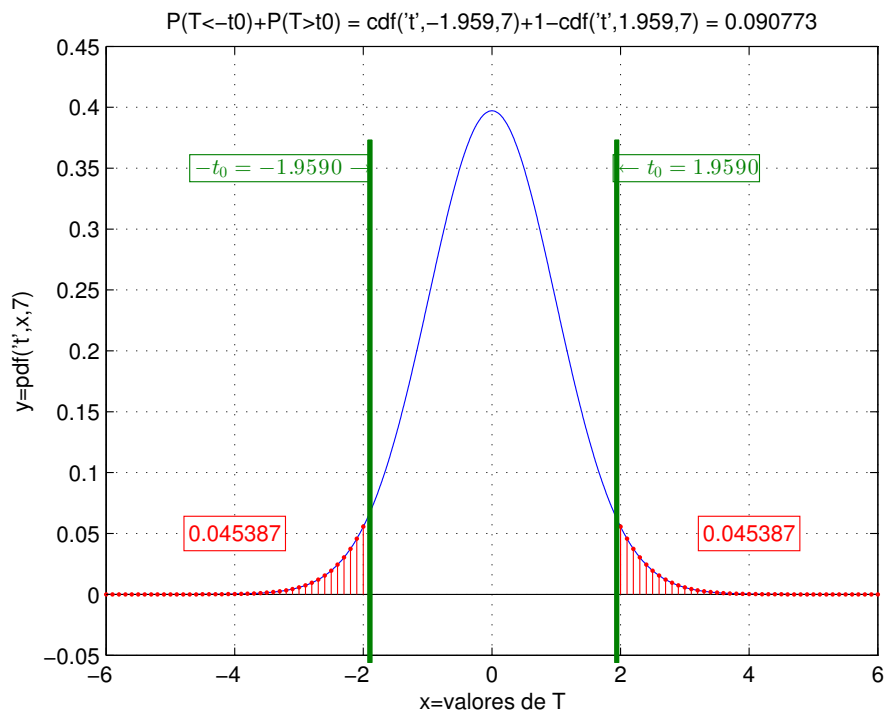


Figura B.2: Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição - two-tail - com 7 graus de liberdade

Considerando variâncias populacionais iguais, aplica-se (6.22), (6.23) e (6.25) se obtém os desvios-padrão de cada conjunto (S_{A1} e S_{A2}), o valor da estatística t ($t_{0|equal}$) e o número de graus de liberdade desta estatística ($\nu|equal$):

$$\begin{aligned}
 S_{A1} &= 0.0497 \\
 S_{A2} &= 0.1079 \\
 t_0|_{equal} &= 1.9590 \\
 \nu|_{equal} &= 10.
 \end{aligned}
 \tag{B.3}$$

Nota-se que, para os conjuntos do exemplo (B.1), ambas as estatísticas t resultaram no mesmo valor 1.9590. Entretanto, quando se considerou que as variâncias populacionais eram iguais, o grau de liberdade aumentou (de 7 para 10) e isto irá resultar numa curva de distribuição de probabilidades diferente.

Tem-se na Figura B.3 a probabilidade de T menor do que $-t_0$ ou maior do t_0 (que correspondente à soma de a cada uma das duas áreas em vermelho). Nota-se que a soma das duas probabilidades caiu para 0.0786. Embora este p -value continue maior do que 0.05 (logo ainda não se pode rejeitar a hipótese nula com 95% de certeza), percebe-se que um aumento no grau de liberdade aumenta a evidência contra a hipótese nula.

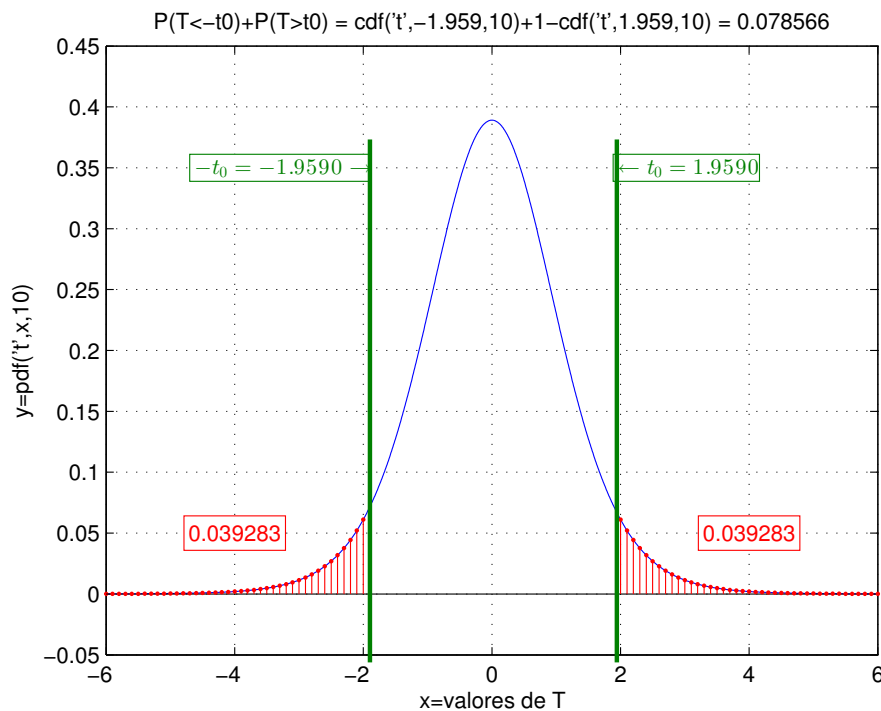


Figura B.3: Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição - two-tail - com 10 graus de liberdade

O procedimento acima ilustrou o conceito do *independent t-test* (para variâncias populacionais iguais ou não), entretanto o Matlab (ou outros softwares de análise numérica) já possui uma função (*ttest2*) que realiza todo o procedimento acima, simplificando o processo.

A sintaxe do comando *ttest2* é exemplificada na listagem abaixo. A forma mostrada na linha 2 (com *'unequal'*) é utilizada quando as variâncias populacionais são consideradas não iguais. Já a forma mostrada na linha 5 (com *'equal'*) é utilizada quando as variâncias populacionais são consideradas iguais. A opção *'both'* instrui o comando para realizar um *two-tail test* (utilizado quando se deseja saber se os dois conjuntos A_1 e A_2 são diferentes um do outro). O parâmetro $5/100$ indica que a significância do teste é de 5%, ou seja, rejeita-se a hipótese nula quando o p -value for menor do que 0.05.

```

1 %considerando variâncias populacionais não iguais
2 [h_uneq2t , p_uneq2t]=ttest2 (A1,A2,5/100 , 'both' , 'unequal' )
3
4 %considerando variâncias populacionais iguais
5 [h_eq2t , p_eq2t]=ttest2 (A1,A2,5/100 , 'both' , 'equal' )

```

Executando-se as linhas 2 e 5 da listagem acima, têm-se como resultados os *p-values* para ambos os testes e também um índice *h* para cada teste. Este índice *h* é apenas uma forma automática de se interpretar o resultado do teste: se *p-value* for menor que 0.05, o índice *h* será 1 e isto indicará que a hipótese nula pode ser rejeitada com 95% de confiança. Caso o *p-value* seja maior do que 0.05, o índice *h* será 0 e isto indicará que não existem evidências para se rejeitar a hipótese nula. Para o exemplo da equação (B.1), os *p-values* obtidos com *ttest2*, tanto para variâncias iguais como não iguais resultaram nos mesmos valores obtidos com as probabilidades acumuladas das Figuras B.2 e B.3.

Quando se deseja realizar um *paired t-test*, cria-se um conjunto contendo as diferenças par-a-par das amostras, calcula-se o desvio padrão do conjunto de diferenças através de (6.22), calcula-se a estatística $t_{0|paired}$ através de (6.26), e o número de graus de liberdade desta estatística (ν_{paired}) através de (6.27):

$$\begin{aligned}
 S_D &= 0.1541 & (B.4) \\
 t_{0|paired} &= 1.5100 \\
 \nu_{paired} &= 5.
 \end{aligned}$$

Tem-se na Figura B.4 a probabilidade de T menor do que $-t_0$ ou maior do t_0 (que correspondente à soma de a cada uma das duas áreas em vermelho). Nota-se que o *p-value* obtido neste teste foi 0.19144 - logo não existem evidencias para se rejeitar a *hipótese nula*. O mesmo resultado pode ser obtido utilizando-se a função *ttest*, tal qual listagem abaixo. É importante se observar que o conjunto de entrada é o conjunto $D = A_1 - A_2$ e que o segundo parâmetro é a média com a qual se deseja comparar a média do conjunto D .

```

6 %considerando paired t-test
7 [h_paired2t , p_paired2t]=ttest (D,0 ,5/100 , 'both' )

```

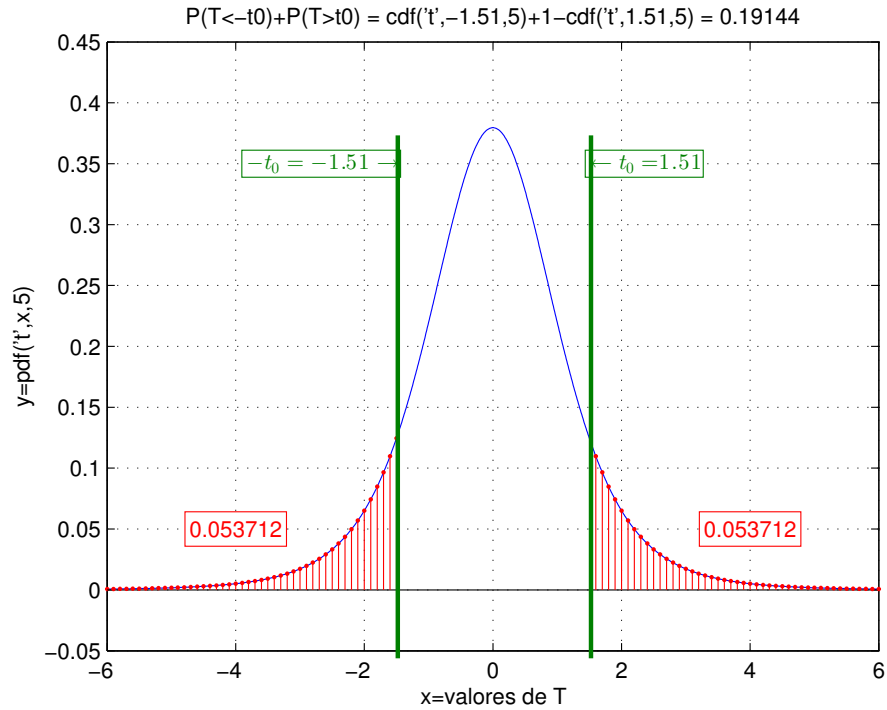


Figura B.4: Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição - two-tail - com 5 graus de liberdade

B.2 f -Tests

Baseando-se no mesmo exemplo numérico de Eq. (B.1) e nas equações (6.29), (6.30), (6.31), (6.32) e (6.28), tal qual seção 6.3.1.12, tem-se:

$$\begin{aligned}
 SS_B &= 0.0271 \\
 DF_B &= 1 \\
 SS_W &= 0.0706 \\
 DF_W &= 10 \\
 f_0 &= 3.8377.
 \end{aligned}
 \tag{B.5}$$

Consultando uma tabela de probabilidade acumulada para distribuição F, com $f_0 = 3.8377$ e graus de liberdade 1 e 10 ou utilizando algum software numérico, tem-se que, a probabilidade de um valor F ser maior do que $f_0 = 3.8377$ é 0.0786, conforme comando $1-cdf('f', 3.8377, 1, 10)$. Este valor é a área em destaque na distribuição da Figura B.5.

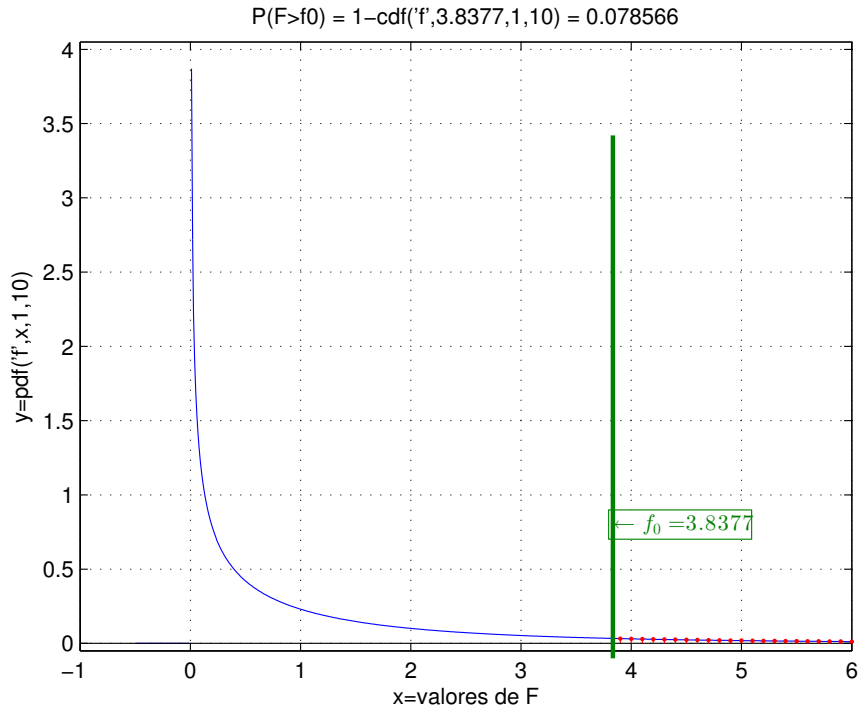


Figura B.5: Probabilidade acumulada sobre curva de distribuição F - com 1 e 10 graus de liberdade

É importante ressaltar que, como uma distribuição F existe apenas para valores de F não negativos, apenas a área do *right-tail* da curva precisa ser computado.

O mesmo resultado seria obtido com a função *anova1* do Matlab, tal qual listagem abaixo.

```
1 %analise de variancias
2 p_anova1=anova1([A1' A2'])
```

Ao se executar a listagem acima, obtém-se o mesmo *p-value* da análise realizada acima com a curva de probabilidade. Como o *p-value* resultante foi maior do que 0.05 , não se pode rejeitar a hipótese nula com 95% de confiança.

Apêndice C

Publicações do autor realizadas durante o período de doutoramento

C.1 Artigos completos publicados em periódicos

1. **SANT'ANA, WILSON CESAR**; SALOMON, CAMILA PAES; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BORGES DA SILVA, Luiz Eduardo; BONALDI, ERIK LEANDRO; DE LACERDA DE OLIVEIRA, LEVY ELY; BORGES DA SILVA, JONAS GUEDES. *A survey on statistical indexes applied on frequency response analysis of electric machinery and a trend based approach for more reliable results*. Electric Power Systems Research (Print), v. 137, p. 26-33, 2016.
2. **SANT'ANA, WILSON CESAR**; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BORGES DA SILVA, Luiz Eduardo; BONALDI, ERIK LEANDRO; DE LACERDA DE OLIVEIRA, LEVY ELY; SALOMON, CAMILA PAES; BORGES DA SILVA, JONAS GUEDES. *Influence of rotor position on the repeatability of frequency response analysis measurements on rotating machines and a statistical approach for more meaningful diagnostics*. Electric Power Systems Research (Print), v. 133, p. 71-78, 2016.
3. SALOMON, CAMILA P.; **SANT'ANA, WILSON C.**; BORGES DA SILVA, LUIZ E.; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BONALDI, ERIK L.; DE OLIVEIRA, LEVY E. L.; BORGES DA SILVA, JONAS G.. *Induction Motor Efficiency Evaluation Using a New Concept of Stator Resistance*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 64, p. 2908-2917, 2015.
4. RIBEIRO, L.C.; BONALDI, E.L.; DE OLIVEIRA, L.E.L.; SILVA, L.E. BORGES DA; SALOMON, C.P.; **SANTANA, W.C.**; SILVA, J.G. BORGES DA; LAMBERT-TORRES, G.. *Equipment for Predictive Maintenance in Hydrogenerators*. AASRI Procedia, v. 7, p. 75-80, 2014.

C.2 Trabalhos completos publicados em anais de congressos

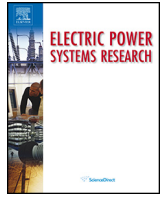
1. MENDONCA, PHILLIP; BONALDI, ERIK LEANDRO; DE LACERDA DE OLIVEIRA, LEVY ELY; TORRES, GERMANO LAMBERT; BORGES DA SILVA, JONAS G.; BORGES DA SILVA, Luiz Eduardo; SALOMON, CAMILA P.; **SANTANA, WILSON CESAR**. *Development of a reduced-model laboratory for testing predictive fault system in internal combustion engines*. In: 2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2015, Guarda. 2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED). p. 428.

