

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FELIPE AUGUSTO TONDO

**IDENTIFICAÇÃO E ANÁLISE DA
FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA
DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE
UM SISTEMA DE MEDIÇÃO POR
CORRENTES PARASITAS**

Porto Alegre
2016

FELIPE AUGUSTO TONDO

**IDENTIFICAÇÃO E ANÁLISE DA
FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA
DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE
UM SISTEMA DE MEDIÇÃO POR
CORRENTES PARASITAS**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Controle e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Valner João Brusamarello

CO-ORIENTADORA: Prof^a. Dr^a. Lucíola Campestrini

Porto Alegre
2016

FELIPE AUGUSTO TONDO

**IDENTIFICAÇÃO E ANÁLISE DA
FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA
DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE
UM SISTEMA DE MEDIÇÃO POR
CORRENTES PARASITAS**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____
Prof. Dr. Valner João Brusamarello, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Thomas Gabriel Rosauro Clarke, UFRGS
Doutor pelo Imperial College of Science, Technology and Medicine - ICSTM, Inglaterra

Prof. Dr. Alexandre Balbinot, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Diego Eckhard, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul - Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____
Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre, Novembro de 2016.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha família, ao meu mestre Jorge Gustavo Tondo, a minha mãe Denise Sonaglio Tondo e meu Irmão Ramon Sonaglio Tondo. Fundamentais em minha caminhada, jamais abriram mão de acreditar na minha pessoa, apoiando-me em todos os momentos, bons e ruins estavam sempre como pilar de sustentação da minha vida. Dedico também a mim pois deixei muitos motivos de lado para chegar aonde cheguei, mas nunca desisti e hoje estou aqui a um passo de ser mestre.

AGRADECIMENTOS

Agradecimento especial a toda minha família, da qual sempre tive apoio e exemplo para minha vida. Ao grande mestre Anastácio Dietrich Orlikowski, que me ensinou o caminho para um mundo mais justo e perfeito. Agradeço aos queridos pais da minha amada afilhada Luiza, Aline e Camilo.

Um agradecimento especial a Norma Krefta por ter me acolhido em seu lar durante o período do mestrado.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de dividir esses anos de aprendizado e trabalho.

Além de trabalho e empenho ganhei amigos para vida toda durante a construção da minha caminhada rumo ao mestrado. Dedico a todos meus amigos de UFRGS, em especial aos meus amados colegas de laboratório LSI, Marcos, Rodrigo, Lucas, Rogério, Fred, Guilherme e Flávio, cada um de vocês é um irmão da minha família podem ter certeza. Não poderia deixar meu agradecimento mais que especial ao querido amigo Gustavo, o qual abrilhantou este trabalho que vos apresento, além da forte amizade construída.

Um agradecimento especial ao Davi Sala por estender a mão e principalmente a oportunidade de dividir um lugar para me estabelecer em Porto Alegre. Além de um colega de trabalho ganhei um irmão.

Aos amados amigos de Pinto Bandeira e Bento Gonçalves em especial Jorge Höfle, Angelo Tondo, Bruno Burlini, Leandro Mauri, Guilherme Tarso, Bruno e Tiago Fronza, Cleison e Thaís Turchet, Guilherme Piva, Mailson e Luciele Forest.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Valner João Brusamarello, e co-orientadora, Profa. Dr. Lucíola Campestrini, pela paciência, orientação e conhecimentos repassados que foram de grande valia para o desenvolvimento deste trabalho. Agrego a este fato toda amizade e profissionalismo construídos neste período e que tenho certeza irão durar para vida. Meu muito obrigado.

Aos ex-professores da Universidade de Caxias do Sul Região Vale dos Vinhedos, em especial aos caríssimos e queridos amigos professores: Ricardo Becker, Marilda Spindola, Tiago Cassol, Rodrigo Porto, Cícero Zanoni, Alexandre Mesquita e Dario Eberhardt. Ao amigo Luciano Salerno do laboratório desta mesma instituição agradeço sempre todo empenho.

À CAPES pelo auxílio financeiro que foi de extrema importância para o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de um sistema genérico de medição que utiliza o princípio das correntes de Foucault, comumente conhecidas como correntes parasitas. O modelo do sistema é representado como um circuito elétrico equivalente composto por R_1 e L_1 , respectivamente caracterizando a resistência e a indutância do circuito primário, as quais são conhecidas por uma bobina de excitação. Já no secundário, R_2 e L_2 , estão representando a perda ôhmica e a indutância da amostra no qual as correntes parasitas são induzidas, além de outros dois componentes, M indutância mútua dos indutores acoplados e k , coeficiente relacionado ao acoplamento magnético entre os circuitos primário e secundário. A análise tradicionalmente utilizada para este tipo de medição é a avaliação da reflexão da impedância equivalente do circuito secundário representando a amostra no circuito primário. O trabalho analisa as equações de malha do circuito equivalente no domínio da frequência e identifica os parâmetros do modelo. A partir da identificação do sistema realizada com os ensaios experimentais, foi possível descobrir a constante de tempo indutiva τ_L do sistema. A partir dessa constante, observou-se a variação acentuada da mesma em relação a variação da impedância equivalente. Ainda é apresentada uma estimativa dos valores de R_2 e L_2 realizada por meio da unificação das informações obtidas com a identificação, aliada com as informações de campo magnético obtidas a partir de um sensor do tipo GMR e pela simulação em um *software* de elementos finitos COMSOL Multiphysics.

Palavras-chave: Correntes Parasitas, Circuito Elétrico Equivalente, Componentes Desconhecidos, Identificar um modelo.

ABSTRACT

This work presents the study of a generic measurement system that uses the principle of eddy currents. The system model is represented as an equivalent electric circuit composed of R_1 and L_1 respectively characterizing the resistance and inductance of primary circuit, which are known by an excitation coil. In the secondary, R_2 and L_2 are representing the ohmic loss and the inductance of the sample in which the eddy currents are induced, in addition two other components, the mutual inductance of the coupled inductors and k , coefficient related to the magnetic coupling between the primary and secondary circuits. The analysis traditionally used for this type of measurement is the reflection evaluation of the equivalent impedance of the secondary circuit representing the sample in the primary circuit. The work analyzes the mesh equations of the equivalent circuit in the frequency domain and identifies the parameters of the model. From the identification of the system performed with the experimental tests, it was possible to discover the inductive time constant τ_L of the system. From this constant, it was observed the sharp variation of the same in relation to the variation of equivalent impedance. An estimate values, R_2 and L_2 performed by unification of the information obtained with the identification, together with the magnetic field information obtained from a GMR type sensor and by simulation in a finite element software COMSOL Multiphysics.