2. DA SILVA, LUIZ EDUARDO BORGES; CORTEZ, Amanda D.; SALOMON, CAMILA PAES; **SANTANA, WILSON CESAR**; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BONALDI, ERIK LEANDRO; DE OLIVEIRA, LEVY ELY DE LACERDA; DA SILVA, JONAS GUEDES BORGES. *Differential Evolution based Air-Gap Torque method approach for induction motor efficiency estimation*. In: 2015 18th International Conference on Intelligent System Application to Power Systems (ISAP), 2015, Porto. 2015 18th International Conference on Intelligent System Application to Power Systems (ISAP). p. 1.
3. MENDONCA, P.; VENCESLAU, A.; BONALDI, ERIK LEANDRO; DE OLIVEIRA, LEVY E. L.; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BORGES DA SILVA, JONAS G.; SALOMON, CAMILA PAES; **SANTANA, WILSON CESAR**; BORGES DA SILVA, LUIZ E.; BRITO, C. N.. *Diagnóstico de Falhas em Grupos Motor-Gerador de Combustão Interna a partir de Assinatura Elétrica e Processamento de Sinais*. In: XXIII SNPTEE - XXIII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, 2015, Foz do Iguaçu. Anais do XXIII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, 2015.
4. MENDONCA, P.; BONALDI, ERIK L.; DE OLIVEIRA, LEVY E. L.; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BORGES DA SILVA, JONAS G.; BORGES DA SILVA, LUIZ E.; SALOMON, CAMILA PAES; **SANTANA, WILSON CESAR**. *Desenvolvimento de Sistema Preditivo para Diagnóstico Termomecânico de Falhas em Motores de Combustão Interna*. In: VIII CITENEL - VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2015, Costa do Sauípe. Anais do VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2015.
5. RIBEIRO, L.C.; SANTOS, C. O.; BONALDI, ERIK L.; SALOMON, CAMILA PAES; DE OLIVEIRA, LEVY E. L.; BORGES DA SILVA, JONAS G.; **SANTANA, WILSON CESAR**; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BORGES DA SILVA, LUIZ E.. *Cabeça de Série do Sistema para Manutenção Preditiva de Hidrogeradores*. In: VIII CITENEL - VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2015, Costa do Sauípe. Anais do VIII Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica, 2015.
6. SALOMON, CAMILA P.; **SANTANA, WILSON C.**; BONALDI, ERIK L.; DE OLIVEIRA, LEVY E. L.; BORGES DA SILVA, JONAS G.; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BORGES DA SILVA, LUIZ E.; PELLICEL, A.; LOPES, MARCO A. A.; FIGUEIREDO, GONCALO C.. *A system for turbogenerator predictive maintenance based on Electrical Signature Analysis*. In: 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2015, Pisa. 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings, 2015. p. 79.
7. MENDONCA, P.; BONALDI, ERIK LEANDRO; de OLIVEIRA, L. E. L.; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BORGES DA SILVA, Luiz Eduardo; SALOMON, CAMILA PAES; **SANTANA, WILSON CESAR**. *Predictive Fault System in Internal Combustion Engines*. In: 28th International Congress of Condition Monitoring and Diagnostic Engineering, COMADEM 2015, 2015, Buenos Aires. Proc. of the 28th International Congress of Condition Monitoring and Diagnostic Engineering. Buenos Aires, Argentina, 2015. p. 1-7.
8. MENDONCA, P.; BONALDI, ERIK LEANDRO; OLIVEIRA, LEVY ELY DE LACERDA DE; LAMBERT-TORRES, GERMANO; BORGES DA SILVA, Luiz Eduardo; BORGES DA SILVA, Jonas Guedes; SALOMON, CAMILA PAES; **SANTANA, WILSON CESAR**. *Sistema de Manutenção Preditiva para Sistemas de Geração Elétrica baseada em Motores de Combustão Interna*. In: 11th Latin-American Congress on Electricity, Generation, and Transmission, XI CLAGTEE, 2015, 2015, São José dos Campos - SP. Anais do 11th Latin-American Congress on Electricity, Generation, and Transmission. Guaratinguetá: Editora da UNESP1, 2015. p. 1-10.
9. PELLICEL, A.; FIGUEIREDO, GONCALO C.; LOPES, MARCO A. A.; BONALDI, ERIK LEANDRO; OLIVEIRA, LEVY ELY DE LACERDA DE; LAMBERT-TORRES, GERMANO;

- SILVA, JONAS GUEDES BORGES DA; BORGES DA SILVA, Luiz Eduardo; SALOMON, CAMILA P.; **SANTANA, WILSON CESAR**. *Sistema de Monitoramento para Manutenção Preditiva de Grandes Usinas Termelétricas*. In: 11th Latin-American Congress on Electricity, Generation, and Transmission, XI CLAGTEE, 2015, 2015, São José dos Campos - SP. Anais do 11th Latin-American Congress on Electricity, Generation, and Transmission. Guaratinguetá: Editora da UNESP, 2015. v. 1. p. 1-10.
10. SALOMON, CAMILA P.; **SANTANA, WILSON CESAR**; DA SILVA, LUIZ E. BORGES; BONALDI, ERIK L.; DE OLIVEIRA, LEVY E. L.; DA SILVA, JONAS G. BORGES; LAMBERT-TORRES, GERMANO; DONADON, ANTONIO R.. *A stator flux synthesis approach for torque estimation of induction motors using a modified stator resistance considering the losses effect*. In: 2013 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013, Chicago. 2013 International Electric Machines & Drives Conference. p. 1369.
 11. SALOMON, CAMILA PAES; **SANTANA, WILSON CESAR**; DA SILVA, LUIZ EDUARDO BORGES; BONALDI, ERIK LEANDRO; OLIVEIRA, LEVY ELY DE LACERDA DE; SILVA, JONAS GUEDES BORGES DA; LAMBERT-TORRES, GERMANO; DONADON, ANTONIO ROBERTO. *An air-gap torque based method for efficiency evaluation using pso to estimate a new concept of stator resistance including the losses effect*. In: 2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2013, Minneapolis. 2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC). p. 212.
 12. MEDEIROS, A. G. M.; MICERINO, F.; **SANTANA, W. C.**; da SILVA, L. E. B.; TORRES, G. L.; BONALDI, E. L.; de OLIVEIRA, L. E. L.. *Hydrogeneration Early Damage by Impedance Spectrum Analysis*. In: 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON, 2012, Fortaleza. 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON, 2012.

Apêndice D

Artigo publicado na edição de abril de 2016 da revista *Electric Power Systems Research* - *Influence of rotor position on the repeatability of frequency response analysis measurements on rotating machines and a statistical approach for more meaningful diagnostics*



Influence of rotor position on the repeatability of frequency response analysis measurements on rotating machines and a statistical approach for more meaningful diagnostics



Wilson Cesar Sant'Ana^{a,b,*}, Germano Lambert-Torres^b, Luiz Eduardo Borges da Silva^a, Erik Leandro Bonaldi^b, Levy Ely de Lacerda de Oliveira^b, Camila Paes Salomon^{a,b}, Jonas Guedes Borges da Silva^{a,b}

^a Universidade Federal de Itajuba, Av. BPS, 1303, Itajuba, MG 37500-903, Brazil

^b Instituto Gnarus, rua Cel. Francisco Braz, 185, sl. 307, Itajuba, MG 37500-052, Brazil

ARTICLE INFO

Article history:

Received 22 July 2015

Received in revised form 13 October 2015

Accepted 28 November 2015

Keywords:

AC machines

Condition monitoring

Frequency response analysis

Rotating machine insulation testing

ABSTRACT

This work presents an investigation on the influence of rotor position on the Frequency Response Analysis (FRA) of electric machines. Different types of machines have been analyzed. Contrary to common belief, not only the salient-pole machine suffered from rotor position influence on the FRA. This can have severe impact on the repeatability of the tests and, consequently, their ability to identify early damage in the insulation system of the machine. This paper is intended to warn practitioners of FRA that care should be taken while analyzing the results, in order to avoid false positives in their measurements. Recommendations are made aiming to avoid the influence of rotor position on the results. Also, the use of statistical techniques is proposed, in order to improve the diagnosis, even when there is some lack of repeatability.

© 2015 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

Early fault detection and diagnosis of AC electrical machines have been gaining increasing importance due to the criticality that these equipment represents to the industries and to the electrical power system. When faults are identified in an incipient stage, maintenance actions can be performed in a timely basis, avoiding breakdowns and the consequential losses. Among the common faults on AC machines, stator winding insulation failures are of particular importance. These failures are responsible for a great part of AC machines breakdowns and can severely compromise the machine life span. An international survey carried out by CIGRE [1,2] shows that 56% of hydro-generator failures were caused by insulation damage. Concerning induction motors, this rate of failure drops to something between 26% and 40% [3,4]. A complete list of conventional diagnostics for insulation failures (including guidelines) is found in [5]. Recently, a lot of research has been being done on on-line methods (that do not require the machine to be shutdown to perform the diagnosis), such as MCSA (Motor Current

Signature Analysis) and ZSVC (Zero-Sequence Voltage Component) [6,7]. According to US patents [8] and [9], conventional insulation assessment methods are not able to detect early insulation failures. The argument presented in [8] and [9] is that conventional methods can only detect if a failure is already installed or not, but are not able to inform if a failure is developing. These patents propose the injection of high frequency into the stator winding of the machine and the computation of the machine's impedance spectrum. The evolution of some characteristics in the spectrum (when compared with historical data) indicates the onset of a failure. Perisse et al. [10] also use high frequency injection and impedance spectrum analysis (with focus on changes in the winding capacitance) to evaluate turn-to-turn insulation of an AC machine. A very similar technique to those proposed in [8,9] and [10], known as Frequency Response Analysis – FRA, has been widely used for diagnostics of transformers [11]. All these techniques [8–11] rely on comparisons of a given spectrum with its historical data. Thus, good repeatability on the measurements is essential for an accurate diagnostic.

Studies reported in Reykherdt and Davydov [12] and Bagheri et al. [13] show that temperature and moisture content have some influence on the repeatability of FRA results on transformers. Specifically to rotating machines, there is also another factor that can lead to an inaccurate diagnostic: the angular position of the rotor of the machine. To avoid the rotor influence on FRA

* Corresponding author at: Universidade Federal de Itajuba, Av. BPS, 1303, Itajuba, MG 37500-903, Brazil. Tel.: +55 35984511211.

E-mail address: wilson.santana@ieee.org (W.C. Sant'Ana).

measurements of hydrogenerators, Lamarre and Picher [14] performed their tests with rotors removed. Also Florkowski and Furgal [15] applied FRA to detect insulation failures on an induction motor and, again, the tests were performed without the rotor (although the reason is not explicit in the text). Platero et al. [16] explicitly discussed about the influence of rotor position on FRA measurements on salient-pole synchronous machines. According to [16], the measurements are dependent on the ratio between the air and the iron and vary depending on the position of the poles. Also according to [16], squirrel-cage machines would not suffer influence of rotor position, as they have a constant air gap. However, this current work shows that this is not always true.

This current work has analyzed FRA results of three different machines of different construction types: a salient-rotor synchronous machine, a round-rotor synchronous machine and a squirrel-cage induction machine. It is shown that, contrary to common belief, not only the salient pole machines suffer influence of rotor position. This can have severe impact on the interpretation of FRA results and its use on early detection of insulation problems. It is also shown that the rotor position only influences the inductive regions of the spectra.

The first contribution of this work is to warn practitioners of FRA on rotating machines that care should be taken while analyzing the results in order to avoid false positives/negatives. The second contribution is the proposal of the use of statistical indexes in order to obtain a more meaningful diagnosis on the machine condition, even when there are variations in the measurements.

Section 2 presents an overview of the FRA technique. Section 3 discusses the influence of rotor position on FRA measurements. Section 4 proposes a statistical approach to mitigate the rotor position influence on the measurements. Section 5 presents the experimental results, confirming that the use of statistical techniques can improve the diagnostics.

2. Frequency response analysis (FRA) method

Ryder [17] presented a didactic description of the FRA method. Basically, it consists in the injection of a high frequency signal at the machine windings and the calculation of the winding impedance over a wide range of frequencies. The resulting impedance spectrum is, then, compared against a reference set (called baseline – which is a previous known condition of the machine). Differences between the spectra can indicate problems with the machine, either electrical or mechanical.

This technique has been widely used on transformers and its application is standardized through IEEE standard C57.149-2012 [11]. Recently Pramanik and Satish [18] proposed a modification on the concept of resonance that is used on this standard.

Based on the pattern of the deviation from the baseline, a specialist is able to identify several types of failures. IEEE standard C57.149-2012 [11] and Abu-Siada et al. [19] listed some of the failures that can be identified using FRA on a transformer, based on the frequency region where the differences from the baseline are located. Modelling of failures is also very advanced in case of transformers – among these works it can be highlighted Florkowski and Furgal [20] and Lei et al. [21].

Concerning rotating machines, there is still no guideline to differentiate a specific failure from another. US patents [8] and [9] have identified four patterns of insulation failure (cut winding, moisture, percolation and thermal ionization) on rotating machines, but no scientific paper has been found in the literature confirming these patterns. According with Blanquez et al. [22], despite the advances of FRA in transformers, it is rarely used in rotating machines. Platero et al. [23] explained the reasons for this, referring to the stator division into slots and the existence of a rotor winding. The reported

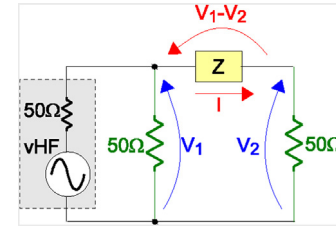


Fig. 1. Measurement circuit of gain/phase analyzer.

influence of rotor on the measurements is analyzed in Section 3 of this current paper and a mitigation method is proposed in Section 4.

2.1. FRA classification according to type of signal injection

Basically, there are two types of FRA tests, that differ on the way the high frequency signal is injected on the windings:

- Impulse-FRA (IFRA): injects a broadband pulse signal and the spectra are calculated via FFT (Fast Fourier Transform) [24].
- Sweep-FRA (SFRA): injects sinusoidal signals of variable frequencies and the spectra is calculated directly, with no further signal processing [24].

According with [17], the advantage of IFRA over SFRA is the shorter measurement time; however SFRA is preferred because of its better signal to noise ratio, equal accuracy on the whole measurement range and the wider range of frequencies that are injected. The results presented in this current paper are obtained by using the SFRA method.

2.2. FRA classification according to measurement circuit

Lamarre and Picher [14] listed two measurement circuits that are used to obtain an impedance spectrum:

- gain/phase analyzer (Fig. 1): used in commercial FRA equipment. The output impedance and input channels impedance are 50Ω to match the coaxial cables characteristic impedance and avoid reflected waves. Usually, the spectrum obtained with these kind of equipment is in the form of a gain (in dB) over frequency, according to Eq. (1). This is the form of spectra that appear in [11–13,16,17,19] and [24]. To obtain a impedance spectrum with the circuit of Fig. 1, Eq. (2) has to be applied. This form of spectrum appears in [14].

$$H_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{\vec{V}_2}{\vec{V}_1} \right| \quad (1)$$

$$\vec{Z} = \frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_2}{\vec{I}} = \frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_2}{\vec{V}_2/50} = \frac{50}{\vec{V}_2/\vec{V}_1} - 50 \quad (2)$$

- impedance analyzer (Fig. 2): used in general purpose impedance analyzers. The input impedances of channels V_1 and V_2 are usually very high (in case of the prototype described in Section 5.1, 1MΩ) in relation to the impedances connected in parallel to them, thus they can be disconsidered in Fig. 2. Eq. (3) gives the impedance spectrum obtained with this circuit. This is the form of spectra that appear in [8–10] and [14] and is the form adopted in this current work.

$$\vec{Z} = \frac{\vec{V}_2}{\vec{I}} = \frac{\vec{V}_2}{\frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_2}{R_{sh}}} = R_{sh} \cdot \frac{\vec{V}_2}{\vec{V}_1 - \vec{V}_2} \quad (3)$$

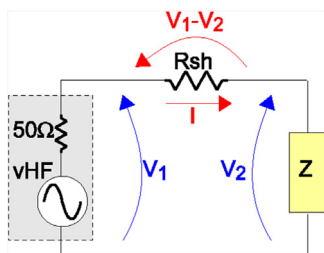


Fig. 2. Measurement circuit of impedance analyzer.

where R_{sh} is the shunt resistor used to measure the current I .

It has to be noticed that both the spectra obtained using (2) with the gain/phase analyzer of Fig. 1 and the one obtained using (3) with the impedance analyzer of Fig. 2 should be the same. Lamarre and Picher [14], however, have encountered discrepancies at the high frequency part of the spectrum – the low frequency part has shown good agreement. This can be explained by the fact that the high frequency behavior of the two circuits is different. Actually, even two equipments of the same type, but from different manufacturers might have a different high frequency behavior.

This discrepancy should not be a problem on the detection of failures, as long as the same equipment is used on all measurements. Actually, according to Kraetge et al. [24] it is even recommended the use of the same setup (equipment, cables, grounding, etc) in all measurements to guarantee repeatability.