Keywords: Eddy Currents, Equivalent Electrical Circuit, Unknown Components and Identify a Model.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE TABELAS	11
LISTA DE ABREVIATURAS	12
LISTA DE SÍMBOLOS	13
1 INTRODUÇÃO	17
1.1 Objetivo Geral	18
1.1.1 Objetivos Específicos	18
1.2 Estrutura da Dissertação	18
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	19
2.1 Introdução	19
2.2 Estado Atual da Tecnologia	19
2.3 <i>Eddy Current Testing</i> (ECT)	21
2.3.1 Características das Correntes Parasitas	21
2.3.2 Sensores para Medição de Correntes Parasitas	24
2.4 Circuito Elétrico Equivalente	27
2.4.1 Reflexão de Impedância	28
2.5 Identificação de Sistemas	29
2.5.1 Sinais de Entrada para Identificação	31
2.5.2 Escolha da Classe de Modelos	32
2.5.3 Tipos de Estruturas de Modelo	33
2.5.4 Método de Identificação dos Parâmetros	35
2.6 Considerações Finais	36
3 METODOLOGIA EXPERIMENTAL	37
3.1 Circuito Elétrico Equivalente	37
3.2 Materiais e Métodos	39
3.2.1 Estrutura do Experimento - Bancada Experimental	40
3.2.2 Configuração Experimental - Identificação e Medição de Campo Magnético	41
3.3 Identificação de $G(s)$	44
3.3.1 Validação do Modelo Identificado	45
3.3.2 Comparação entre os modelos Z_{eq} e $G(s)$	45
3.4 Estimativa dos Parâmetros do Circuito	47

4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	49
4.1	Identificação do Sistema de Medição por Correntes Parasitas	49
4.1.1	Sinais de Entrada e Saída de $G(s)$	50
4.1.2	Análise da Estrutura do Modelo para Identificação	51
4.1.3	Identificação e Análise dos Parâmetros de $G(s)$	52
4.1.4	Análise da Constante de Tempo Indutiva τ_L	56
4.2	Análise da Impedância Equivalente	58
4.3	Proposta para Obtenção dos Componentes Desconhecidos M , R_2 e L_2	61
4.3.1	Obtendo Indutância Mútua M a partir do Sensor GMR	61
4.3.2	Obtendo Indutância Mútua M Simulando o Sistema no COMSOL	63
4.3.3	Análise de sensibilidade das estimativas dos parâmetros do circuito equivalente	65
5	CONCLUSÃO	68
5.1	Proposta Para Trabalhos Futuros	68
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS	70
	APÊNDICE A TABELAS	74

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Processo da origem das correntes parasitas - Formação do Campo magnético primário e secundário. Fonte: (WANG; LI; FENG, 2015a).	21
Figura 2:	Características que afetam o desempenho do Eddy Current Testing. Fonte: (HELLIER, 2001)	23
Figura 3:	Densidade das Correntes Parasitas numa placa metálica - Simulação no <i>Software</i> COMSOL Multiphysics.	24
Figura 4:	Configuração Sonda de Inspeção - Topologia Absoluta. Fonte: (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011)	25
Figura 5:	Configuração Sonda de Inspeção - Topologia Diferencial. Fonte: (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011)	26
Figura 6:	Alteração do campo magnético provocado pela correntes induzidas e apresentação do sensor para medição de campo magnético. .	27
Figura 7:	Representação Circuito Equivalente do Sistema.	28
Figura 8:	Circuito reduzido - Transformação tipo T do circuito elétrico equivalente do sistema.	28
Figura 9:	Circuito Equivalente - Reflexão de Impedâncias.	29
Figura 10:	Metodologia Identificação de Sistemas. Fonte: (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1989)	30
Figura 11:	Representação do tipo de estrutura utilizada para identificação. .	32
Figura 12:	Circuito elétrico equivalente representando o sistema de medição por correntes parasitas bobina e corpo de prova.	37
Figura 13:	Protótipo do Sistema de Medição por correntes Parasitas.	40
Figura 14:	Diagrama em blocos para identificação do sistema por correntes parasitas.	42
Figura 15:	Esquemático do circuito elétrico do condicionamento do sinal para excitação da bobina e medição da corrente.	43
Figura 16:	Esquemático do circuito elétrico para condicionar o sinal do sensor de campo magnético GMR AAL002-02.	44
Figura 17:	Representação em blocos dos passos necessários para o ensaios experimentais de identificação.	46
Figura 18:	Protótipo da sonda de inspeção e corpo de prova padrão utilizados no método de medição por correntes parasitas.	49
Figura 19:	Sinal de excitação PRBS $V_s(t)$ e corrente elétrica $i_1(t)$	50
Figura 20:	Gráfico Boxplot dos Parâmetros Identificados - Superfície sem falha.	54
Figura 21:	Gráfico Boxplot dos Parâmetros Identificados Normalização.	55
Figura 22:	Gráfico Boxplot Parâmetros Identificados Normalização Sem Falha.	55

Figura 23:	Gráfico Boxplot Parâmetros Identificados Normalização Sem Falha.	56
Figura 24:	Gráfico Boxplot Parâmetros Identificados Normalização Sem Falha.	56
Figura 25:	Constante de tempo indutiva τ_L para cada Falha.	58
Figura 26:	Impedância Z_{eq} calculada por meio da função de transferência com frequência f variando de 0 Hz até 1 kHz.	59
Figura 27:	Sinais experimentais utilizados para o cálculo da Z_{eqF_0} com frequência de excitação $f = 1$ kHz.	60
Figura 28:	Sinal de saída resultante da inspeção para as falhas F_1, F_2, F_3 e F_4 respectivamente.	61
Figura 29:	Sinal de saída resultante da inspeção para as falhas F_1, F_2, F_3 e F_4 respectivamente.	62
Figura 30:	Sinal de resposta para o sensor GMR AAL002-02 (NVE, 2016).	62
Figura 31:	Sinal de saída $V_\phi(t)$ para inspeção realizadas nas falhas F_1, F_2, F_3, F_4 respectivamente.	63
Figura 32:	Simulação do sistema de medição por correntes parasitas no COM-SOL.	64
Figura 33:	Comparativo da variação relativa da sensibilidade do sistemas.	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Características Estruturais do Corpo de Testes.	41
Tabela 2:	Características da Sonda de Inspeção (Bobina) utilizada no ECT.	41
Tabela 3:	Comparativo das estruturas candidatas a identificar o modelo do sistema.	51
Tabela 4:	Parâmetros da Função de Transferência $G(s)$	52
Tabela 5:	Parâmetros da Função de Transferência $G_{ECT}(s)$	53
Tabela 6:	Identificação dos parâmetros da função de transferência do sistema.	53
Tabela 7:	Comparação entre a variação dos parâmetros identificados com relação a não existência de falha.	57
Tabela 8:	Constante Indutiva de tempo (τ_L).	57
Tabela 9:	Comparação da variação normalizada de Z_{eq} e τ_L quando a sonda é movida da falha F_1 a F_0	59
Tabela 10:	Estimativa dos parâmetros desconhecidos do circuito equivalente de F_0 a F_4	65
Tabela 11:	Parâmetros da Função de Transferência $G_{ECT}(s)$	74
Tabela 12:	Parâmetros da Função de Transferência $G_{ECT}(s)$	75
Tabela 13:	Parâmetros da Função de Transferência $G_{ECT}(s)$	76

LISTA DE ABREVIATURAS

AC	Corrente Contínua
A/D	Analógico para Digital
AR	<i>Autoregressive</i>
ARMA	<i>Autoregressive Moving Average</i>
ARMAX	<i>Autoregressive Moving Average with Exogenous Inputs</i>
ARX	<i>Controlled Autoregressive</i>
BJ	<i>Box Jenkins</i>
D/A	Digital para Analógico
ECT	<i>Eddy Current Testing</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
GMR	<i>Giant Magnetoresistance</i>
LCR	<i>Indutance Capacitance and Resistance</i>
MA	<i>Moving Average</i>
MMQ	Método de Mínimos Quadrados
MSE	<i>Mean Square Error</i>
NDT	<i>Non Destructive Testing</i>
PEC	<i>Pulse Eddy Current Signal</i>
PRBS	<i>Pseudo-Random Binary Signal</i> (Sinal Binário Pseudo Aleatório)
SDRAM	<i>Synchronous Dynamic Random Access Memory</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