Other factors, however, can have an impact on the repeatability of the measurements, affecting the detection of failures (mainly early damage on insulation systems, that present themselves as small variations from the baseline spectrum). According to [12] and [13], temperature and moisture can have an impact on the results. Also [16] reports that the angular position of the rotor of salient-pole synchronous machines has influence on the FRA measurements. And also, next section shows that not only salient-pole machines suffer from the influence of rotor position on FRA results.

3. Influence of rotor position

Platero et al. [16] report that, after having problems with repeatability while performing FRA on a salient-pole machine, it was concluded that the problems were caused by the angular position of the rotor. According to [16], the FRA measurements on a salient-pole machine are dependent on the ratio between the air and the iron and varies with the position of the poles.

Interestingly, Platero et al. [16] have not encountered repeatability problems while testing squirrel-cage machines. According to [16], these machines have a cylindrical rotor, thus a constant air gap. Therefore, according to [16], these rotors could not influence the tests.

However, this current paper shows that even squirrel-cage (for induction machines) or round-pole (for synchronous machines) rotors can also have an influence on FRA results.

Following is an analysis on the variation of the FRA spectra with rotor position on three different machines. These data were obtained with the developed prototype described later at Section 5.1.

On a 1 HP, 220 V, 4 salient-poles synchronous machine, 98 FRA spectra were obtained, each at a particular rotor position, covering from 0° to 360° linearly. Fig. 3 presents the variation in dB of each of the 98 FRA spectra in relation to the average spectrum.

It can be noticed that, for this machine, the measurements on the inductive region can be as high as 4 dB above the average and as low as 11 dB below the average. Such high variation can clearly impact the diagnosis of a failure on this region. On the other hand, the capacitive region shows insignificant variation around 0 dB.

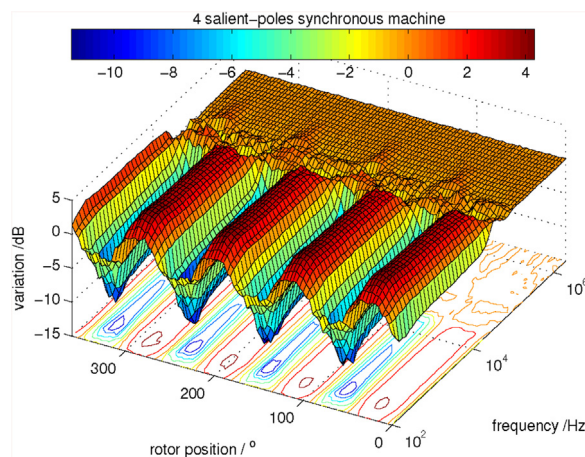


Fig. 3. Variation of FRA spectra with rotor position of a 4 salient-poles synchronous machine – obtained experimentally with the prototype of Section 5.1.

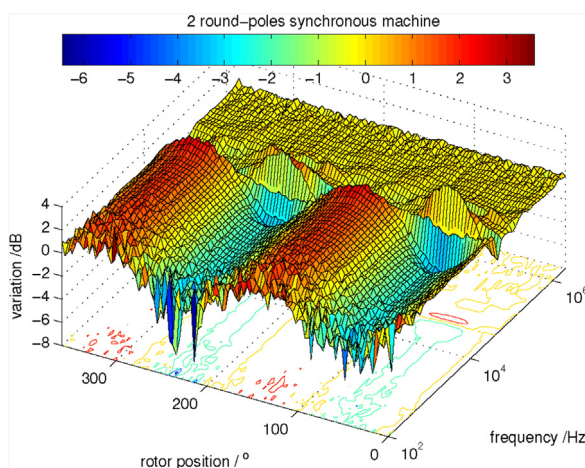


Fig. 4. Variation of FRA spectra with rotor position of a 2 round-poles synchronous machine – obtained experimentally with the prototype of Section 5.1.

On a 2 kW, 220 V, 2 round-poles synchronous machine, 107 FRA spectra were obtained, each at a particular rotor position, covering from 0° to 360° linearly. Fig. 4 presents the variation in dB of each of the 107 FRA spectra in relation to the average spectrum.

It can be noticed that, for this machine, the measurements on the inductive region can be as high as 2.5 dB above the average and as low as 2.5 dB below the average (there are some measurements that have a variation of -6 dB, but, in average, the variation is from -2.5 dB to $+2.5$ dB). Such variation, although smaller than the one observed for the salient-pole machine, can still impact the diagnosis of a failure on this region. Just like observed with salient-pole machine, the capacitive region shows insignificant variation around 0 dB.

On a 3 HP, 460 V, 4 poles squirrel-cage induction machine, 57 FRA spectra were obtained, each at a particular rotor position, covering from 0° to 360° linearly. Fig. 5 presents the variation in dB of each of the 57 FRA spectra in relation to the average spectrum.

It can be noticed that, for this machine, the measurements on the inductive region can be as high as 2 dB above the average and as low as 2 dB below the average. Such variation, although smaller than the ones observed for both previous synchronous machines, can still impact the diagnosis of a failure on this region. Just like observed with the previous synchronous machines, the capacitive region shows insignificant variation around 0 dB.

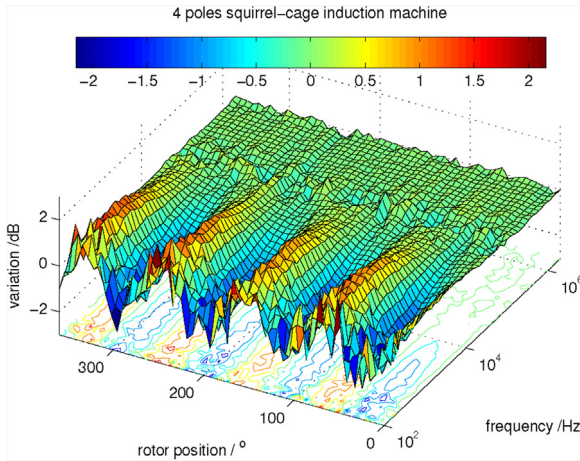


Fig. 5. Variation of FRA spectra with rotor position of a 4 poles squirrel-cage induction machine – obtained experimentally with the prototype of Section 5.1.

As the FRA technique relies on comparisons between spectra, these large variations must be avoided, otherwise the diagnosis may indicate false positives.

The most obvious (and preferred) way to avoid the influence of rotor position is to remove the rotor prior to the tests. This completely eliminates the problem. However, this is not always practical.

The second preferred way is to do all measurements at the same rotor position (some markings on the machine could help achieve the same position). This would guarantee reliable results, although physical access to the rotor is still required.

Whenever these two alternatives are not feasible, care should be taken while interpreting the results:

- as the capacitive regions of the spectra do not suffer influence from rotor position, the comparisons should be taken, whenever possible, at these regions. This, however, might limit the spectral area where the failures could be recognized.
- another approach would be the statistical treatment of the collected spectra to extract useful information even in the presence of variations caused by factors not related with the failures (such as influences from rotor position, temperature, etc). This statistical approach is discussed in the next section.

4. Mitigation of the repeatability problems with statistical methods

4.1. Statistical indexes commonly used on FRA literature of transformers

Statistical indexes are becoming a popular tool to help the analysis of FRA traces in transformers. Instead of a visual comparison between two spectra, the indexes offer a quantitative value. A survey on these indexes can be found in [25] and [26]. Among them, the ASLE (Absolute Sum of Logarithmic Error) has been chosen due to its logarithmic property of highlighting minor differences and compression of the larger ones.

Given two FRA spectra, $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ and $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$, with n number of frequencies, the ASLE can be calculated as Eq. (4).

$$ASLE = \frac{\sum_{i=1}^n |20\log_{10}y_i - 20\log_{10}x_i|}{n} \quad (4)$$

Also, it is common practice on the analysis of FRA of transformers to apply the indexes on separated frequency ranges of the spectra. There is not an agreement on either the number of ranges nor the

frequency boundaries on the literature. In this current paper, three ranges have been arbitrarily chosen as:

- LF (Low Frequencies): 100 Hz–20k Hz: inductive region;
- MF (Medium Frequencies): 20k Hz–200k Hz: main resonances between inductive and capacitive regions;
- HF (High Frequencies): 200k Hz–2M Hz: capacitive region.

The use of statistical indexes, such as the ASLE, is a great way to reduce the subjectivity of a visual comparison between spectra, but it is still vulnerable to measurements that do not have good repeatability. The following approach is intended to mitigate such problem.

4.2. Proposed approach to mitigate the non-repeatability

The use of the ASLE (or another index) only gives a score on how much one spectrum differs from the other. If the measurements are imprecise, the resulting score will have an error.

To fix this, it is proposed the analysis not of the result of a single comparison (which will contain some degree of error) but of a trend curve of successive comparisons.

This way, even if the measurements were taken at different rotor positions or at different temperatures, the trend curve would give more meaningful results.

Also, it is proposed the use of a moving average processing on the spectra prior to the calculation of the indexes. Providing that the sample size of the moving average window is large enough to accommodate the dispersion on the measurements, the effect of averaging the spectra will greatly increase the precision of the diagnosis.

This procedure will be exemplified with the experimental results on an induction motor in Section 5.2.

It is important to note that the proposed approach will delay the diagnosis (because of the need to have several measurements prior to have a more precise diagnosis). However, considering that the focus is on early damage of insulation and that these damage take several years to develop (as the dielectric slowly ages), the need for several measurements is irrelevant.

5. Experimental results

5.1. Developed prototype

A prototype has been developed for the FRA tests using a PicoScope 5203 data acquisition system. This system has two analog input channels (500Msamples/s) and one programmable analog output (capable of generation of frequencies from DC to 20M Hz). The accuracy reported on its datasheet [27] for the input channels is 3%.

As the analog inputs have general purpose high impedance A/D converters, the measurement circuit of Fig. 2 has been implemented. The analog output (V_{HF}) is programmed to generate a $4V_{\text{peak-to-peak}}$ sinusoidal wave with a frequency sweep from 100 Hz to 2M Hz, logarithmically spaced. For each of these frequencies, the absolute value of the measured impedance is calculated using Eq. (3).

This prototype is connected to the stator windings of the machine under test according to Fig. 6. Fig. 7 presents a photograph of the experimental setup. Rotor angles are measured with an adapted protractor.

5.2. FRA measurements on a 4 poles squirrel-cage induction machine

FRA measurements (from 100 Hz to 2M Hz) have been performed on a 3 HP, 460 V, 4 poles squirrel-cage induction machine

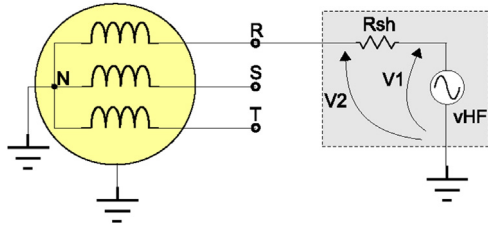


Fig. 6. Series mode connection of FRA prototype to machine's winding.

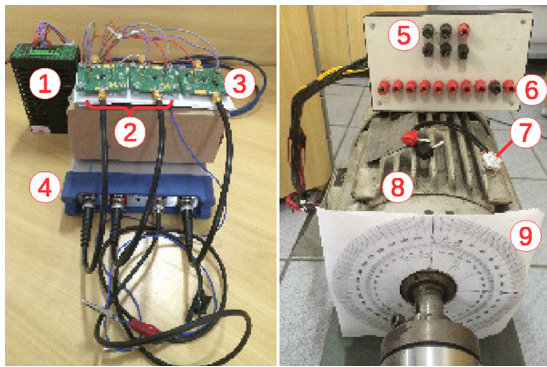


Fig. 7. Experimental setup – 1: power supply for signal condition boards; 2: signal condition for input channels; 3: signal condition for output channel; 4: PicoScope 5203; 5: beginning and end of R-S-T windings; 6: taps of T winding; 7: fault element to be inserted between taps; 8: 3HP, 460 V induction motor; 9: protractor.

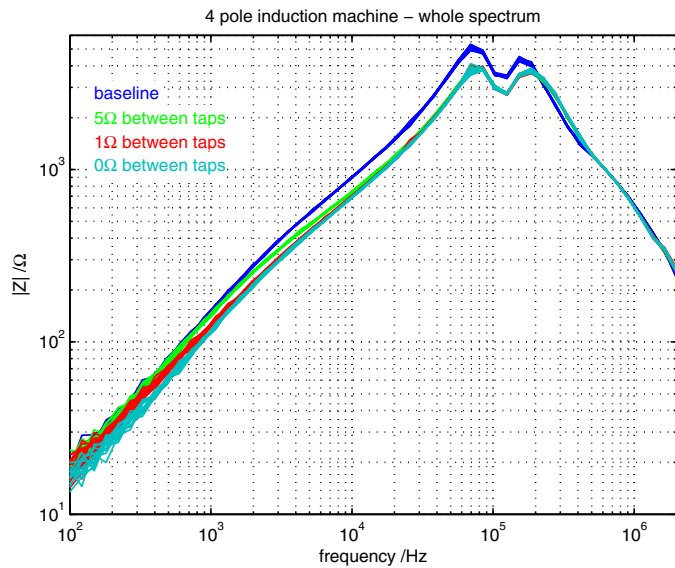


Fig. 8. Superposition of FRA amplitude spectra of a 4 poles squirrel-cage induction machine – rotor at a fixed position for all measurements.

with taps on the stator winding. These taps were used to simulate early damage to turn-to-turn insulation with the insertion of low ohmic value parasitic elements.

Fig. 8 presents the superposition of 60 FRA spectra. In blue color there are 15 spectra taken at the baseline condition (without parasitic elements inserted across the taps). All of these spectra has been measured with the rotor fixed at the same position.

Then, to simulate an early damage to the turn insulation, a 5Ω resistor (axial-lead, carbon film) has been inserted at two consecutive taps on the stator. More 15 FRA measurements were taken, also at the same rotor position as the previous ones. These measurements are plotted in bright green color.

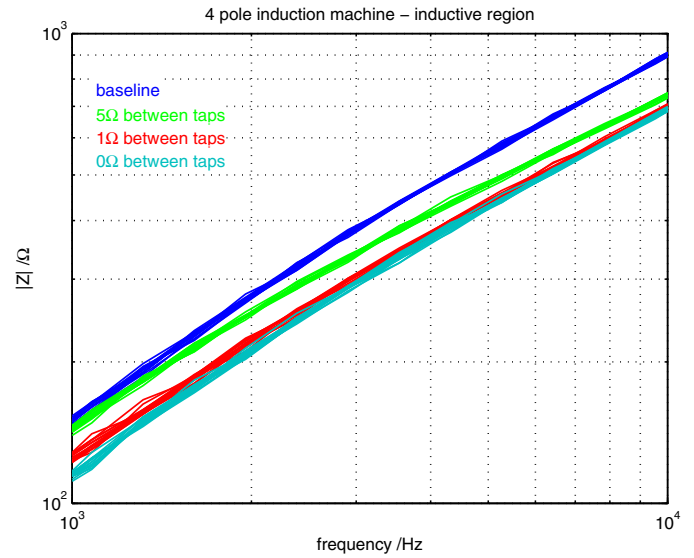


Fig. 9. Superposition of FRA amplitude spectra of a 4 poles squirrel-cage induction machine – rotor at a fixed position for all measurements – zoom at inductive region.

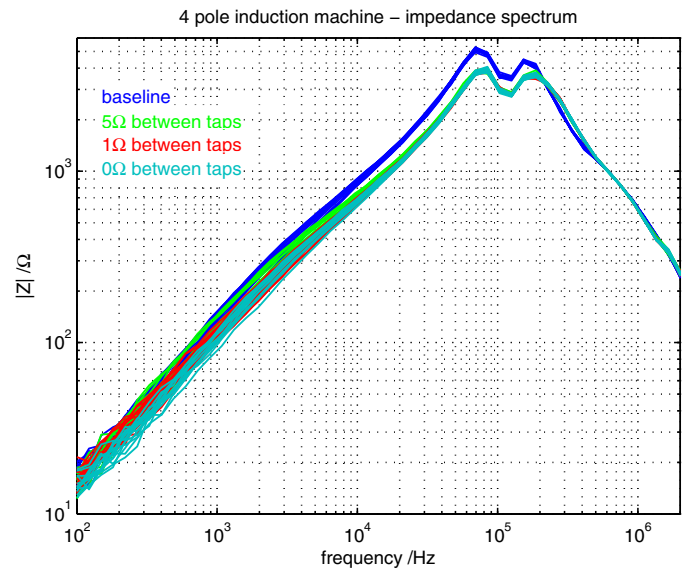


Fig. 10. Superposition of FRA amplitude spectra of a 4 poles squirrel-cage induction machine – rotor at random positions for each spectrum.

To further increase the simulated damage to the turn insulator, the 5Ω resistor has been replaced by a 1Ω resistor (red color plots) and, finally, by a short circuit (cyan color plots). For each of these conditions, 15 measurements were also taken at the same rotor position as the previous ones.

Fig. 9 presents a zoom at the inductive region of Fig. 8. It can be noticed that there is no overlap between the failure conditions.

Fig. 10 presents the same experiment of Fig. 8, but, in the case of Fig. 10, each of the spectra have been measured at a completely random rotor position, to simulate the worst measurement condition (when the rotor cannot be removed nor fixed at a pre-defined position). Also, Fig. 11 presents a zoom at the inductive region of Fig. 10.