R_1	Resistência do circuito primário equivalente
L_1	Indutância do circuito primário equivalente
R_2	Resistência do circuito secundário equivalente
L_2	Indutância do circuito secundário equivalente
k	Coefficiente de acoplamento entre as bobinas
ω	Frequência angular
$G(s)$	Função de transferência
x	Eixo das abscissas
y	Eixo das ordenadas
μ	Permeabilidade magnética
σ_m	Condutividade elétrica
δ	Profundidade de penetração das correntes parasitas
f	Frequência de excitação da bobina
$v_s(t)$	Sinal de excitação da bobina
$i_1(t)$	Corrente elétrica do primário do circuito equivalente
$i_2(t)$	Corrente elétrica do secundário do circuito equivalente
M	Indutância Mútua
Z_0	Impedância refletida inicial
R_0	Resistência equivalente inicial
L_0	Indutância equivalente inicial
R_e	Parcela real da impedância
Im	Parcela imaginária da impedância
Z_c	Impedância total refletida do sistema corpo de prova e bobina
R_c	Resistência equivalente
L_c	Indutância equivalente
$u(t)$	Sinal de entrada

$y(t)$	Sinal de saída
$e(t)$	Sinal de erro
θ	Vetor de parâmetros da função de transferência
f_{sc}	Função escalar
Φ	Vetor de parâmetros identificado no MMQ
ξ	Vetor de erro usado no método de mínimos quadrados
J_{MMQ}	Função custo
L_n	Medidas da Largura da falha
P_n	Medidas da Profundidade da falha
C_n	Medidas do Comprimento do corpo de prova
N_v	Número de espiras da bobina
L_i	Diâmetro total da bobina
W_c	Diâmetro do fio de cobre
W_s	Seção circular do fio de cobre
R_f	Resistência do fio de cobre
L_R	Altura total da bobina
L_X	Distância entre bobina e corpo de testes
K_{p1}	Ganho unitário do condicionamento dos sinais
K_{p2}	Ganho ajustável do condicionamento dos sinais
f_{filter}	Frequência de corte do filtro para sensor GMR
b_1	Coefficiente da função de transferência
b_0	Coefficiente da função de transferência
a_1	Coefficiente da função de transferência
a_0	Coefficiente da função de transferência
τ_L	Constante de tempo indutiva
$x_1(t)$	Variável de estado da corrente primária
$x_2(t)$	Variável de estado da corrente secundária
σ	Variância
H	Função filtro do erro
\hat{y}	Sinal de saída estimado
V_n	Erro de predição
$\hat{\theta}$	Vetor de parâmetros estimados
F_1	Falha um do corpo de prova
F_2	Falha dois do corpo de prova

F_3	Falha três do corpo de prova
F_4	Falha quatro do corpo de prova
G_{F_1}	Função de transferência identificada para falha um do corpo de prova
G_{F_2}	Função de transferência identificada para falha dois do corpo de prova
G_{F_3}	Função de transferência identificada para falha três do corpo de prova
G_{F_4}	Função de transferência identificada para falha quatro do corpo de prova
n_e	Número de ensaios
$v_s(j\omega)$	Transformada de Fourier da entrada
$i_1(j\omega)$	Transformada de Fourier da corrente do primário
$i_2(j\omega)$	Transformada de Fourier da corrente do secundário
$Z_{eq}(j\omega)$	Transformada de Fourier da impedância equivalente refletida
$\Delta_{Z_{eq}}$	Variabilidade da impedância equivalente
Δ_{τ_L}	Variabilidade da constante de tempo indutiva
Z_{eqF0}	Impedância equivalente obtida para inspeção sem falha
Z_{eqF1}	Impedância equivalente obtida para inspeção na primeira falha
T_y	Amplitude do sinal do sensor GMR
T_x	Diferença de posição entre o limite máximo e mínimo do sinal GMR
ϕ_{T1}	Fluxo total produzido pela bobina
ϕ_{11}	Parcela de ϕ_{T1} não relacionada com o corpo de prova
ϕ_{12}	Parcela de ϕ_{T1} relacionada com o corpo de prova
ϕ_{21}	Parcela do fluxo total produzido pelo secundário
V_{Bobina}	Sinal de excitação da bobina na simulação do COMSOL
I_p	Corrente da bobina na simulação do COMSOL
$V_{in}(t)$	Sinal de excitação do sistema
$V_s(t)$	Sinal de excitação amplificado
$V_0(t)$	Sinal de tensão elétrica no resistor <i>shunt</i>
$V_\phi(t)$	Sinal de saída do sensor GMR
K_{p1}	Ganho do unitário
K_{p2}	Ganho do condicionamento sinal de corrente
K_{p3}	Ganho do condicionamento do sensor
\hat{R}_2	Resistência estimada do corpo de prova
\hat{L}_2	Indutância estimada do corpo de prova
\hat{M}	Indutância mútua estimada
\hat{k}	Coefficiente de acoplamento estimado

A_0 Amplitude do sinal seno de entrada
 B_0 Amplitude do sinal seno de saída
 ψ Ângulo de defasagem entre os sinais

1 INTRODUÇÃO

Considerado um dos tipos de ensaios não destrutivos (NDT), o método de medição por correntes parasitas é uma técnica antiga e amplamente utilizada na indústria, ela desempenha um papel importante tanto na avaliação da qualidade, quanto na inspeção de não conformidades em componentes estruturais. Somente na década de 1980, sua teoria foi difundida e compreendida pelos profissionais da área. Desde então, várias técnicas são utilizadas na realização destes ensaios, dentre as quais, estão os testes de fluxo magnético e ultrassom (JANOUSEK *et al.*, 2008). Este tipo de tecnologia é considerada uma das técnicas mais difundidas para inspecionar materiais condutores, visto que possui vantagens em aspectos como a detecção de falhas, desenvolvimento de equipamento portátil e a inspeção de formatos complexos de materiais condutores (RODRIGUEZ; VALLI, 2010).

Do inglês, *Eddy Current Testing* (ECT), o método baseia-se no processo de indução eletromagnética. Quando um material condutor disposto em forma de bobina é excitado por um sinal do tipo alternado (AC), gera-se dentro e em torno do mesmo um campo eletromagnético variável. Se outro condutor elétrico é aproximado a este campo variável, tem-se como resultado a geração das correntes de Foucault neste segundo condutor. A presença de não conformidades na estrutura do material aproximado à bobina causa modificações no padrão do fluxo das correntes parasitas e, conseqüentemente alterações são sentidas no campo magnético secundário do sistema (POSTOLACHE; RIBEIRO; RAMOS, 2011).

A alteração no caminho das correntes parasitas ou a variação na densidade de corrente, são características que podem ser medidas através de duas maneiras: medição por sonda indutiva (THEODOULIDIS, 2005) ou sensores de campo magnético (HAMIA *et al.*, 2010; DOGARU; SMITH, 2001). Para o método baseado na sonda indutiva, as não conformidades são detectadas por meio da medida da parte real e imaginária da impedância da bobina. Já para os sensores magnéticos, a mudança no perfil da densidade de fluxo magnético, ocasionadas pelas descontinuidades do material condutor, são monitoradas diretamente.

O sistema de medição por sonda indutiva pode ser descrito por meio de um circuito elétrico equivalente baseado em um transformador para caracterizar a interação entre sonda e o material condutor a ser examinado (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011). A bobina primária do transformador representa a sonda com resistência R_1 e indutância L_1 , já a parte do secundário representa o material sob teste com uma parte real R_2 e outra imaginária $j\omega L_2$. Para relacionar a distância entre a sonda e a superfície do material, o coeficiente k descreve o acoplamento existente entre as partes do circuito.

Métodos tradicionais que utilizam as informações fornecidas pela inspeção por

sonda indutiva tendem a serem unificados com as respostas fornecidas pelos sensores magnéticos do tipo GMR, Giant Magnetoresistors (BETTA; FERRIGNO; LARACCA, 2012; HAMIA *et al.*, 2010; CHEN *et al.*, 2014).