It is clear from Fig. 11 that, in the low frequency range (inductive region), the measurements with the 5Ω resistor (bright green color) overlap the baseline measurements (blue color). Also, due to the high dispersion on measurements influenced by rotor position in the low frequency range, there are no clear boundaries between

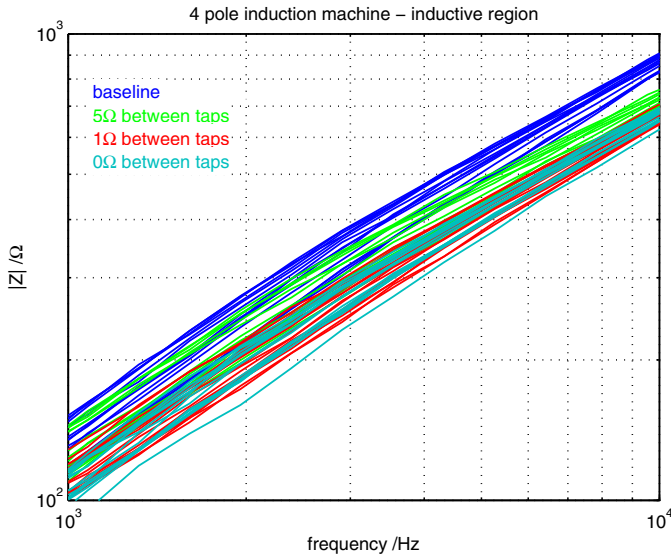


Fig. 11. Superposition of FRA amplitude spectra of a 4 poles squirrel-cage induction machine – rotor at random positions for each spectrum – zoom at inductive region.

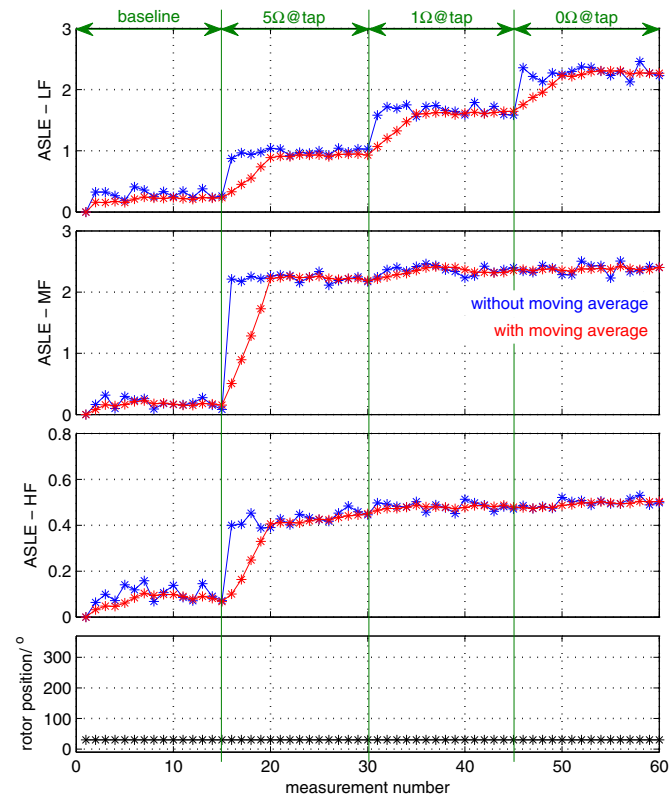


Fig. 12. Trend curve of the ASLE indexes – rotor at a fixed position.

each progressive damage condition. This makes the low frequency region useless for a simple visual analysis. Also, it is important to note that these were the results of an induction machine - on a salient pole machine, the measurement dispersion would be much higher.

Figs. 12 and 13 present the results of the proposed method to mitigate the effect of high dispersion in the measured spectra. The blue curves are the ASLE indexes calculated using Eq. (4) for each of the frequency ranges defined in Section 4.1. Each one of the blue points was obtained considering the X set as the first spectrum obtained and the Y set as each given spectrum. The top plots of

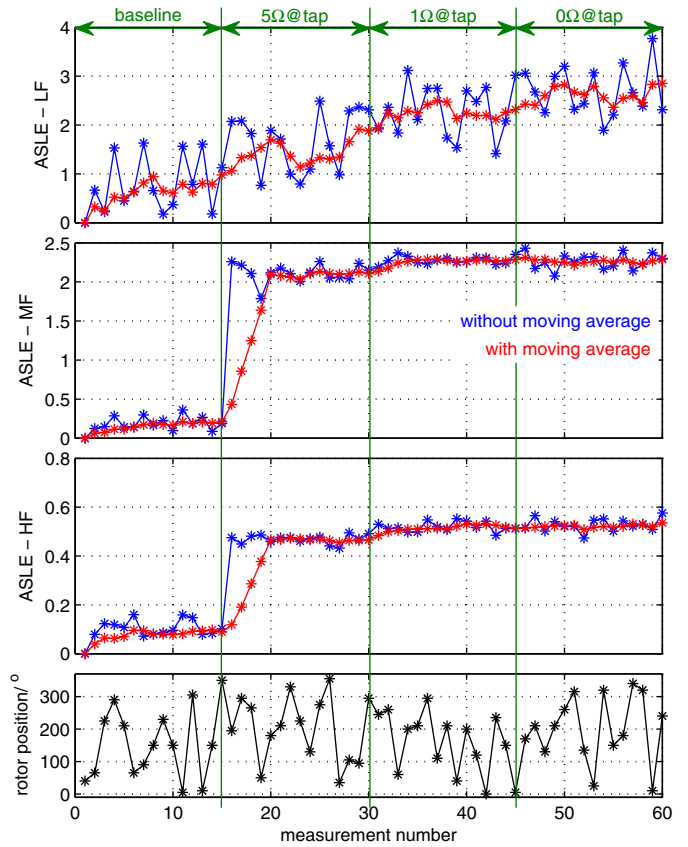


Fig. 13. Trend curve of the ASLE indexes – rotor at random positions.

each of these figures clearly show the difference in measurement dispersion in the low frequency region when the measurements are taken with the rotor at a fixed position (Fig. 12) and when the measurements are taken at random positions (Fig. 13).

It can be observed that, in the low frequency range (highly dependent on the rotor position), the ASLE indexes highly oscillate according to the rotor position. However, when plotted over time, they form a trend curve that, although oscillatory, can indicate the early damage to the turn insulation.

To increase the precision in the diagnosis, a moving average process has been proposed to be applied to the measured spectra. The red color plots in Figs. 12 and 13 are the ASLE indexes calculated for the averaged spectra with a moving window of $n=5$ samples. Each one of the red points was obtained through the application of Eq. (4) considering the Y set as the average of a given spectrum with its $(n - 1)$ previous spectra. The X set (the baseline) continues to be the first spectrum. It can be noticed that, with the proposed moving average over the measured spectra, the calculated ASLE indexes clearly identified the deterioration of the insulation condition, even with the measurements taken at completely random rotor positions.

6. Conclusion

This paper has analyzed the influence of rotor position on the repeatability of FRA measurements in rotating machines. As the identification of failures using the FRA method rely on comparisons of a measured spectrum against a baseline spectrum, it is extremely important that any deviations from the baseline condition are the effect of the failure itself and not the result of measurement errors.

A brief literature review has indicated that other authors have had problems with the rotor interfering in FRA results on

salient-pole machines. This paper has analyzed the FRA results of three different types of rotating machines (a salient-pole synchronous machine, a round-pole synchronous machine and a squirrel-cage induction machine). It has been observed that the three analyzed machines suffered from rotor influence. Obviously, due to the constructive characteristics of the salient-pole rotor, this machine presented the highest variation among the three. Nonetheless, the variations observed for the round-pole and squirrel-cage rotors were large enough to cause diagnosis errors on a FRA test.

It has been shown that the inductive regions of the spectra, of the three analyzed machines, presented a sinusoidal variation with the angular rotor position. It has been observed that these variations were dependent on the number of machine poles. There are three main possibilities for these variations in inductance: residual flux on the rotor, variation of the mutual inductance between stator and rotor and dynamic eccentricity.

It has also been shown that the capacitive regions of the spectra, of the three analyzed machines, presented a very small variation (around 0 db) with the angular rotor position. Moreover these small variations were completely random in nature, not being related to the rotor position.

This paper was intended to serve as a warning for the practitioners of offline FRA on rotating machines, in order to prevent false positives in their measurements. Some recommendations were given (whenever possible to remove the rotor or to make all measurements at the same position) in order to eliminate the rotor influence on the measurements.

Whenever the physical access to the rotor is infeasible, a statistical approach has been proposed to extract useful information from the measurements and to obtain a more reliable diagnostic. This approach is also useful to minimize the influence of other uncontrollable factors (such as temperature and humidity).

Acknowledgments

The authors would like to thank the following Brazilian Research Agencies: CAPES, CNPq and ANEEL R&D for the financial support of this project.

Appendix A. Justification for the inductance variation with the position of squirrel cage rotors

As squirrel cage rotors are cylindrical (thus the air-gap is constant), a questioning about the reason for the inductance variation with the rotor position may arise.

It is important to note that other condition monitoring techniques have also identified that the position of squirrel-cage rotor can influence their results.

Kang et al. [28] have investigated the PDIV (Partial Discharge Inception Voltage) of several types of machines and verified that the PDIV can significantly change depending on rotor design. On permanent-magnet and closed-slot squirrel-cage machines the PDIV can change more than 30% with the insertion of the rotor and as much as 20% with its rotation to different positions. For rotors with open or semi-open slots, no variation in PDIV have been observed.

IEEE standard 1415-2006 [29], while describing the phase balance test on induction motors, also briefly discuss the influence of rotor position on inductance measurements. The standard recommends the measurement of inductance in multiple positions (with increments of 1°–15°) and a graphical representation of the results. A similar procedure, known as RIC test (rotor influence check) is described by McKinnon and Smolleck [30] to detect broken rotor bars and air gap eccentricity. According to [30], a plot of the

measured inductance over the variation of rotor position should be a sinusoidal wave, whose amplitude depends on the construction aspects of the rotor. Also according to [30], rotors that produce a low amplitude variation are usually of higher quality, with copper bars.

Both [28] and [30] pointed the residual flux on the rotor core as one of the causes for the variation of inductance with the rotor position.

There is also another possibility for the inductance variation, which is the fact that the mutual inductances between stator and rotor windings are dependent on the rotor position [31–33].

The relationship between voltage and current on a given stator winding (which is what the FRA measures) is dependent on the rate of change of the linkage flux on that winding, as (A.1):

$$v_s = r_s \cdot i_s + \frac{d\lambda_s}{dt}, \quad (\text{A.1})$$

where v_s is the stator voltage, i_s is the stator current, r_s is the stator DC resistance and λ is the linkage flux on the stator winding. Only one phase is considered in the FRA, where a voltage is applied on a given winding and the current of this same winding is measured.

The linkage flux on the stator winding is resulting from the stator current on the stator self inductance but also from the rotor current on the mutual inductance between stator and rotor, as (A.2). Considering a uniform airgap, the stator self inductance will be a function of constructive parameters of the winding (equivalent number of turns, axial length and radius of the stator and the the uniform air-gap radial length) [32, pp. 55–56] and it is not dependent on the rotor position. However, the mutual inductance between stator and rotor (besides the constructive parameters) is also a function of the relative position between the stator and rotor coils, presenting maximum value when the coils are aligned and zero when they are in quadrature [33, p. 216].

$$\lambda_s = L_{ss} \cdot i_s + L_{sr} \cdot \cos\left(\frac{P}{2} \cdot \theta_m\right) \cdot i_r, \quad (\text{A.2})$$

where L_{ss} is the stator self inductance, L_{sr} is the amplitude of the mutual inductance between stator and rotor, i_r is the current flowing on rotor bars (the induction machine can be seen as a transformer with a short circuit on its secondary), θ_m is the rotor angle (mechanical angle) and P is the number of machine poles.

Considering (A.1) and (A.2), one can see that a transfer function between stator voltage and stator current (which is what FRA measures) will be dependent on the rotor angle, even in machines with uniform air-gap.

There is also a third possibility for the inductance variation with rotor position on squirrel cage machines, which is dynamic eccentricity. Hooshmandi et al. [34] derive analytic expressions for the inductances under eccentricity conditions. In their work, it can be seen that dynamic eccentricity has the effect of an oscillation around the value of the self-inductances.

It is important to note that, independently of the main cause of the inductance variations with rotor position, it will impact FRA results and the methodology proposed in Section 4 is able to extract useful information of the measurements even when these variations occur.

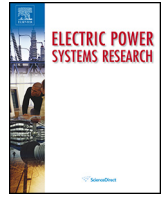
References

- [1] C. Sumereder, Statistical lifetime of hydro generators and failure analysis, IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul. 15 (3) (2008) 678–685, <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2008.4543104>.
- [2] R. Brutsch, M. Tari, K. Frohlich, T. Weiers, R. Vogelsang, Insulation failure mechanisms of power generators, IEEE Electr. Insul. Mag. 24 (4) (2008) 17–25, <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2008.4581636>.
- [3] M. Drif, A.J. Cardoso, Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses, IEEE Trans. Ind. Inform. 10 (2) (2014) 1348–1360, <http://dx.doi.org/10.1109/tii.2014.2307013>.

- [4] W.F. Godoy, I.N. Da Silva, A. Goedel, R.H. Cunha Palácios, Evaluation of stator winding faults severity in inverter-fed induction motors, *Appl. Soft Comput. J.* 32 (2015) 420–431, <http://dx.doi.org/10.1016/j.asoc.2015.03.053>.
- [5] G. Stone, E.A. Boulter, I. Culbert, H. Dhirani, *Electrical insulation for rotating machines: design, evaluation, aging, testing, and repair*, in: IEEE Press Series on Power Engineering, Wiley, 2004.
- [6] J.C. Urresty, J.R. Riba, L. Romeral, Application of the zero-sequence voltage component to detect stator winding inter-turn faults in PMSMs, *Electr. Power Syst. Res.* 89 (2012) 38–44, doi:10.1016/j.epr.2012.02.012.
- [7] J.-C. Urresty, J.-R. Riba, L. Romeral, Diagnosis of interturn faults in PMSMs operating under nonstationary conditions by applying order tracking filtering, *IEEE Trans. Power Electron.* 28 (1) (2013) 507–515, <http://dx.doi.org/10.1109/tpel.2012.2198077>.
- [8] C.J. Dister, P.A. DelVecchio, D.N. Rogovin, System to Provide Low Cost Excitation to Stator Winding to Generate Impedance Spectrum for use in Stator Diagnostics, US Patent 6035265.
- [9] M.W. Kending, D.N. Rogovin, Method of Conducting Broadband Impedance Response Tests to Predict Stator Winding Failure, US Patent 6483319 B1.
- [10] F. Perisse, P. Werynski, D. Roger, A new method for AC machine turn insulation diagnostic based on high frequency resonances, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* 14 (5) (2007) 1308–1315, <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2007.4339494>.
- [11] IEEE-Std-C57, IEEE guide for the application and interpretation of frequency response analysis for oil-immersed transformers, *IEEE Std C57* (2013) 1–72, <http://dx.doi.org/10.1109/IEEESTD.2013.6475950>, 149–2012.
- [12] A.A. Reykherdt, V. Davydov, Case studies of factors influencing frequency response analysis measurements and power transformer diagnostics, *IEEE Electr. Insul. Mag.* 27 (1) (2011) 22–30, <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2011.5699444>.
- [13] M. Bagheri, B.T. Phung, T. Blackburn, Influence of temperature and moisture content on frequency response analysis of transformer winding, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* 21 (3) (2014) 1393–1404, <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2014.6832288>.
- [14] L. Lamarre, P. Picher, Impedance characterization of hydro generator stator windings and preliminary results of FRA analysis, in: *Electrical Insulation, 2008. ISEI 2008. Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on*, IEEE, 2008, pp. 227–230, <http://dx.doi.org/10.1109/elinsl.2008.4570316>.
- [15] M. Florkowski, J. Furgał, Detection of winding faults in electrical machines using the frequency response analysis method, *Meas. Sci. Technol.* 15 (10) (2004) 2067–2074, <http://dx.doi.org/10.1088/0957-0233/15/10/017>.
- [16] C.A. Platero, F. Blázquez, P. Frias, D. Ramirez, Influence of rotor position in FRA response for detection of insulation failures in salient-pole synchronous machines, *IEEE Trans. Energy Convers.* 26 (2) (2011) 671–676, <http://dx.doi.org/10.1109/tec.2011.2106214>.
- [17] S.A. Ryder, Diagnosing transformer faults using frequency response analysis, *IEEE Electr. Insul. Mag.* 19 (2) (2003) 16–22, <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2003.1192032>.
- [18] S. Pramanik, L. Satish, A critical review of the definition of FRA resonance frequency of transformers as per IEEE Std C57, 149-2012, *Electr. Power Syst. Res.* 121 (2015) 52–57, <http://dx.doi.org/10.1016/j.epr.2014.11.027>.
- [19] A. Abu-Siada, N. Hashemnia, S. Islam, M.A.S. Masoum, Understanding power transformer frequency response analysis signatures, *IEEE Electr. Insul. Mag.* 29 (3) (2013) 48–56, <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2013.6507414>.
- [20] M. Florkowski, J. Furgał, Modelling of winding failures identification using the frequency response analysis (FRA) method, *Electr. Power Syst. Res.* 79 (7) (2009) 1069–1075, <http://dx.doi.org/10.1016/j.epr.2009.01.009>.
- [21] X. Lei, J. Li, Y. Wang, S. Mi, C. Xiang, Simulative and experimental investigation of transfer function of inter-turn faults in transformer windings, *Electr. Power Syst. Res.* 107 (2014) 1–8, <http://dx.doi.org/10.1016/j.epr.2013.08.021>.
- [22] F.R. Blázquez, C.A. Platero, E. Rebollo, F. Blázquez, Field-winding fault detection in synchronous machines with static excitation through frequency response analysis, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 73 (2015) 229–239, <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijepes.2015.05.005>.
- [23] C.A. Platero, F. Blázquez, F.R. Blázquez, E. Rebollo, B. Batlle, E. Fernandez-Sanchez, Application of sweep frequency response analysis (SFRA) for inter-turn detection of in medium-voltage coils manufacturing, in: *CIGRE Session, 2012*.
- [24] A. Kraetge, M. Kruger, P. Fong, Frequency response analysis – status of the worldwide standardization activities, in: *Condition Monitoring and Diagnosis, 2008. CMD 2008. International Conference on*, IEEE, 2008, pp. 651–654, <http://dx.doi.org/10.1109/cmd.2008.4580370>.
- [25] J.R. Secue, E. Mombello, Sweep frequency response analysis (SFRA) for the assessment of winding displacements and deformation in power transformers, *Electr. Power Syst. Res.* 78 (6) (2008) 1119–1128, <http://dx.doi.org/10.1016/j.epr.2007.08.005>.
- [26] V. Behjat, M. Mahvi, Statistical approach for interpretation of power transformers frequency response analysis results, *IET Sci. Meas. Technol.* 9 (3) (2015) 367–375, <http://dx.doi.org/10.1049/iet-smt.2014.0097>.
- [27] Pico Technology, PicoScope 5000 Series (2012). <https://www.picotech.com/download/datasheets/PicoScope520x-datasheet.pdf>.
- [28] T.-J. Kang, J. Hong, S.B. Lee, Y.-W. Yoon, D.-H. Hwang, D. Kang, The influence of the rotor on surge PD testing of low voltage AC motor stator windings, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* 20 (3) (2013) 762–769, <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2013.6518946>.
- [29] IEEE-Std-1415-2006, IEEE guide for induction machinery maintenance testing and failure analysis, *IEEE Std 1415-2006* (2007), <http://dx.doi.org/10.1109/ieeestd.2007.357954>, c1-58.
- [30] D.L. McKinnon, H.A. Smolleck, Influence of rotor residual flux on the measurement of inductance and its possible use as an impending fault indicator, PdMA Corporation, 2004.
- [31] A.A. Jimoh, E.K. Appiah, P.-J. Venter, *Modelling and Analysis of Squirrel Cage Induction Motor with Leading Reactive Power Injection*, INTECH Open Access Publisher, 2012.
- [32] P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, IEEE Press, 2002.
- [33] A.E. Fitzgerald, C. Kingsley, S.D. Umans, *Electric Machinery*, 6th ed., McGraw-Hill, 2003.
- [34] H. Hooshmandi, M. Ebrahimi, A. Davoudi, A. Pouramin, Analytical derivation of induction motors inductances under eccentricity conditions, *Prog. Electromagn. Res. B* 60 (2014) 95–110.

Apêndice E

Artigo a ser publicado na edição de agosto de 2016 da revista *Electric Power Systems Research - A survey on statistical indexes applied on frequency response analysis of electric machinery and a trend based approach for more reliable results*



A survey on statistical indexes applied on frequency response analysis of electric machinery and a trend based approach for more reliable results



Wilson Cesar Sant'Ana^{a,b,*}, Camila Paes Salomon^{a,b}, Germano Lambert-Torres^b, Luiz Eduardo Borges da Silva^a, Erik Leandro Bonaldi^b, Levy Ely de Lacerda de Oliveira^b, Jonas Guedes Borges da Silva^{a,b}

^a Universidade Federal de Itajuba, Av. BPS, 1303, Itajuba, MG 37500-903, Brazil

^b Instituto Gnarus, rua Cel. Francisco Braz, 185, sl. 302, Itajuba, MG 37500-052, Brazil

ARTICLE INFO

Article history:

Received 28 January 2016

Received in revised form 23 March 2016

Accepted 24 March 2016

Keywords:

AC machines

Condition monitoring

Frequency response analysis

Rotating machine insulation testing

ABSTRACT

This work presents some guidelines in order to achieve a more reliable diagnosis using the frequency response analysis (FRA) technique. Conventionally, this technique relies on comparisons between spectra obtained at different stages of the machine lifespan. A difference between the spectra may indicate the onset of a failure. However, these comparisons are very subjective to the experience of the analyst. To achieve a more objective diagnosis, statistical indexes have been introduced in the literature of FRA. This work presents a survey on these indexes and also compares them using experimental data. Another contribution of this work is the proposition of a trend based diagnostics. Thus, even if the FRA measurements are obtained at different temperatures/humidity or other external factors, the trend curve of the indexes is able to provide a more reliable diagnosis.

© 2016 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

Condition based monitoring (CBM) methods have gained a lot of attention in the recent years, due to the possibility of schedule maintenance work and avoid loss of production. Among CBM methods used for diagnosis of failures in electric machines, it can be highlighted the frequency response analysis (FRA) technique. FRA has been widely used on transformers [1] and, recently, has gained attention on rotating machines [2]. Although FRA is essentially an offline technique, Ref. [3] reports several efforts towards online operation on in-service transformers.

Basically, the FRA technique consists in the injection of a high frequency signal into the windings of the machine and the calculation of a spectrum of a given quantity (impedance, admittance, etc.) over frequency (more details about this technique, such as circuit topology and type of excitation, can be found in Ref. [4]). Then, the obtained spectrum is compared against its historical data. Differences between the spectra may indicate the onset of a failure in the machine under test. However, the

inconvenience of this technique is that a specialist is required to analyze the data and provide a diagnosis of the machine condition.

Several statistical indexes have been proposed in the literature ([5–16], each of them are discussed in Section 2), where the result is a number that gives a more objective indication of the machine condition. Nevertheless, each of these indexes has its own particularities and it is advisable to use more than one to double check the results.

However, the use of these indexes only gives a numerical result on how much the two spectra being compared differ from each other. Most of the time, the measurements have some degree of imprecision, being affected by external factors such as temperature and humidity. In the case of rotating machines, there is still another factor that affects the results, which is the variation of winding inductance with the variation of rotor position [17,4]. In these cases, where external factors have influence on the measurements, a single comparison of spectra (using statistical indexes or not) may result in a wrong diagnosis. To avoid such errors, Ref. [4] has proposed to analyze a trend curve of the results. This proposition is further developed in Section 3 of this paper. With the proposed approach, even if there is imprecision in the measurements, the analysis of the trend curve gives a more clear indication of the machine condition.

* Corresponding author at: Universidade Federal de Itajuba, Av. BPS, 1303, Itajuba, MG 37500-903, Brazil.

E-mail address: wilson.cesar.santana@gmail.com (W.C. Sant'Ana).

2. Statistical indexes used on FRA literature

This section presents a survey on the statistical indexes already proposed on the literature of FRA. These indexes express how similar (or how different) two sets of data $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ and $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$ are.

2.1. Correlation coefficient (CC)

In the FRA literature, the CC index is usually expressed by two different formulas, whose results may be different, depending on the average value of the measurements. The first one is given by Eq. (1) and is discussed in Kennedy et al. [5],¹ Wimmer et al. [6], Secue and Mombello [7],² Reykherdt and Davydov [8], Badgujar et al. [9], IEEE-Std-C57 [1] and Behjat and Mahvi [10]. The second formula is given by Eq. (2) and is discussed in Ryder [11], Kim et al. [12], Nirgude et al. [13], Tang et al. [14], Ji et al. [15] and Bagheri et al. [16].

$$CC_1 = \frac{n \sum_{i=1}^n [x_i \cdot y_i] - \sum_{i=1}^n x_i \cdot \sum_{i=1}^n y_i}{\sqrt{\left[n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \right] \cdot \left[n \sum_{i=1}^n y_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n y_i \right)^2 \right]}} \quad (1)$$

$$CC_2 = \frac{\sum_{i=1}^n [x_i \cdot y_i]}{\sqrt{\sum_{i=1}^n x_i^2 \cdot \sum_{i=1}^n y_i^2}} \quad (2)$$

2.2. Mean squared error (MSE)

The MSE index is given by Eq. (3) and is discussed in Badgujar et al. [9]. This same index is also known as sum squared error (SSE) in Kim et al. [12].

$$MSE = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2}{n} \quad (3)$$

2.3. Root mean squared error (RMSE)

The RMSE index is given by Eq. (4) and is discussed in Badgujar et al. [9]. This same index is also known as standard deviation (SD) in Nirgude et al. [13] and Bagheri et al. [16].

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2}{n - 1}} \quad (4)$$

2.4. Comparative standard deviation (CSD)

The CSD index is given by Eq. (5) and is discussed in Badgujar et al. [9].

$$CSD = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [(x_i - \mu_X) - (y_i - \mu_Y)]^2}{n - 1}} \quad (5)$$

where μ_X and μ_Y are the average values of sets X and Y , respectively.

¹ It can be analytically proved that the formula presented in [5] is the same as Eq. (1).

² The formula presented in [7] is the same as Eq. (2), however, considering $x_i = x_n - \mu_X$ and $y_i = y_n - \mu_Y$, it results in Eq. (1).

2.5. Sum squared ratio error (SSRE)

The SSRE index is given by Eq. (6) and is discussed in Kim et al. [12].

$$SSRE = \frac{\sum_{i=1}^n \left(\frac{y_i}{x_i} - 1 \right)^2}{n} \quad (6)$$

2.6. Sum squared max–min ratio error (SSMMRE)

The SSMMRE index is given by Eq. (7) and is discussed in Kim et al. [12].

$$SSMMRE = \frac{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\max(x_i, y_i)}{\min(x_i, y_i)} - 1 \right)^2}{n} \quad (7)$$

2.7. Absolute sum of logarithmic error (ASLE)

The ASLE index is given by Eq. (8) and is discussed in Kim et al. [12].

$$ASLE = \frac{\sum_{i=1}^n |20 \log_{10} y_i - 20 \log_{10} x_i|}{n} \quad (8)$$

2.8. Absolute difference (DABS)

The DABS index is given by Eq. (9) and is discussed in Secue and Mombello [7].

$$DABS = \frac{\sum_{i=1}^n |y_i - x_i|}{n} \quad (9)$$

2.9. Minimum–maximum ratio (MM)

The MM index is given by Eq. (10) and is discussed in Secue and Mombello [7].

$$MM = \frac{\sum_{i=1}^n \min(y_i, x_i)}{\sum_{i=1}^n \max(y_i, x_i)} \quad (10)$$

2.10. Spectrum deviation (σ)

The σ index is given by Eq. (11) and is discussed in Tang et al. [14] and Ji et al. [15].

$$\sigma = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sqrt{\left(\frac{x_i - (x_i + y_i)/2}{(x_i + y_i)/2} \right)^2 + \left(\frac{y_i - (x_i + y_i)/2}{(x_i + y_i)/2} \right)^2} \quad (11)$$

2.11. Hypothesis tests (t-test and f-test)

Two types of hypothesis tests are found in the FRA literature: t -test (proposed by Badgujar et al. [9]) and f -test (proposed by Behjat and Mahvi [10]). In both cases, the procedure consists in finding a p -value, that indicates the probability of a null hypothesis being true. The null hypothesis considers that the average of measurements at a given condition is equal to the average of measurements at the baseline condition.

The first step is the calculation of the test statistics (t or f , depending on the test) and the degrees of freedom ν . Then the p -value can be obtained in tables of cumulative distribution functions or using a numerical software (such as Matlab, Minitab, Excel, etc.).

Considering a t -test (as proposed by Badgujar et al. [9]), the test statistics is given by Eq. (12) and the degrees of freedom by Eq. (13).

$$t_0 = \frac{X - Y}{\sqrt{\frac{S_X^2}{n_X} + \frac{S_Y^2}{n_Y}}} \quad (12)$$

where S_X^2 and S_Y^2 are the sample variances (calculated as Eq. (14)) of sets X and Y , respectively; and n_x , n_y their number of samples.

$$v = \frac{\left(\frac{S_X^2}{n_x} + \frac{S_Y^2}{n_y}\right)^2}{\left(\frac{S_X^2}{n_x}\right)^2 + \left(\frac{S_Y^2}{n_y}\right)^2} \quad (13)$$

$$S_s^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (s_i - \bar{s})^2}{n - 1} \quad (14)$$

where s_i are the elements of a given set (either X or Y) and \bar{s} is the sample average of that set.

Considering a f -test (as proposed by Behjat and Mahvi [10]), the test statistics is given by Eq. (15). The main difference between the t -test and the f -test is that the first applies the statistic with a T type distribution to compare the averages of two sets of measurements, while the second applies the statistic with a F type distribution to compare the variances of the sets. The goal of this F statistics is to check how significant is the variation between the measurements in relation to the variation that is intrinsic to measurement process.

$$f_0 = \frac{SS_B/DF_B}{SS_W/DF_W} \quad (15)$$

where SS_B is the sum of squared errors between the measurements (given by Eq. (16)) and SS_W is the sum of squared errors within each of the sets (given by Eq. (18)). DF_B and DF_W are the degrees of freedom *between* (given by Eq. (17)) and *within* (given by Eq. (19)), respectively.

$$SS_B = n_x \cdot (\bar{X} - \bar{G})^2 + n_y \cdot (\bar{Y} - \bar{G})^2, \quad (16)$$

where \bar{X} is the average of set X , \bar{Y} is the average of set Y and \bar{G} is the general average of sets X and Y grouped in a single set.

$$DF_B = m - 1, \quad (17)$$

where m is the number of sets of measurements. In the case of FRA, $m = 2 \rightarrow DF_B = 1$, as only two spectra are being compared at each analysis.

$$SS_W = \sum_{i=1}^{n_x} (X_i - \bar{X})^2 + \sum_{j=1}^{n_y} (Y_j - \bar{Y})^2. \quad (18)$$

$$DF_W = (n_x + n_y) - 1. \quad (19)$$

2.12. Normalized capacitance

Perisse et al. [18] proposed the use of winding capacitance as an indicator of turn insulation failures. Their study shows that the winding capacitance increases with the insulation ageing. In [18], the capacitance is measured only at 100 kHz. However, as the machine winding has a very complex model, its capacitance may not be constant within the whole frequency range.

This section proposes an index based on the average capacitance (among the whole frequency spectrum) of a given measurement in relation to the average capacitance of the baseline condition, as Eq. (20).

$$Cap_{norm}(m) = \frac{Cap_{AV}(m)}{Cap_{AV}(m=1)} \quad (20)$$

where $Cap_{AV}(m)$ is the average capacitance (among the whole frequency range) of a given measurement m , calculated as Eq. (21) and $Cap_{AV}(m=1)$ is the average capacitance at the baseline condition (i.e., measurement $m=1$).

$$Cap_{AV} = \frac{\sum_{i=1}^n Cap(i)}{n} \quad (21)$$

where Cap is a vector of capacitances, estimated from the amplitude spectra ($|Z(j\omega)|$) as Eq. (22).

$$Cap_{@f} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot |Z(j\omega)|_{\omega=2\pi \cdot f}} \quad (22)$$

where $Cap_{@f}$ is the capacitance estimated at a given frequency f .

2.13. Division in ranges of frequencies

According to Wimmer et al. [6], the sensibility of the indexes increases when smaller parts of the spectra are analyzed instead of the whole spectra. However, there is no agreement in the FRA literature about the frequency ranges. Secue and Mombello [7] divides the spectrum in two ranges (1–10 kHz and 10–20 kHz). Wimmer et al. [6] divides the spectrum in three ranges (1 Hz–100 kHz, 100–600 kHz and 600 kHz–1 MHz). Kim et al. [12] divides the spectrum in three ranges (300 Hz–50 kHz, 50 kHz–1 MHz and 1–3 MHz). Badgujar et al. [9] divides the spectrum in three ranges (20 Hz–10 kHz, 10–100 kHz and 100 kHz–1 MHz). Ji et al. [15] divides the spectrum in four ranges (0–350 kHz, 350 kHz–1 MHz, 1–2 MHz and 2–10 MHz). Kennedy et al. [5] divides the spectrum in four ranges (<2 kHz, 2–20 kHz, 20–400 kHz and 400 kHz–1 MHz). Tang et al. [14] divides the spectrum in four ranges (10 kHz–1 MHz, 1–2 MHz, 2–3 MHz and 3–5 MHz). The standard IEEE-std-C57 [1] divides the spectrum in four ranges (<2 kHz, 2–20 kHz, 20 kHz–1 MHz and >1 MHz).