A motivação deste trabalho está concentrada em descrever o fenômeno das correntes parasitas monitorando um experimento. Este por sua vez é composto de uma bobina de inspeção e de um material alvo (corpo de testes), sendo também representado por um modelo de circuito elétrico equivalente. Ao identificar uma função de transferência que descreva o comportamento deste modelo de sistema, pode-se analisar a variação dos parâmetros dessa função e assim relacioná-los com o fenômeno físico.

1.1 Objetivo Geral

- Determinar uma função de transferência para um sistema de ensaios não destrutivos por correntes parasitas e avaliar os seus parâmetros frente a falhas induzidas na amostra de teste.

1.1.1 Objetivos Específicos

- Revisar o estado da arte em monitoramento por correntes parasitas;
- Aplicação de técnicas de identificação de sistemas para determinar os parâmetros da função de transferência que descrevem o fenômeno das correntes parasitas;
- Monitorar o comportamento dos parâmetros da função de transferência frente a falhas induzidas em uma amostra de testes e comparar com a variação da impedância refletida do sistema (forma tradicionalmente usada em ensaios por correntes parasitas);
- Obter uma estimativa dos parâmetros desconhecidos do circuito elétrico equivalente.

1.2 Estrutura da Dissertação

A continuação do trabalho é composta pela seguinte estruturação:

- no Capítulo 2 é apresentado uma breve revisão bibliográfica sobre o tema proposto, características específicas da medição por correntes parasitas, assim como o modelo de circuito elétrico equivalente e a teoria de identificação de sistemas necessária para a dissertação;
- no capítulo 3 é apresentada a metodologia experimental do trabalho, onde são abordados os materiais e métodos utilizados para identificar a função de transferência $G(s)$ e a medição do campo magnético através do sensor GMR;
- são apresentados os resultados e discussões obtidos dentro do contexto dos objetivos propostos neste trabalho no capítulo 4.

Para finalização deste documento são descritas no Capítulo 5 as conclusões gerais do trabalho, bem como, os respectivos trabalhos futuros a serem continuados.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Introdução

Este capítulo apresenta os conhecimentos teóricos básicos para medição de um sistema por correntes parasitas, os quais tem por objetivo simplificar o entendimento do conteúdo necessário para a compreensão do trabalho proposto nesta dissertação. Portanto, são abordados a seguir assuntos teóricos sobre a descrição da origem do método de medição por correntes parasitas, o modelo elétrico equivalente que será adotado para as futuras implementações, assim como, as respectivas equações que regem o comportamento do mesmo. Ao considerar que a identificação do sistema de medição por correntes parasitas é uma meta a ser alcançada pelo trabalho, além de obter uma estimativa dos parâmetros do circuito elétrico equivalente, é realizada uma revisão teórica sobre identificação de sistemas e métodos usados para estimação dos parâmetros desconhecidos.

A revisão teórica apresenta uma breve concepção da construção básica do equipamento, os tipos existentes de sonda e as possíveis formas construtivas de medição com sensor magnético.

2.2 Estado Atual da Tecnologia

As correntes parasitas são consideradas parte fundamental do método não destrutivo de inspeção (NDT), tendo sua origem com a descoberta da indução eletromagnética pelo inglês Michael Faraday em meados de 1831. Em 1879, a descoberta de mudanças nas propriedades de uma bobina quando constituída por núcleos de materiais com diferentes propriedades magnéticas, pelo pesquisador David Edward Hughes, gerou grandes contribuições ao método, ganhando impulsos práticos com a chegada da Segunda Guerra Mundial, especialmente em aeronaves e indústrias nucleares (HELLIER, 2001). Atualmente o fenômeno é amplamente difundido, porém algumas aplicações específicas em ensaios não invasivos requerem um estudo aprofundado e novas descobertas podem surgir como inovações ao modelo de medição.

Um modelo de circuito elétrico equivalente é proposto para descrever o comportamento físico do método. Em (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011; VYROUBAL, 2004; LI; JEONG; KOH, 2010), são adotados como modelo elétrico o circuito equivalente de um transformador. Em (GAO; PAN; LUO, 2010), é realizado um estudo experimental para detecção de falhas nas superfícies condutoras através do princípio das correntes parasitas. Ao isolar as partes real e imaginária da impedância refletida no primário do circuito equivalente, os autores concluíram que ainda não são caracterizados padrões de comportamento destes

parâmetros isolados com relação aos tipos de falhas.

Existem vários relatos na literatura que abordam a medição por correntes parasitas aliada a utilização de sensores para medição de campo magnético (HAMIA *et al.*, 2010; HAMIA; CORDIER; DOLABDJIAN, 2013). Dentre as possibilidades de implementação desta técnica, um conjunto em forma de matriz de sensores magnéticos (*array* de sensores) pode ser construída, o que aumenta a uniformidade e confiabilidade da medição (POSTOLACHE; RIBEIRO; RAMOS, 2012). Embora tenha-se uma estimativa visual da imagem, por exemplo, ainda não se tem informações precisas sobre o problema. Este trabalho trata o sistema por correntes parasitas através de um modelo de circuito elétrico equivalente, ou seja, através do mesmo será possível obter características específicas da medição.

Baseado no princípio das correntes de Foucault, um estudo sobre a espessura de peças metálicas é realizado por (WANG; LI; FENG, 2015b). Ao refletir a impedância do primário no circuito equivalente, o diferencial deste trabalho é uma avaliação específica do efeito que a distância entre sonda de inspeção e material alvo influenciam nos resultados. A literatura aborda esta distância pelo termo conhecido como *lift-off*, e atribui a este fator uma parcela considerável dos erros em ensaios de ECT (HELLIER, 2001).

Dentre os fatores de maior influência na medição, a frequência de excitação do sinal a ser aplicado no sistema tem importante relevância. Com a escolha certa do tipo de sinal, é possível não apenas detectar as fissuras mas também caracterizá-las. Estudos apresentam várias técnicas de processamento de sinal para este fim. Dentre as quais o método de correntes parasitas pulsadas (PEC) (KRAL *et al.*, 2011) e a técnica por excitação com sinal de frequência variável colheram resultados expressivos (WANG; LI; FENG, 2015a). A vantagem de utilizar um espectro aleatório de frequências está concentrado principalmente na detecção de falhas em estruturas de múltiplas camadas, onde a maioria dos equipamentos não consegue identificar futuros danos ou mesmo casos imediatos de corrosão (ROSADO; RAMOS; PIEDADE, 2014).

Uma avaliação tridimensional utilizando o método de elementos finitos (FEM) é realizada nos trabalhos de (HAMIA *et al.*, 2010; PEREIRA; CLARKE, 2015). Como o objetivo é validar teoricamente o tipo de resposta esperada do sistema, o método de medição adotado pelos pesquisadores foi o sensoriamento magnético através do sensor GMR, sendo que a simulação foi implementada por meio do *software* COMSOL (PRYOR, 2011). Com auxílio do programa é possível montar todo cenário de medição, e assim obter a performance de características essenciais ao sistema, como por exemplo a relação existente entre a variação da frequência de trabalho e a profundidade de penetração do material, além de uma avaliação do fluxo magnético teórico resultante. Considerado um fator positivo na contribuição de informações para o presente trabalho apresentado, esta ferramenta de simulação é utilizada com os mesmos princípios e objetivos.

Este trabalho apresenta uma proposta alternativa ao método de medição por correntes parasitas. Um circuito elétrico equivalente é utilizado para representar o sistema de medição. Métodos tradicionais utilizam apenas a reflexão de impedância para analisar os componentes do circuito, porém não distinguem todas as características do mesmo, uma vez que a reflexão não permite obter o valor dos componentes separados. Propõe-se uma abordagem diferenciada, ao equacionar o circuito e identificar sua função de transferência, espera-se obter resultados melhores

que os métodos tradicionais sobretudo com relação aos componentes desconhecidos do circuito equivalente.

2.3 Eddy Current Testing (ECT)

Basicamente a estrutura de medição é composta por um sonda de inspeção (bobina) e um material teste (corpo de prova), o qual é posto sob avaliação. Quando a bobina é excitada e aproximada do corpo de prova, são originadas as correntes parasitas. Portanto, o objetivo desta seção é descrever como são originadas as correntes de Foucault (parasitas), além de descrever o método clássico de detecção de falhas ou eventos por correntes parasitas.

2.3.1 Características das Correntes Parasitas

Um dos principais fundamentos para a origem das correntes de Foucault é o processo de indução eletromagnética (ALEXANDER; SADIKU, c2013). Este fenômeno magnético ocorre seguindo uma certa ordem, por exemplo, em um ensaio por correntes parasitas, um circuito primário tido pela bobina de teste, induz correntes de Foucault em um circuito secundário (material de prova). Quaisquer que sejam os fatores que afetem o fluxo de corrente no secundário, são obtidas alterações de amplitude tanto na tensão elétrica induzida quanto na reatância indutiva do sistema (HELLIER, 2001).

O método de inspeção que utiliza o princípio das correntes parasitas é afetado por uma série de características ligadas principalmente à dinâmica e ao fenômeno físico envolvido no processo. A Figura 1 ilustra o processo magnético onde são originadas as correntes parasitas. Um campo magnético é formado a partir da excitação e aproximação da bobina ao material de testes. O campo magnético formado induz as correntes parasitas no material. O *Lift-Off* é descrito no processo como a distância entre a sonda de inspeção e o corpo de prova.

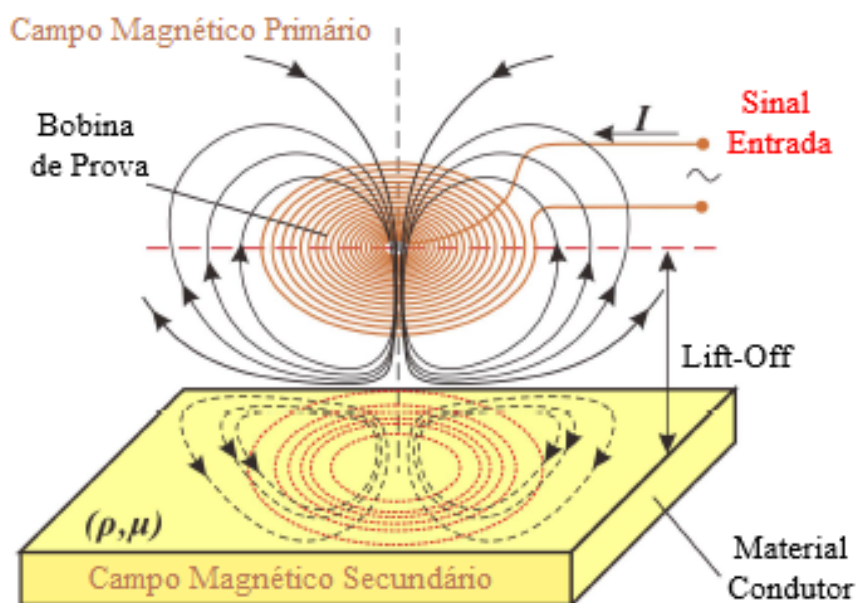


Figura 1: Processo da origem das correntes parasitas - Formação do Campo magnético primário e secundário. Fonte: (WANG; LI; FENG, 2015a).

Algumas características como condutividade (ρ), permeabilidade do material (μ) e fluxo magnético gerado acabam influenciando o desempenho da medição, uma vez que a formação das correntes de Foucault dependem diretamente tanto do material quanto da bobina (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011).

Dentro deste contexto, pode-se listar a seguir as principais características que envolvem a medição através das correntes de Foucault (HELLIER, 2001):

- o fluxo das correntes de Foucault flui somente em círculos fechados e concêntricos. Com relação aos trajetos de escoamento, são paralelos às espiras do enrolamento da bobina e perpendiculares ao eixo do campo no fluxo magnético;
- a orientação da bobina é outra característica fundamental do método, a qual orienta o padrão do fluxo magnético das correntes parasitas. A fim de otimizar os resultados, o posicionamento da bobina com relação ao material de teste pode ser controlado por meio da seleção adequada de projeto. Diferentes ângulos de aproximação são fixados a fim de diminuir as perdas causadas pelo *Lift-Off* (DOGARU; SMITH, 2001; JUN; WULIANG, 2010);
- as discontinuidades em um material metálico por exemplo, são detectáveis pelo método das correntes parasitas em proporção ao grau no qual o padrão do fluxo é afetado. Desta forma, uma discontinuidade é difícil de ser detectada quando a dimensão mais longa for paralela ao fluxo das correntes parasitas (Figura 2(a)). Algumas características específicas, como volumes menores e orientações diversas nas discontinuidades, são parte fundamental no projeto da bobina. As correntes parasitas possuem tendência de seguir sempre o caminho de menor resistência, caso em particular de discontinuidades superficiais, onde há maior concentração de fluxo magnético (HELLIER, 2001);
- correntes parasitas se comportam como fluidos compressíveis (HELLIER, 2001). Embora tenham trajetos de escoamento circulares, enquanto as correntes estão livres de materiais não condutores (exemplo prático é o limite da discontinuidade), os caminhos de escoamento serão distorcidos e comprimidos, de modo a acompanhar as modificações impostas ao seu fluxo natural (ver Figura 2(b)). A este comportamento das correntes de Foucault é dado o nome de efeito de borda, ou seja, ao se aproximar da extremidade de um material condutor, o caminho percorrido tende a seguir o formato geométrico do material;
- profundidade de penetração (δ), ou também chamada por profundidade de penetração padrão, é definida como a atenuação da densidade de corrente parasita (porção de elétrons ativos a uma determinada profundidade quando comparada com a superfície do material) por e , número de Euler (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011).

Pode-se equacionar a profundidade de penetração por meio de uma fórmula empírica, porém genérica e definida por (GAO; PAN; LUO, 2010; WANG; LI; FENG, 2015b):

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma_m}} \quad (1)$$

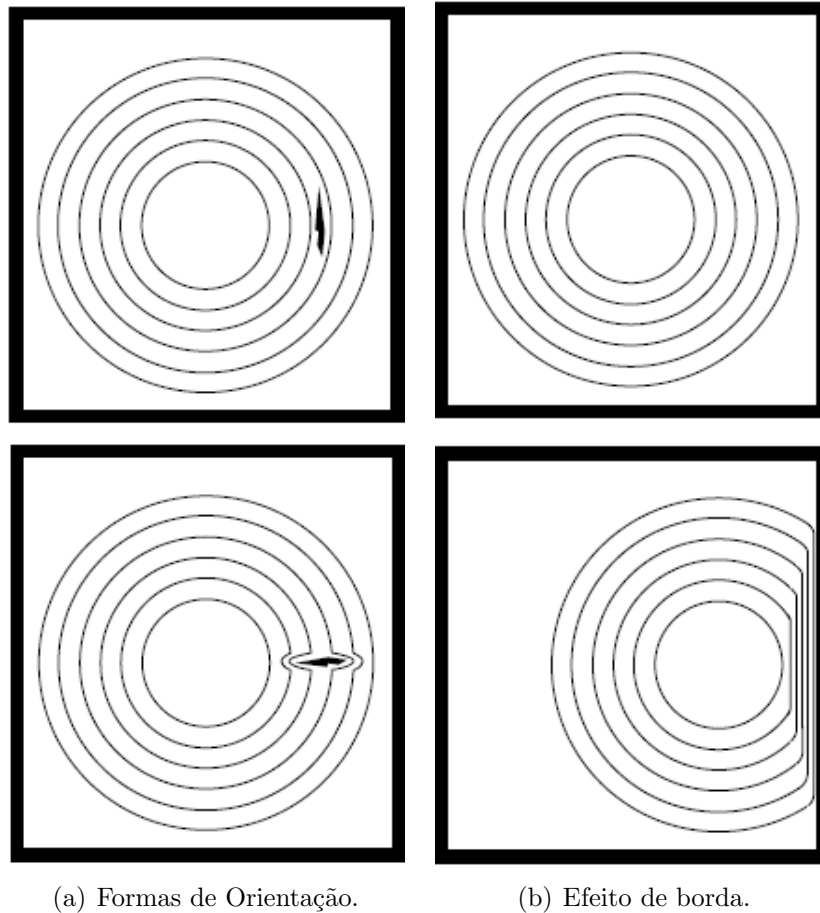


Figura 2: Características que afetam o desempenho do Eddy Current Testing. Fonte: (HELLIER, 2001)

onde: δ = Profundidade de penetração padrão [m], σ_m = Condutividade elétrica [$1/\Omega m$], f = Frequência de excitação da bobina [Hz] e μ = Permeabilidade magnética [H/m].