In this work, three ranges were arbitrarily chosen (based on the spectra of Fig. 2) as: LF – 100 Hz–20 kHz – inductive region; MF – 20–200 kHz – main resonances between inductive and capacitive regions; HF – 200 kHz–2 MHz – capacitive region.

3. Trend based diagnostics

The use of any of the indexes of Section 2 only gives a numerical score on how much the spectra being compared differ from each other. Ideally, if this calculated score is beyond a previously established threshold, an intervention on the machine would be considered. However, all measurements have some degree of imprecision, caused by external and uncontrolled factors, such as temperature and humidity [8,16] and, in the case of rotating machines, the angular rotor position [17,4]. In these cases, a simple comparison of spectra may result in a wrong diagnosis.

To avoid such errors, it is proposed to analyze a trend curve of the results. Thus, even if there is imprecision in the measurements, the analysis of the trend curve gives a more clear indication of the machine condition.

Fig. 1 presents an illustration of a generic index (it could be any of those presented in Section 2), calculated over measurements with a certain degree of imprecision. In this figure, there are three hypothetical conditions, however, due to the imprecision on measurements, there are some overlapping between the regions. One can notice that there are several measurements at condition 1 that are higher than several measurements at condition 2. However, when the trend curve is plotted, it is easy to see that, despite the imprecision, measurements from 1 to 30 are all in a similar condition and are different from measurements 31 to 60.

It is worth to note that the survey performed on the literature of FRA does not indicate agreement on threshold values for the indexes discussed in Section 2. And, actually, the expertise of the maintenance personnel is still necessary for the best decision regarding some intervention on the machine [5].

4. Experimental results

This section compares the indexes presented in Section 2 using data obtained experimentally with the prototype described in

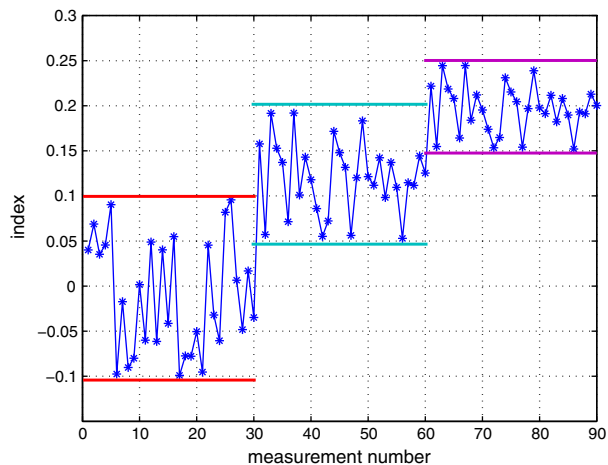


Fig. 1. Example of a trend based diagnostics.

[4]. Section 4.1 describes controlled experiments performed on an induction motor with taps on its stator windings. Section 4.2 describes uncontrolled experiments (with influence of temperature and humidity) performed on a test sample that suffered a gradual thermal ageing.

4.1. FRA measurements on an induction machine

This section compares the indexes presented in Section 2 using data obtained experimentally from an induction motor with taps in one of its windings. According to Perisse et al. [18] the winding capacitance increases with the insulation ageing. Thus, capacitors of different values were inserted between these taps to simulate the progression of early damage (from baseline to short-circuit) on the turn insulation. All measurements were performed at the same rotor position and same temperature and humidity conditions, thus the significant variations among spectra can only be attributed to the simulated failures.

Fig. 2 presents the evolution of the simulated failures between the two taps. The progression is indicated as: baseline condition (no element inserted between the taps – measurements 1–4 – blue

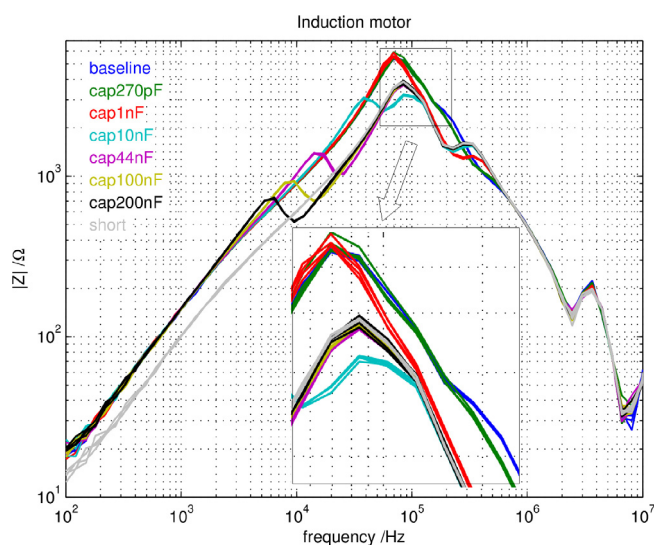


Fig. 2. FRA spectra of a turn insulation failure progression on an induction motor. (For interpretation of the references to color in text, the reader is referred to the web version of the article.)

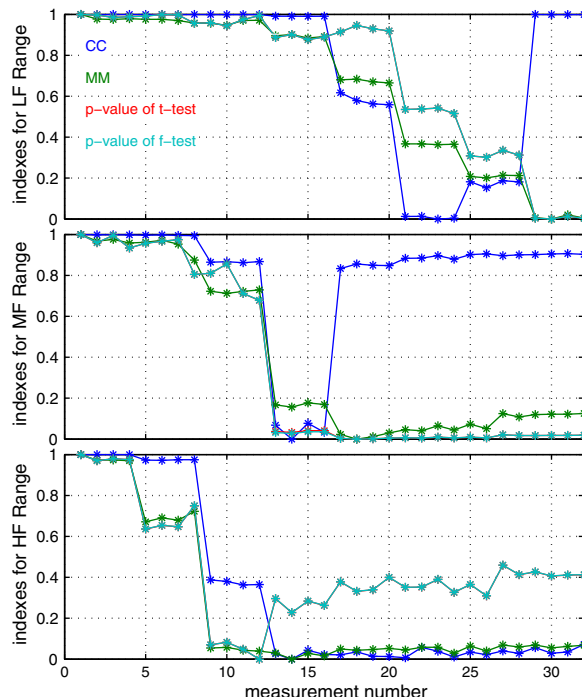


Fig. 3. Comparison of CC, MM and the p -values of t -test and f -test for the turn insulation failure progression on an induction motor. (For interpretation of the references to color in text, the reader is referred to the web version of the article.)

color); 270 pF inserted between the taps (measurements 5–8 – green color); 1 nF (9–12 – red color); 10 nF (13–16 – cyan color); 44 nF (17–20 – magenta color); 100 nF (21–24 – yellow color); 200 nF (25–28 – black color); short-circuit inserted between the taps (29–32 – gray color).

Each of the 32 measurements have been compared against the baseline condition (the first measurement) using each of the indexes described in Section 2. It is important to note that each one of the indexes has a different scale of values. Thus, in order to ease the comparisons between them in a same figure, all of their scales have been normalized, considering its maximum value ($\max(idx)$) and its minimum value ($\min(idx)$) according to Eq. (23).

$$idx_{norm} = \frac{idx - \min(idx)}{\max(idx) - \min(idx)} \quad (23)$$

where idx is any one of the indexes of Section 2.

Fig. 3 presents the normalized trend curves for CC, MM and the p -values of t -test and f -test. To increase the sensibility of the indexes, the analysis were performed on different ranges of frequencies, according to Section 2.13. As these curves are normalized between 1 and 0, only the shape of the curves is of interest. All of these indexes decrease their values according to an increase of the failure condition. It is important to note that the curves for the t -test (red color) and f -test (cyan) are almost superposed for all values.

Fig. 4 presents the normalized trend curves for MSE, RMSE, ASLE and DABS. All of these indexes increase their values according to an increase of the failure condition.

Fig. 5 presents the normalized trend curves for CSD, SSRE, SSMMRE, σ and Cap_{norm} . All of these indexes increase their values according to an increase of the failure condition.

From the comparisons, it can be noticed that the indexes that followed correctly the failure progression (detecting the eight tested conditions) in all three ranges were: MM, ASLE, DABS and SSRE, although each one have put a different emphasis on the intermediary conditions. It is important to note that this conclusion is specific for this experiment in particular, as the experiment in

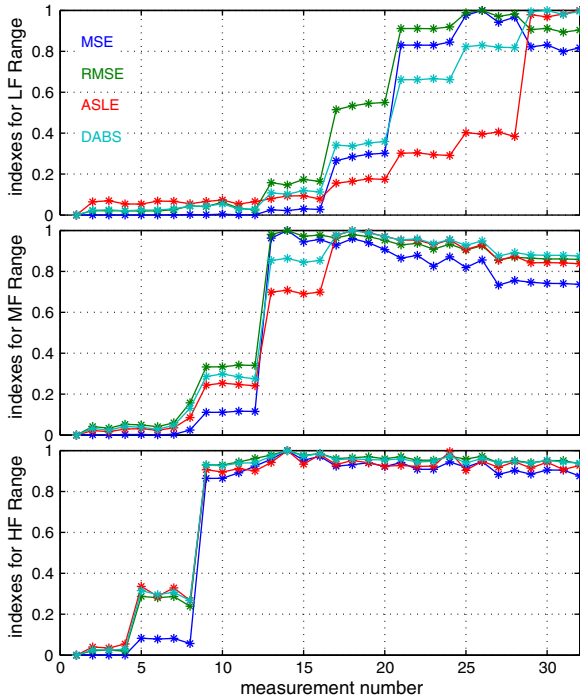


Fig. 4. Comparison of MSE, RMSE, ASLE and DABS for the turn insulation failure progression on an induction motor.

Section 4.2 will show. Also, it is important to note that the three different frequency ranges may respond differently to a same failure and, actually, they complement each other. As an example, one can notice that the HF region in Fig. 4 is the only region to detect the failure simulated with a 270 nF capacitor. As the failure further progress with a 1 nF capacitor, both HF and MF regions indicate the failure. As the failure further progress with a 10 nF capacitor (and beyond), the HF region seems to settle on its maximum value and

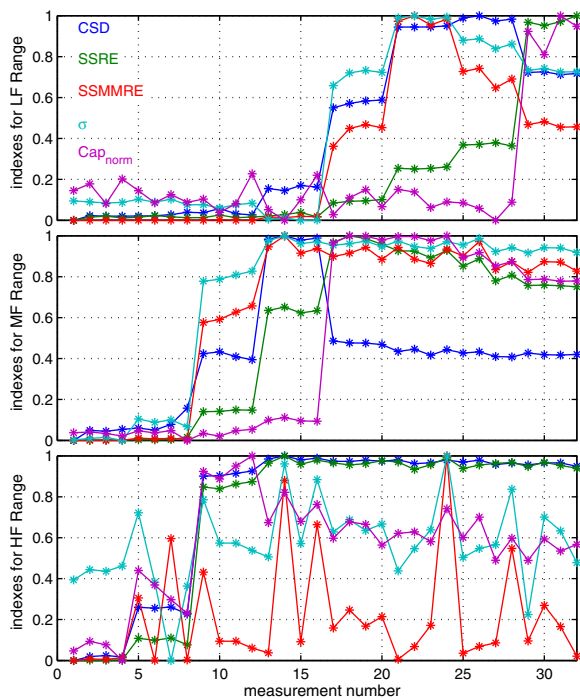


Fig. 5. Comparison of CSD, SSRE, SSMRE, σ and Cap_{norm} for the turn insulation failure progression on an induction motor.



Fig. 6. Test sample before (left) and after (right) several sessions of thermal stress.

both MF and LF regions indicate the failure. As the failure further progress with a 44 nF capacitor (and beyond), the MF region seems to settle on its maximum value and the LF region is the only one to indicate the failure and its further progression.

4.2. Accelerated thermal ageing on a test sample

This section compares the indexes presented in Section 2 using data obtained experimentally from an accelerated thermal ageing on a test sample.

The test sample is made of 20 AWG wire coiled over a glass core of 44 mm of diameter. It consists in two coils (with parallel wires) with 37 turns over the core. This construction was made to maximize the contact area between the two wires.

The thermal stresses were produced by using a programmable current source in series with the two coils. Through Joule effect, the temperature of the coils increased and the sustained high temperature produced an accelerated age on the insulation of the test sample. Fig. 6 presents one photograph of the test sample before (left) and another after (right) the thermal stresses.

Fig. 7 presents a superposition of spectra obtained at each intermediary stage of the deterioration test. For each stress condition, there are 15 measurements, obtained as three measurements in five different temperature and humidity conditions (usually, one measurement in the morning and another in the afternoon – in two to three different days for each condition). Fig. 8 presents a zoom at a given region of Fig. 7 in order to better visualize the failure progression.

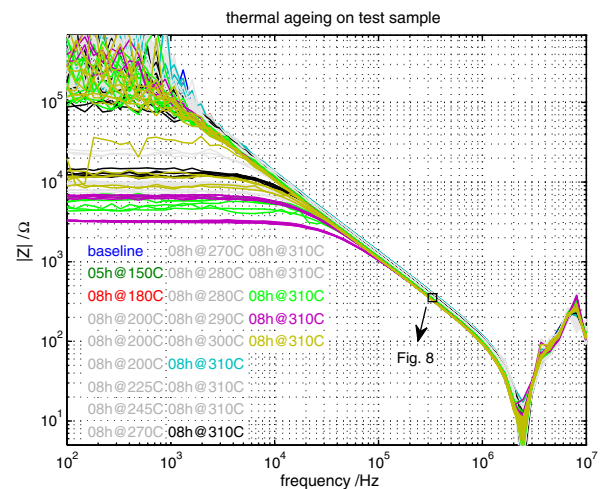


Fig. 7. FRA spectra of a thermal ageing progression on a test sample. (For interpretation of the references to color in text, the reader is referred to the web version of the article.)

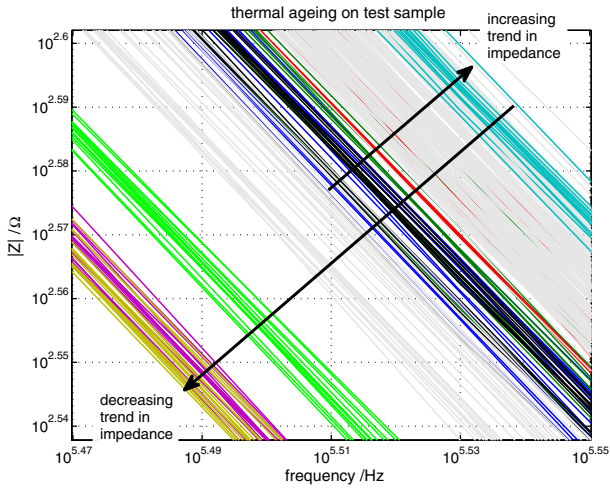


Fig. 8. FRA spectra of a thermal ageing progression on a test sample – zoom. (For interpretation of the references to color in text, the reader is referred to the web version of the article.)

The measurements at baseline condition (no stresses applied) are shown in Figs. 7 and 8 as the blue plots (15 measurements, collected at five different temperature and humidity conditions). Then, a constant current of 3.5 A was applied on the test sample for 5 h (resulting in a temperature of 150 °C) and (after the test sample return to ambient temperature) more 15 measurements were taken, also collected at five different temperature and humidity conditions (measurements 16–30 – shown in dark green).

Then, a constant current of 4.0 A was applied on the test sample for 8 h (resulting in a temperature of 190 °C) and measurements 31–45 (red plots) were taken. From Fig. 8 it can be seen that, despite the overlap between curves, the average of measurements tend to higher impedances. During this early stage of ageing, the insulation is in a process of curing [19,20]. During this stage of curing, more 11 stress sessions are performed (with 15 measurements after each stress) – to avoid visual pollution, they are all plotted in gray color. Then, a constant current of 5.4 A was applied on the test sample for 8 h (resulting in a temperature of 310 °C) and measurements 211–225 (cyan plots) were taken.

Measurements 211–225 (cyan plots) were the ones with the highest impedances. From that, with subsequent stresses, the impedance starts to decrease progressively. During this decreasing trend, more two stress sessions are performed at 310 °C (with 15 measurements after each stress – all plotted in gray color).

After another session at 310 °C, measurements 256–270 were obtained (black plots). These are the measurements that pass through the baseline condition (in a decreasing trend). Continuing the decreasing trend, more five stress sessions are performed at 310 °C (with 15 measurements after each stress) are performed until the end of lifespan of the test sample.

The top part of Fig. 9 presents the normalized trend curves for CC, MM and the *p*-values of *t*-test and *f*-test. As the spectra of Fig. 7 is predominantly capacitive, the indexes have been calculated only for one frequency range (from 30 kHz to 1 MHz). As these curves are normalized between 1 and 0, only the shape of the curves is of interest. All of these indexes decrease their values according to an increase of the failure condition. It is important to note that the curves for the MM (green color), *t*-test (red color) and *f*-test (cyan) are almost superposed for all values. The bottom part of Fig. 9 shows the temperature (blue) and humidity (red) taken at the moment of each of the FRA measurements.