Para exemplificar a relação existente entre a densidade de corrente parasita gerada numa peça metálica, com a frequência de excitação da bobina, é apresentada na Figura 3 uma simulação foi realizada no *Software* COMSOL. Uma placa de material aço 1020 foi então simulada a fim de verificar e validar o comportamento das correntes de Foucault em função da frequência. A partir da imagem pode-se observar que a densidade de corrente parasita é maior na frequência de $f = 100$ Hz do que na de $f = 100$ kHz, portanto, quanto menor a faixa de frequência maior a densidade de corrente parasita formada. No ECT, falhas superficiais são detectáveis em altas frequências de excitação (3 kHz), enquanto que falhas profundas em baixas frequências, $f = 50$ Hz (WANG; LI; FENG, 2015a).

A extensão do campo magnético gerado pela bobina varia com o diâmetro da mesma, de modo que a densidade de corrente parasita está limitada aproximadamente ao diâmetro da bobina (HELLIER, 2001). De certa maneira, a medida que a profundidade de penetração aumenta, a atividade das correntes parasitas geradas sofre um efeito de retardo progressivo. Profundidade de penetração efetiva é a densidade mínima de corrente parasita necessária para desenvolver o fluxo secundário

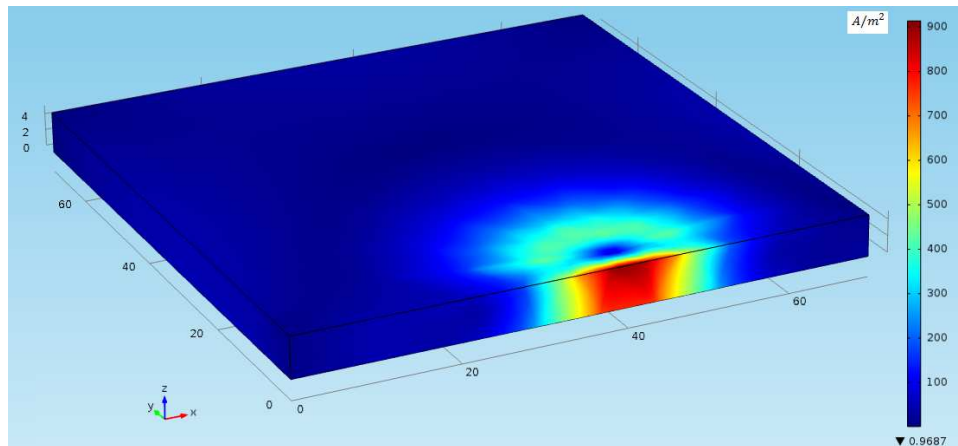
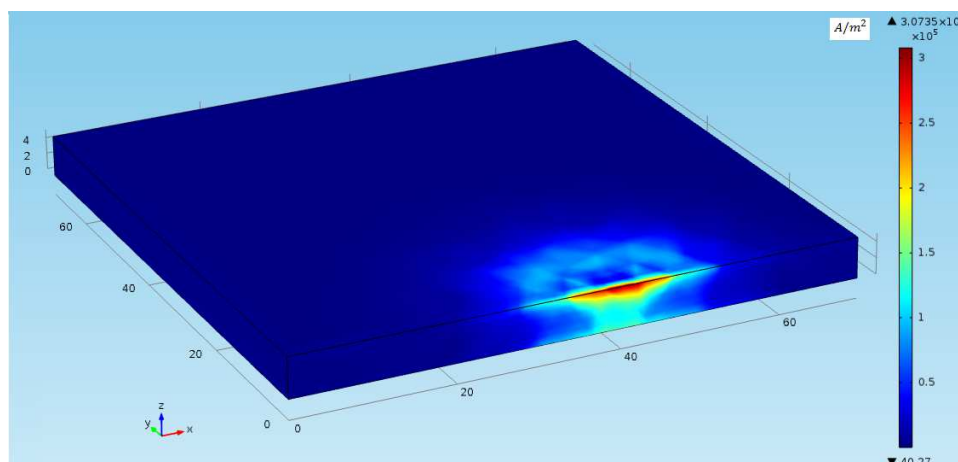
(a) Frequência $f = 100Hz$.(b) Frequência $f = 100kHz$.

Figura 3: Densidade das Correntes Parasitas numa placa metálica - Simulação no *Software* COMSOL Multiphysics.

suficiente que altere as características de impedância da bobina.

O projeto da bobina influencia na profundidade de penetração e na sensibilidade de medição (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011). No caso de discontinuidades superficiais menores, o campo eletromagnético formado deve ser suficiente para que seja alterado adequadamente pela discontinuidade. O *Lift-Off* relaciona a distância entre bobina e material de teste. Uma vez que a densidade de fluxo decresce exponencialmente com a distância da bobina, tem um impacto significativo na sensibilidade. Deste modo: quanto maior o acoplamento entre bobina e amostra de teste, maior será a densidade das correntes de Foucault e por consequência maior a sensibilidade da medição.

2.3.2 Sensores para Medição de Correntes Parasitas

Um ensaio de ECT baseia-se na aplicação de um campo magnético variável ao longo do tempo, o qual é gerado a partir da excitação de uma bobina situada acima de uma peça em análise (PORTO *et al.*, 2013). Este campo magnético é responsável por induzir as correntes parasitas na peça. Um campo magnético secundário é gerado devido às correntes de Foucault e pode ser medido utilizando bobinas de detecção ou sensores de campo magnético.

2.3.2.1 Sondas de Bobinas

Bobinas em formato circular são amplamente empregadas no método de medição por correntes parasitas. Deste modo duas configurações são apresentadas na sequência do trabalho, a configuração absoluta e as sondas de função separada (configuração diferencial).

A configuração de sondas em formato absoluto, ou também conhecida por sonda de dupla função, são assim denominadas por utilizarem a mesma bobina para gerar o fluxo das correntes parasitas no corpo de prova e para receber o campo magnético secundário gerado. Sondas de dupla função, quando comparadas a sondas diferenciais, detectam descontinuidades longas ou mesmo variações lentas de dimensão da falha, por exemplo. A principal característica negativa entre as duas configurações é que na diferencial existe uma elevação da sensibilidade quanto a variações de temperatura. A compensação de temperatura na configuração absoluta é realizada quando existe um enrolamento auxiliar de referência para inspecionar o material (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011). Na Figura 4 é apresentada uma sonda absoluta e um esboço de uma inspeção por correntes parasitas neste formato. Nota-se na imagem, que ao excitar a bobina com um sinal tipo senoide e ao passar a sonda pela falha encontrada na peça, o sinal é alterado devido as modificações no fluxo das correntes de Foucault.

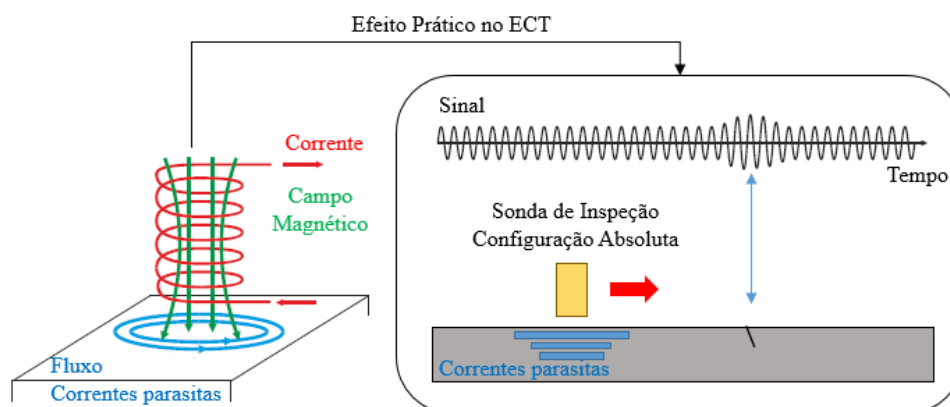


Figura 4: Configuração Sonda de Inspeção - Topologia Absoluta. Fonte: (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011)

Sondas com topologia diferencial são compostas por duas bobinas que comparam partes adjacentes do material inspecionado. Nesta configuração, os enrolamentos das bobinas são postos em direções opostas, a fim de igualar as tensões induzidas oriundas do campo magnético primário de excitação. No momento em que a tensão elétrica de saída da bobina diferencial é zero, significa que não existe descontinuidade no interior da sonda. A Figura 5 ilustra um caso experimental, no qual a configuração diferencial consegue detectar descontinuidades menores (HELLIER, 2001).

A otimização proposta por (XU; HUANG; ZHAO, 2010) apresenta a medição do gradiente do enrolamento das duas bobinas, utilizando topologia diferencial a fim de avaliar a largura de diferentes falhas em um ensaio com uma peça metálica. Através de testes em diversas falhas, encontram-se erros menores que 2% (PENG, 2012).

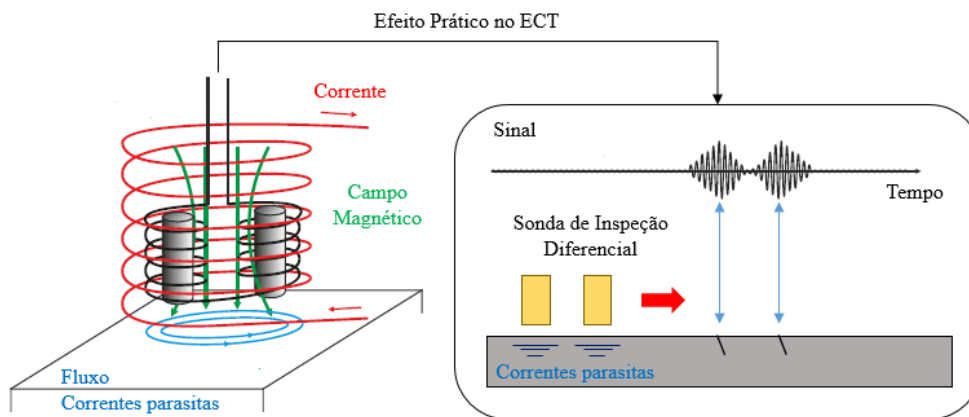


Figura 5: Configuração Sonda de Inspeção - Topologia Diferencial. Fonte: (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011)

2.3.2.2 Sensores para Medição de Campo Magnético

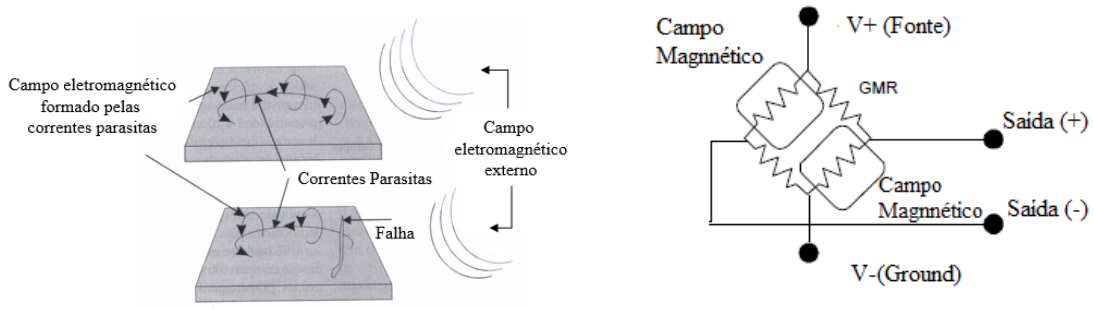
Sensores magnéticos são geralmente utilizados para medir indiretamente diversas grandezas, tais como deslocamento, corrente elétrica, velocidade, rotação, entre outras, que provoquem de algum modo, mudanças ou produzam um campo eletromagnético que é diretamente medido (BALBINOT; BRUSAMARELLO, c2011). A Figura 6(a) mostra um caso clássico da aplicação destes sensores. Ao considerar que as correntes parasitas são geradas pelo processo magnético entre a bobina e o corpo de testes, pode-se utilizar sensores de medição de campo magnético para obter informações do fenômeno, bem como mostrar um caminho alternativo para a inspeção.

Sensores de campo magnético exibem uma alteração linear na resistência elétrica sob a variação de campo magnético externo (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011). Dentre os sensores existentes, a seguir são abordados brevemente três categorias: os sensores GMR, os *Fluxgates* e por último, os sensores de efeito Hall.

O princípio de funcionamento do sensor GMR é formado com base nas propriedades do efeito físico de magnetorresistência, ou seja, a propriedade que materiais ferromagnéticos e não magnéticos apresentam a variação de resistência quando submetidos a um campo magnético externo (BALBINOT; BRUSAMARELLO, c2011). Caracterizados principalmente pela elevada sensibilidade a campos magnéticos, estabilidade de temperatura e baixo consumo de energia, os sensores GMR são amplamente utilizados em sistemas de medição por correntes parasitas. São projetados segundo a configuração de ponte de Wheatstone para fornecer compensação de temperatura 6(b), além de que estes dispositivos geram a mesma saída para campos magnéticos na direção positiva ou negativa ao longo do eixo de sensibilidade (saída unipolar).

Fluxgates consistem basicamente em um núcleo de material magnético, o qual é envolvido por uma bobina. Este sensor baseia-se em características não lineares de um núcleo de material ferromagnético, comportando-se como um sensor direcional que mede a componente de campo eletromagnético paralela ao eixo da bobina (BALBINOT; BRUSAMARELLO, c2011).

Sensores de efeito Hall são assim denominados porque baseiam-se na diferença de



(a) Configuração de um GMR em ponte (NVE, 2016). (b) Correntes induzidas na detecção de falhas numa superfície metálica.

Figura 6: Alteração do campo magnético provocado pela correntes induzidas e apresentação do sensor para medição de campo magnético.

potencial estabelecida entre duas bordas de um condutor, a chamada tensão de Hall. Esta tensão é originada a partir do desequilíbrio na força de Lorenz, provocado pelo campo eletromagnético. Desta forma, esse tipo de sensor também pode detectar o campo magnético das correntes de Foucault (HELLIER, 2001). No entanto, a utilização de sensores GMR's, representam uma alternativa para aplicações de inspeção em materiais metálicos (POSTOLACHE; RIBEIRO; RAMOS, 2011).