Fig. 10 presents the normalized trend curves for MSE, RMSE, ASLE and DABS. All of these indexes increase their values according to an increase of the failure condition.

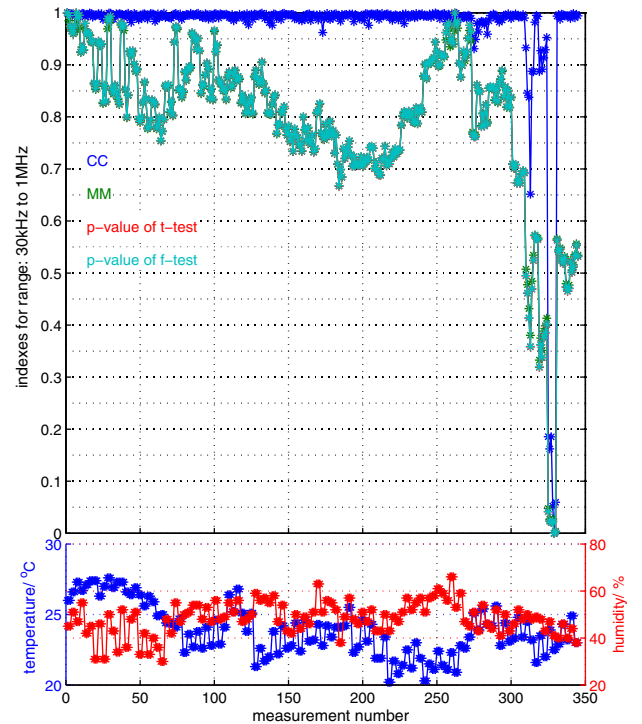


Fig. 9. Comparison of CC, MM and the *p*-values of *t*-test and *f*-test for the thermal ageing progression on a test sample. (For interpretation of the references to color in text, the reader is referred to the web version of the article.)

Fig. 11 presents the normalized trend curves for CSD, SSRE, SSMMRE, σ and Cap_{norm} . All of these indexes increase their values according to an increase of the failure condition.

From Fig. 9, it can be noticed that the CC failed to identify the failure progression (except for the already advanced stages of failure).

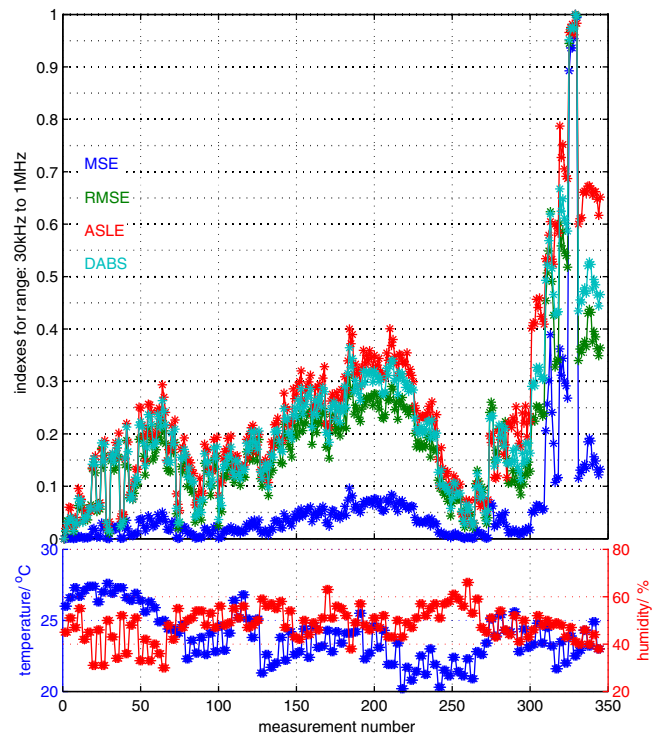


Fig. 10. Comparison of MSE, RMSE, ASLE and DABS for the thermal ageing progression on a test sample.

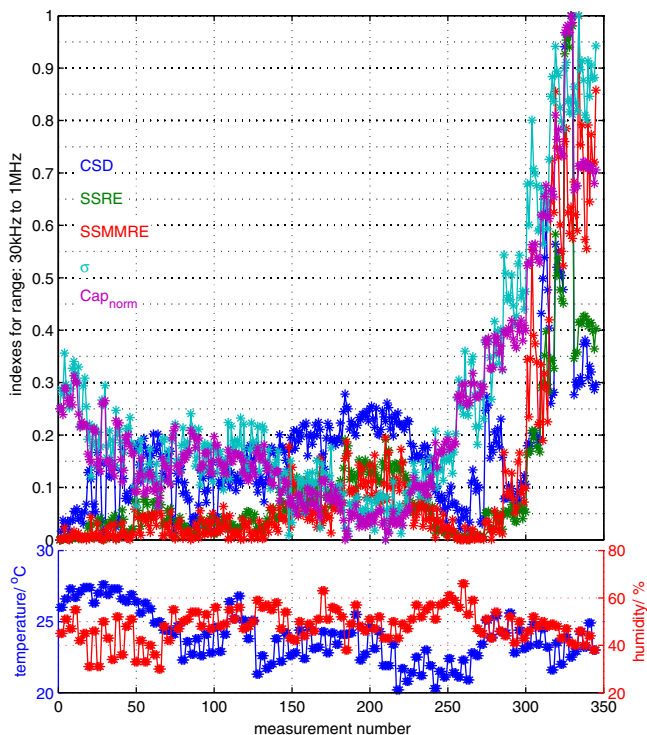


Fig. 11. Comparison of CSD, SSRE, SSMMRE, σ and Cap_{norm} for the thermal ageing progression on a test sample.

From Figs. 9 to 11, it can be noticed that all indexes (except the CC) correctly detected a progressing tendency (apart from the oscillations caused by variations in temperature and humidity) during the curing stage (until measurement 225). It can also be noticed that all of these indexes also correctly detected another progressing tendency after measurement 271 (when the impedance drops below the baseline in Figs. 7 and 8). However, between measurements 225 and 271, the impedance is dropping, but from its maximum value after curing – which is higher than the baseline. This induces all indexes (except the CC, σ and Cap_{norm}) to reverse its trend while in this region. This reversion in tendency may be caused by the intrinsic quadratic characteristic that these indexes possess, where only the absolute value of the errors are considered.

It can be noticed, for this specific case, that the indexes that better described the thermal ageing were the σ and the Cap_{norm} indexes as both of them have not suffered from the reversion of tendency between measurements 225 and 271. Interestingly, these same indexes did not perform well in the experiments with the induction motor of Section 4.1. This is a very important finding, because each of the indexes has its own particularities and may perform better on certain cases than others. Because of this, it is advisable to use more than one index on the analysis [9], in order to check if they are in agreement, thus achieving a more reliable diagnosis.

Also, comparing Figs. 9–11 with Figs. 3–5, it can be noticed that the results for the uncontrolled experiment (that suffered influence of temperature and humidity) were much noisier than those obtained in a controlled experiment. However, when these results are plotted in a trend curve, despite the noise, the analysis of the trend can produce a more meaningful diagnosis.

5. Conclusion

A survey on statistical indexes applied to FRA interpretation has been presented. Although the use of these indexes reduces the

subjectivity of the analysis by providing a numerical score of the condition of the machine under test, they are still vulnerable to measurement errors and the influence of external non-controllable factors (such as temperature, humidity, etc.).

It is proposed to plot a trend curve of the statistical indexes in order to mitigate the effects of measurement errors. This way, even if there are variations on measurements, an analysis of the trend curve (and not at a single comparison) will correctly indicate the condition of the machine.

All indexes have been compared on two different experiments. First a controlled experiment has been performed on an induction motor, where capacitances of different values have been inserted between taps on its stator winding in order to simulate early damage on its turn insulation. Then, an uncontrolled experiment (an accelerated ageing through Joule effect) has been performed on a test sample coil. In general, their results have shown agreement with each other, although each one has its own particularities and may emphasize different characteristics than the others. Because of this, it is recommended to use more than one index, in order to achieve a more reliable diagnosis. And, also, it is important to note that the expertise of the maintenance personnel is still crucial on the interpretation of any test results.

It has been shown that the results of the uncontrolled experiment were much noisier than the controlled ones, due to the variation of temperature and humidity. Despite the variations on measurements, the use of the trend curve clearly helped on the diagnosis, avoiding the false positives/negatives that could arise on a single test.

Acknowledgments

The authors would like to thank the following Brazilian Research Agencies: CAPES, CNPq and ANEEL R&D for the financial support of this project.

References

- [1] IEEE-Std-C57, IEEE Guide for the Application and Interpretation of Frequency Response Analysis for Oil-Immersed Transformers. IEEE Std C57.149-2012, 2013, pp. 1–72, <http://dx.doi.org/10.1109/IEEESTD.2013.6475950>.
- [2] F.R. Blázquez, C.A. Platero, E. Rebollo, F. Blázquez, Field-winding fault detection in synchronous machines with static excitation through frequency response analysis, *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 73 (2015) 229–239, <http://dx.doi.org/10.1016/j.ijepes.2015.05.005>.
- [3] E. Gomez-Luna, G. Aponte Mayor, C. Gonzalez-Garcia, J. Pleite Guerra, Current status and future trends in frequency-response analysis with a transformer in service, *IEEE Trans. Power Deliv.* 28 (2) (2013) 1024–1031, <http://dx.doi.org/10.1109/tpwr.2012.2234141>.
- [4] W.C. Sant'Ana, G. Lambert-Torres, L.E. Borges da Silva, E.L. Bonaldi, L.E. de Lacerda de Oliveira, C.P. Salomon, J.G. Borges da Silva, Influence of rotor position on the repeatability of frequency response analysis measurements on rotating machines and a statistical approach for more meaningful diagnostics, *Electr. Power Syst. Res.* 133 (2016) 71–78, <http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2015.11.044>.
- [5] G.M. Kennedy, A.J. McGrail, J.A. Lapworth, Using cross-correlation coefficients to analyze transformer sweep frequency response analysis (SFRA) traces, in: *IEEE Power Engineering Society Conference and Exposition in Africa, 2007. PowerAfrica '07*, IEEE, 2007, pp. 1–6, <http://dx.doi.org/10.1109/pesaf.2007.4498059>.
- [6] R. Wimmer, S. Tenbohlen, M. Heindl, A. Kraetge, M. Krger, J. Christian, Development of algorithms to assess the FRA, in: *15th Int. Symp. High Voltage Engineering, 2007*.
- [7] J.R. Secue, E. Mombello, Sweep frequency response analysis (SFRA) for the assessment of winding displacements and deformation in power transformers, *Electr. Power Syst. Res.* 78 (6) (2008) 1119–1128, <http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2007.08.005>.
- [8] A.A. Reykherdt, V. Davydov, Case studies of factors influencing frequency response analysis measurements and power transformer diagnostics, *IEEE Electr. Insul. Mag.* 27 (1) (2011) 22–30, <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2011.5699444>.
- [9] K.P. Badgajar, M. Maoyafikuddin, S.V. Kulkarni, Alternative statistical techniques for aiding SFRA diagnostics in transformers, *Gener. Transm. Distrib. IET* 6 (3) (2012) 189–198, <http://dx.doi.org/10.1049/iet-gtd.2011.0268>.

- [10] V. Behjat, M. Mahvi, Statistical approach for interpretation of power transformers frequency response analysis results, *IET Sci. Meas. Technol.* 9 (3) (2015) 367–375, <http://dx.doi.org/10.1049/jiet-smt.2014.0097>.
- [11] S.A. Ryder, Diagnosing transformer faults using frequency response analysis, *IEEE Electr. Insul. Mag.* 19 (2) (2003) 16–22, <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2003.1192032>.
- [12] J.-W. Kim, B. Park, S.C. Jeong, S.W. Kim, P. Park, Fault diagnosis of a power transformer using an improved frequency-response analysis, *IEEE Trans. Power Deliv.* 20 (1) (2005) 169–178, <http://dx.doi.org/10.1109/tpwrd.2004.835428>.
- [13] P.M. Nirgude, D. Ashokraju, A.D. Rajkumar, B. Singh, Application of numerical evaluation techniques for interpreting frequency response measurements in power transformers, *IET Sci. Meas. Technol.* 2 (5) (2008) 275–285, <http://dx.doi.org/10.1049/jiet-smt:20070072>.
- [14] W.H. Tang, A. Shintemirov, Q.H. Wu, Detection of minor winding deformation fault in high frequency range for power transformer, in: 2010 IEEE Power Energy Society General Meeting, IEEE, 2010, pp. 1–6, <http://dx.doi.org/10.1109/pes.2010.5589573>.
- [15] T.Y. Ji, W.H. Tang, Q.H. Wu, Detection of power transformer winding deformation and variation of measurement connections using a hybrid winding model, *Electr. Power Syst. Res.* 87 (2012) 39–46, <http://dx.doi.org/10.1016/j.eprsr.2012.01.007>.
- [16] M. Bagheri, B.T. Phung, T. Blackburn, Influence of temperature and moisture content on frequency response analysis of transformer winding, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* 21 (3) (2014) 1393–1404, <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2014.6832288>.
- [17] C.A. Platero, F. Blazquez, P. Frias, D. Ramirez, Influence of rotor position in FRA response for detection of insulation failures in salient-pole synchronous machines, *IEEE Trans. Energy Convers.* 26 (2) (2011) 671–676, <http://dx.doi.org/10.1109/tec.2011.2106214>.
- [18] F. Perisse, P. Werynski, D. Roger, A new method for AC machine turn insulation diagnostic based on high frequency resonances, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* 14 (5) (2007) 1308–1315, <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2007.4339494>.
- [19] M. Farahani, H. Borsi, E. Gockenbach, Dielectric response studies on insulating system of high voltage rotating machines, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* 13 (2) (2006) 383–393, <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2006.1624283>.
- [20] S. Savin, S. Ait-Amar, D. Roger, Cable aging influence on motor diagnostic system, *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* 20 (4) (2013), <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2013.6571454>.

Referências Bibliográficas

- Abu-Siada et al. (2013)** A. Abu-Siada, N. Hashemnia, S. Islam e M. A. S. Masoum. Understanding power transformer frequency response analysis signatures. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 29(3):48–56. ISSN 0883-7554. doi: 10.1109/mei.2013.6507414. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2013.6507414>. Citado na pág. 24, 25
- Agilent Technologies (2009)** Agilent Technologies. Agilent Impedance Measurement Handbook - A guide to measurement technology and techniques - 4th edition. Relatório técnico. Citado na pág. 31, 32, 34, 35, 38, 39
- Alewine e Chen (2012)** K. Alewine e W. Chen. A review of electrical winding failures in wind turbine generators. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 28(4):8–13. ISSN 0883-7554. doi: 10.1109/mei.2012.6232004. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2012.6232004>. Citado na pág. 5
- Badgular et al. (2012)** K. P. Badgular, M. Maoyafikuddin e S. V. Kulkarni. Alternative statistical techniques for aiding SFRA diagnostics in transformers. *Generation, Transmission & Distribution, IET*, 6(3):189–198. ISSN 1751-8687. doi: 10.1049/iet-gtd.2011.0268. URL <http://dx.doi.org/10.1049/iet-gtd.2011.0268>. Citado na pág. 122, 123, 125, 129, 131, 136, 142, 146, 151, 163, 164, 167
- Bagheri et al. (2014)** M. Bagheri, B. T. Phung e T. Blackburn. Influence of temperature and moisture content on frequency response analysis of transformer winding. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 21(3):1393–1404. ISSN 1070-9878. doi: 10.1109/tdei.2014.6832288. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2014.6832288>. Citado na pág. 25, 26, 118, 122, 123, 125
- Barsoukov e Macdonald (2005)** E. Barsoukov e J. R. Macdonald. *Impedance Spectroscopy: Theory, Experiment, and Applications*. Wiley. URL http://books.google.com.br/books?id=8hNkOWO_DLwC. Citado na pág. xi, xxi, 23
- Becherif et al. (2013)** Mohamed Becherif, El H. El Bouchikhi e Mohamed Benbouzid. On Impedance Spectroscopy Contribution to Failure Diagnosis in Wind Turbine Generators. *International Journal on Energy Conversion*, 1(3):147–153. URL <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00926396>. Citado na pág. xi, 22, 24
- Behjat e Mahvi (2015)** V. Behjat e M. Mahvi. Statistical approach for interpretation of power transformers frequency response analysis results. *IET Science, Measurement and Technology*, 9(3):367–375. doi: 10.1049/iet-smt.2014.0097. Citado na pág. 142, 146, 165
- Bhumiwat (2010)** S. A. Bhumiwat. On-site non-destructive dielectric response diagnosis of rotating machines. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 17(5):1453–1460. ISSN 1070-9878. doi: 10.1109/tdei.2010.5595546. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2010.5595546>. Citado na pág. 18, 19, 21
- Bouaicha et al. (2009)** A. Bouaicha, I. Fofana, M. Farzaneh, A. Setayeshmehr, H. Borsi, E. Gockenbach, A. Beroual e N. T. Aka. Dielectric spectroscopy techniques as quality control tool: a feasibility study. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 25(1):6–14. ISSN 0883-7554. doi:

- 10.1109/mei.2009.4795464. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2009.4795464>. Citado na pág. xi, 18, 19, 21
- Bouguedad (2010)** Djaffar Bouguedad. *Influence du Vieillissement Thermique sur les Propriétés de l'Ethylene Propylenediene Monomere (EPDM)*. Tese de Doutorado, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algeria. Citado na pág. xi, 7, 9, 10
- Brutsch et al. (2008)** R. Brutsch, M. Tari, K. Frohlich, T. Weiers e R. Vogelsang. Insulation Failure Mechanisms of Power Generators [Feature Article]. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, 24(4):17–25. ISSN 0883-7554. doi: 10.1109/mei.2008.4581636. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2008.4581636>. Citado na pág. 1, 2, 5, 6
- CIGRÉ Task Force 15.01.09 (2003)** CIGRÉ Task Force 15.01.09. Dielectric response methods for diagnostics of power transformers. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 19(3):12–18. ISSN 0883-7554. doi: 10.1109/mei.2003.1203017. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2003.1203017>. Citado na pág. 17, 18, 19, 20
- da Silveira (2010)** Luiz Gustavo Davanse da Silveira. Aplicação de espectroscopia de impedância no estudo de blendas de biodiesel/diesel. Dissertação de Mestrado, UNIVERSIDADE ESTADUAL DE MARINGÁ. Citado na pág. 17, 23
- de Almeida (2000)** Antonio T. de Almeida. Manutenção e Operação de geradores síncronos para Aplicações Industriais. Relatório técnico, Escola Federal de Engenharia de Itajubá - GEMEI - FUPAI. Citado na pág. xi, xxi, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 16
- Dister et al. (2000)** Carl J. Dister, Perry A. DelVecchio e Daniel N. Rogovin. System to Provide Low Cost Excitation to Stator Winding to Generate Impedance Spectrum for use in Stator Diagnostics. *US Patent 6035265*. Citado na pág. xii, 1, 2, 17, 24, 25, 41, 42, 43
- Farahani et al. (2006)** M. Farahani, H. Borsi e E. Gockenbach. Dielectric response studies on insulating system of high voltage rotating machines. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 13(2):383–393. ISSN 1070-9878. doi: 10.1109/tdei.2006.1624283. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2006.1624283>. Citado na pág. 17, 18, 19, 21, 167
- García (2012)** Carlos G. García. *Procedimiento de modelado basado en el análisis de la respuesta en frecuencia y aplicación en transformadores trifásicos de potencia para su caracterización y diagnóstico*. Tese de Doutorado, UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID. URL <http://e-archivo.uc3m.es/handle/10016/13987>. Citado na pág. 41
- Gomez-Luna et al. (2013)** E. Gomez-Luna, G. Aponte Mayor, C. Gonzalez-Garcia e J. Pleite Guerra. Current Status and Future Trends in Frequency-Response Analysis With a Transformer in Service. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 28(2):1024–1031. ISSN 0885-8977. doi: 10.1109/tpwrd.2012.2234141. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tpwrd.2012.2234141>. Citado na pág. 2
- Hayt e Buck (2001)** W. H. Hayt e J. A. Buck. *Engineering Electromagnetics*. McGraw-Hill Higher Education, 6th ed. URL http://www.ie.itcr.ac.cr/acotoc/Maestria_en_Computacion/Sistemas_de_Comunicacion_II/Material/Biblio2/. Citado na pág. xi, 7, 8
- Herrera et al. (2012)** Wilder Herrera, Guillermo Aponte, Carlos Gonzalez-Garcia e Jorge Pleite. Novel procedure for low frequency FRA traces interpretation. Em *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, páginas 2344–2350. IEEE. ISBN 978-1-4673-0142-8. doi: 10.1109/icelmach.2012.6350210. URL <http://dx.doi.org/10.1109/icelmach.2012.6350210>. Citado na pág. 41
- IEEE-Std-1415-2006 (2007)** IEEE-Std-1415-2006. IEEE Guide for Induction Machinery Maintenance Testing and Failure Analysis. *IEEE Std 1415-2006*, páginas c1–58. doi: 10.1109/ieeestd.2007.357954. URL <http://dx.doi.org/10.1109/ieeestd.2007.357954>. Citado na pág. 92, 93

- IEEE-Std-43-2000 (2000)** IEEE-Std-43-2000. IEEE Recommended Practice for Testing Insulation Resistance of Rotating Machinery. *IEEE Std 43-2000*. doi: 10.1109/IEEESTD.2000.91301. URL <http://dx.doi.org/10.1109/IEEESTD.2000.91301>. Citado na pág. [xxi](#), [12](#), [13](#)
- IEEE-Std-C57 (2013)** IEEE-Std-C57. IEEE Guide for the Application and Interpretation of Frequency Response Analysis for Oil-Immersed Transformers. *IEEE Std C57.149-2012*, páginas 1–72. doi: 10.1109/IEEESTD.2013.6475950. URL <http://dx.doi.org/10.1109/IEEESTD.2013.6475950>. Citado na pág. [2](#), [24](#), [25](#), [122](#), [123](#), [151](#)
- James et al. (2008)** R. E. James, Q. Su, Institution of Engineering e Technology. *Condition Assessment of High Voltage Insulation in Power System Equipment*. IET power and energy series. Institution of Engineering and Technology. URL <http://books.google.com.br/books?id=XxwPnO8md1IC>. Citado na pág. [xi](#), [1](#), [6](#), [15](#), [18](#), [19](#), [20](#), [21](#)
- Ji et al. (2012)** T. Y. Ji, W. H. Tang e Q. H. Wu. Detection of power transformer winding deformation and variation of measurement connections using a hybrid winding model. *Electric Power Systems Research*, 87:39–46. ISSN 03787796. doi: 10.1016/j.epsr.2012.01.007. URL <http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2012.01.007>. Citado na pág. [122](#), [123](#), [134](#), [151](#)
- Kang et al. (2013)** Tae-June Kang, Jongman Hong, Sang B. Lee, Young-Woo Yoon, Don-Ha Hwang e Dongsik Kang. The influence of the rotor on surge pd testing of low voltage AC motor stator windings. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 20(3):762–769. ISSN 1070-9878. doi: 10.1109/tdei.2013.6518946. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2013.6518946>. Citado na pág. [92](#), [93](#)
- Kending e Rogovin (2002)** Martin W. Kending e Daniel N. Rogovin. Method of Conducting Broadband Impedance Response Tests to Predict Stator Winding Failure. *US Patent 6483319 B1*. Citado na pág. [xii](#), [1](#), [2](#), [17](#), [24](#), [25](#), [41](#), [42](#), [43](#)
- Kennedy et al. (2007)** G. M. Kennedy, A. J. McGrail e J. A. Lapworth. Using Cross-Correlation Coefficients to Analyze Transformer Sweep Frequency Response Analysis (SFRA) Traces. Em *Power Engineering Society Conference and Exposition in Africa, 2007. PowerAfrica '07. IEEE*, páginas 1–6. IEEE. ISBN 978-1-4244-1477-2. doi: 10.1109/pesaf.2007.4498059. URL <http://dx.doi.org/10.1109/pesaf.2007.4498059>. Citado na pág. [122](#), [123](#), [151](#)
- Kim et al. (2005)** Jong-Wook Kim, ByungKoo Park, Seung C. Jeong, Sang W. Kim e PooGyeon Park. Fault diagnosis of a power transformer using an improved frequency-response analysis. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, 20(1):169–178. ISSN 0885-8977. doi: 10.1109/tpwr.2004.835428. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tpwr.2004.835428>. Citado na pág. [122](#), [123](#), [125](#), [127](#), [128](#), [129](#), [151](#)
- Klempner e Kerszenbaum (2004)** G. Klempner e I. Kerszenbaum. *Operation and Maintenance of Large Turbo-Generators*. IEEE Press Series on Power Engineering. Wiley. URL http://books.google.com.br/books?id=DPdkLp_crLAC. Citado na pág. [11](#), [12](#), [13](#), [14](#), [15](#), [16](#)
- Kraetge et al. (2008)** A. Kraetge, M. Kruger e P. Fong. Frequency response analysis - status of the worldwide standardization activities. Em *Condition Monitoring and Diagnosis, 2008. CMD 2008. International Conference on*, páginas 651–654. IEEE. ISBN 978-1-4244-1621-9. doi: 10.1109/cmd.2008.4580370. URL <http://dx.doi.org/10.1109/cmd.2008.4580370>. Citado na pág. [25](#), [26](#), [92](#)
- Lamarre e Picher (2008)** L. Lamarre e P. Picher. Impedance Characterization of Hydro Generator Stator Windings and Preliminary Results of FRA Analysis. Em *Electrical Insulation, 2008. ISEI 2008. Conference Record of the 2008 IEEE International Symposium on*, páginas 227–230. IEEE. ISBN 978-1-4244-2091-9. doi: 10.1109/elinsl.2008.4570316. URL <http://dx.doi.org/10.1109/elinsl.2008.4570316>. Citado na pág. [25](#), [26](#)

- Lat-Unifei (2013)** Lat-Unifei. Notas de aula do curso EP421 - Técnicas de Alta Tensão. Relatório técnico, Universidade Federal de Itajubá. Citado na pág. xi, 8, 9, 10, 15
- Macdonald (1992)** J. Ross Macdonald. Impedance spectroscopy. *Annals of Biomedical Engineering*, 20(3):289–305. doi: 10.1007/BF02368532. URL <http://dx.doi.org/10.1007/BF02368532>. Citado na pág. 17, 21, 23, 24
- Martins (2007)** Helvio Jailson Azevedo Martins. *Diagnóstico de Transformadores de Potência Através de Metodologias no Domínio da Freqüência*. Tese de Doutorado, COPPE/UFRJ. Citado na pág. 41
- Maughan (2005)** C. V. Maughan. Root-cause diagnostics of generator service failures. Em *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, páginas 1927–1935. IEEE. ISBN 0-7803-8987-5. doi: 10.1109/iemdc.2005.195983. URL <http://dx.doi.org/10.1109/iemdc.2005.195983>. Citado na pág. 6, 7
- McKinnon e Smolleck (2004)** David L. McKinnon e Howard A. Smolleck. Influence of rotor residual flux on the measurement of inductance and its possible use as an impending fault indicator. *PdMA articles*. Citado na pág. 93
- Montgomery e Runger (2011)** Douglas C. Montgomery e George C. Runger. *Applied Statistics and Probability for Engineers*. John Wiley & Sons, Inc., fifth ed. ISBN ISBN-13: 978-0-470-05304-1. Citado na pág. 122, 123, 136
- Mukherjee e Satish (2012)** Pritam Mukherjee e L. Satish. Construction of Equivalent Circuit of a Single and Isolated Transformer Winding From FRA Data Using the ABC Algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(2):963–970. ISSN 0885-8977. doi: 10.1109/tpwrd.2011.2176966. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tpwrd.2011.2176966>. Citado na pág. 41
- Nirgude et al. (2008)** P. M. Nirgude, D. Ashokraju, A. D. Rajkumar e B. Singh. Application of numerical evaluation techniques for interpreting frequency response measurements in power transformers. *Science, Measurement & Technology, IET*, 2(5):275–285. ISSN 1751-8822. doi: 10.1049/iet-smt:20070072. URL <http://dx.doi.org/10.1049/iet-smt:20070072>. Citado na pág. 122, 123, 125, 131
- Ohta (1985)** Shimizu Ohta. Temperature Classes of Electrical Insulators. *Three Bond Technical News*. Citado na pág. xxi, 7
- Perisse et al. (2007)** F. Perisse, P. Werynski e D. Roger. A New Method for AC Machine Turn Insulation Diagnostic Based on High Frequency Resonances. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 14(5):1308–1315. ISSN 1070-9878. doi: 10.1109/tdei.2007.4339494. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2007.4339494>. Citado na pág. 25, 149
- Platero et al. (2011)** C. A. Platero, F. Blazquez, P. Frias e D. Ramirez. Influence of Rotor Position in FRA Response for Detection of Insulation Failures in Salient-Pole Synchronous Machines. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 26(2):671–676. ISSN 0885-8969. doi: 10.1109/tec.2011.2106214. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tec.2011.2106214>. Citado na pág. 25, 26, 92
- Pleite et al. (2002)** J. Pleite, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro e R. Vazquez. Frequency response modeling for device analysis. Em *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, páginas 1457–1462. IEEE. ISBN 0-7803-7474-6. doi: 10.1109/iecon.2002.1185493. URL <http://dx.doi.org/10.1109/iecon.2002.1185493>. Citado na pág. 41
- Reykherdt e Davydov (2011)** A. A. Reykherdt e V. Davydov. Case studies of factors influencing frequency response analysis measurements and power transformer diagnostics. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 27(1):22–30. ISSN 0883-7554. doi: 10.1109/mei.2011.5699444. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2011.5699444>. Citado na pág. 25, 26, 118, 122, 123

- Ryder (2003)** S. A. Ryder. Diagnosing transformer faults using frequency response analysis. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 19(2):16–22. ISSN 0883-7554. doi: 10.1109/mei.2003.1192032. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2003.1192032>. Citado na pág. 24, 25, 122, 123
- Sanchez et al. (2012)** B Sanchez, G Vandersteen, R Bragos e J Schoukens. Basics of broadband impedance spectroscopy measurements using periodic excitations. *Measurement Science and Technology*, 23(10):105501. URL <http://stacks.iop.org/0957-0233/23/i=10/a=105501>. Citado na pág. 25
- Savin et al. (2013)** S. Savin, S. Ait-Amar e D. Roger. Cable aging influence on motor diagnostic system. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 20(4). doi: 10.1109/TDEI.2013.6571454. URL <http://dx.doi.org/10.1109/TDEI.2013.6571454>. Citado na pág. 167
- Secue e Mombello (2008)** J. R. Secue e E. Mombello. Sweep frequency response analysis (SFRA) for the assessment of winding displacements and deformation in power transformers. *Electric Power Systems Research*, 78(6):1119–1128. ISSN 03787796. doi: 10.1016/j.epsr.2007.08.005. URL <http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2007.08.005>. Citado na pág. 122, 123, 129, 151
- Stone et al. (2004)** G. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert e H. Dhirani. *Electrical Insulation for Rotating Machines: Design, Evaluation, Aging, Testing, and Repair*. IEEE Press Series on Power Engineering. Wiley. URL <http://books.google.com.br/books?id=HdE1s1OrKZsC>. Citado na pág. xxi, 1, 6, 7, 11, 12, 14, 15, 16
- Stone (2005)** G. C. Stone. Recent important changes in IEEE motor and generator winding insulation diagnostic testing standards. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 41(1):91–100. doi: 10.1109/TIA.2004.840977. URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2004.840977>. Citado na pág. xxi, 12, 13, 15, 16
- Sumereder (2008)** C. Sumereder. Statistical lifetime of hydro generators and failure analysis. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 15(3):678–685. ISSN 1070-9878. doi: 10.1109/tdei.2008.4543104. URL <http://dx.doi.org/10.1109/tdei.2008.4543104>. Citado na pág. xi, 1, 2, 5, 6
- Tang et al. (2010)** W. H. Tang, A. Shintemirov e Q. H. Wu. Detection of minor winding deformation fault in high frequency range for power transformer. Em *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*, páginas 1–6. IEEE. ISBN 978-1-4244-6549-1. doi: 10.1109/pes.2010.5589573. URL <http://dx.doi.org/10.1109/pes.2010.5589573>. Citado na pág. 122, 123, 134, 151
- Torchio (1920)** Philip Torchio. Classification of Large Turbo Generator Failures. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXXIX(1):903–913. ISSN 0096-3860. doi: 10.1109/t-aiee.1920.4764993. URL <http://dx.doi.org/10.1109/t-aiee.1920.4764993>. Citado na pág. 6
- Werynski (2006)** Piotr Werynski. *Vieillissement des Dielectriques et Surveillance in situ des Machines Electriques*. Tese de Doutorado, Université d’Artois. Citado na pág. 7, 12, 15
- Wimmer et al. (2007)** R. Wimmer, S. Tenbohlen, M. Heindl, A. Kraetge, M. Krger e J. Christian. Development of algorithms to assess the FRA. Em *15th Int. Symp. High Voltage Engineering*. Citado na pág. 122, 123, 151
- Zaengl (2003a)** Walter S. Zaengl. Dielectric spectroscopy in time and frequency domain for HV power equipment. I. Theoretical considerations. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 19(5):5–19. ISSN 0883-7554. doi: 10.1109/mei.2003.1238713. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2003.1238713>. Citado na pág. 17, 18, 19, 20, 21
- Zaengl (2003b)** Walter S. Zaengl. Applications of dielectric spectroscopy in time and frequency domain for HV power equipment. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 19(6):9–22. ISSN 0883-7554. doi: 10.1109/mei.2003.1266348. URL <http://dx.doi.org/10.1109/mei.2003.1266348>. Citado na pág. 20