2.4 Circuito Elétrico Equivalente

Um circuito elétrico equivalente é utilizado para representar o sistema de medição por correntes parasitas. Compreender o circuito elétrico equivalente é de fundamental interesse para o desenvolvimento desta dissertação, portanto, na sequência da revisão teórica é apresentado o modelo de circuito escolhido.

Pode-se caracterizar a interação comportamental entre a bobina e o corpo de testes como um circuito elétrico equivalente semelhante a um transformador (PLACKO; DUFOUR, 1992; GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011).

Apresentado na Figura 7, o circuito do primário é representado por R_1 e L_1 , resistência e indutância da bobina respectivamente (valores conhecidos), e R_2 , L_2 no secundário elétrico, descritos como parâmetros que representam as características variantes do material posto sob avaliação (parâmetros desconhecidos).

A constante devido ao acoplamento magnético é representada por k , e a fonte do sinal de excitação escolhida é representada por v_s . Ao aplicar o sinal de excitação no sistema, o mesmo gera na malha primária do circuito uma corrente de valor conhecido i_1 , portanto a corrente do primário. Já a corrente do secundário i_2 é gerada a partir do campo magnético formado entre bobina e o corpo de testes, as já mencionadas correntes parasitas.

O circuito da Figura 7 pode ser representado pelo equivalente T do transformador (ALEXANDER; SADIKU, c2013). A Figura 8 ilustra a passagem para esta nova configuração de sistema.

A constante M é dada por (ALEXANDER; SADIKU, c2013):

$$M = k\sqrt{L_1L_2}, \quad (2)$$

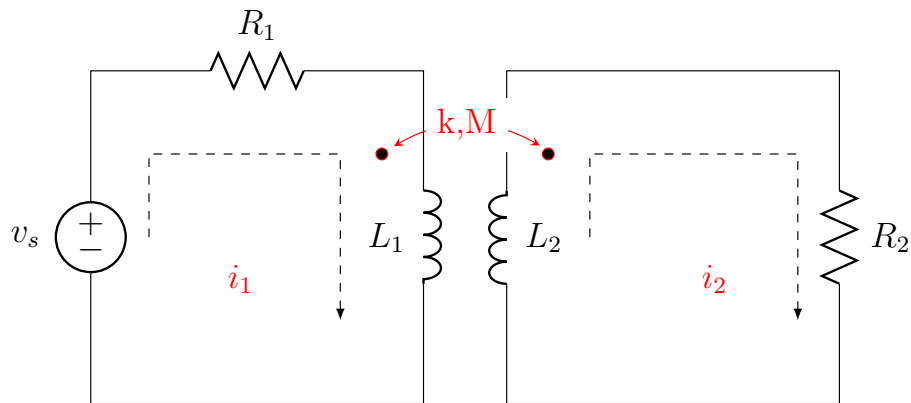


Figura 7: Representação Circuito Equivalente do Sistema.

e representa o fenômeno conhecido como indutância mútua quando dois indutores (ou neste caso bobinas) são aproximados. Sendo assim, o fluxo magnético causado pela corrente em uma bobina induz tensão elétrica na outra. Com relação ao coeficiente de acoplamento k , variando entre um valor de zero a um, este parâmetro descreve a relação de corrente entre os enrolamentos primário e secundário.

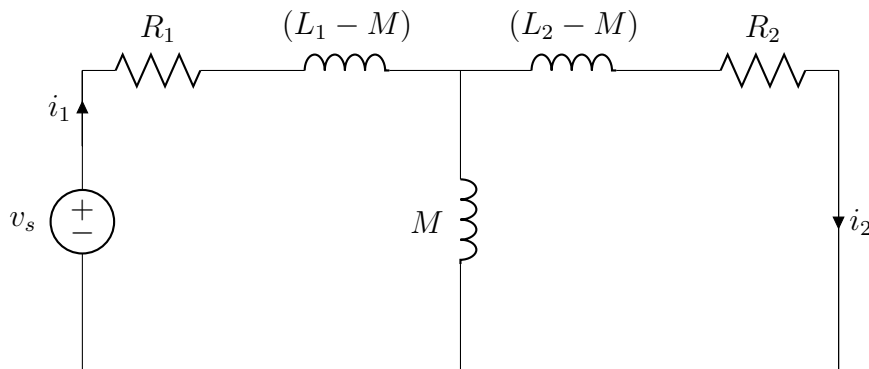


Figura 8: Circuito reduzido - Transformação tipo T do circuito elétrico equivalente do sistema.

2.4.1 Reflexão de Impedância

A maioria das referências encontradas na literatura sobre o método de medição através das correntes parasitas, utiliza a reflexão da impedância do circuito equivalente como forma de avaliar as características físicas e elétricas do corpo de prova, por exemplo (PLACKO; DUFOUR, 1992; DOGARU; SMITH, 2001). Deste modo, a seguir, é apresentado o equacionamento da impedância refletida da sonda de inspeção indutiva (bobina), quando a mesma interage com um corpo de prova. A Figura 9 ilustra o modelo de transformador adotado pela literatura e que servirá para a análise de reflexão de impedância.

Quando não existe material de teste sendo aproximado da bobina, sua impedância é um valor complexo dado por (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011):

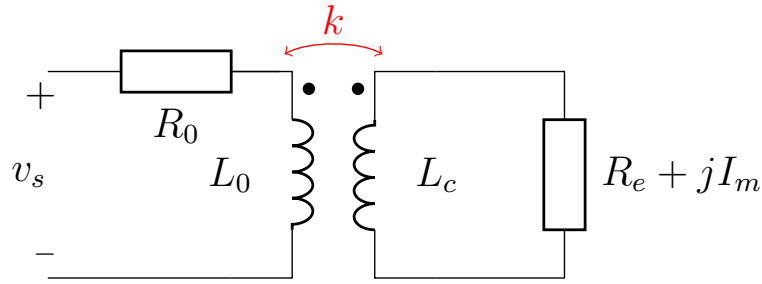


Figura 9: Circuito Equivalente - Reflexão de Impedâncias.

$$Z_0 = R_0 + j\omega L_0 \quad (3)$$

Na qual tem-se respectivamente a parte real e imaginária da impedância, portanto, a resistência e a indutância da bobina. Para a parte imaginária, $\omega = 2\pi f$, sendo f a frequência do sinal de excitação do sistema.

Quando um corpo de prova é aproximado da bobina energizada, as correntes de Foucault surgem na peça. Portanto, as mudanças ocorridas no fluxo das correntes parasitas devido às diferentes características e formatos do material de prova são sentidas na impedância equivalente refletida para o primário do circuito. A impedância equivalente total refletida para o primário do modelo transformador é descrita por (GAO; PAN; LUO, 2010; GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011; PORTO *et al.*, 2013):

$$Z_c = R_0 + jL_0\omega + \frac{k^2 L_0 L_1 \omega^2}{R_e + jL_1\omega + jI_m} \quad (4)$$

A indutância e resistência equivalentes refletidas para o primário, são derivadas a partir da Equação (4) obtendo-se (PORTO *et al.*, 2013):

$$L_c = L_0 - \frac{(\omega k)^2 L_0 L_1 (L_1 + I_m/\omega)}{R_e^2 + (\omega L_1 + I_m)^2} \quad (5)$$

$$R_c = R_0 - \frac{(\omega k)^2 L_0 L_1 R_e}{R_e^2 + (\omega L_1 + I_m)^2} \quad (6)$$

Pretende-se com esse trabalho apresentar uma proposta alternativa à análise da reflexão da impedância $Z_c = R_c + jL_c\omega$. A nova proposta é baseada na dedução e identificação do sistema de medição composto pela bobina de inspeção e de um corpo de teste, onde são geradas as correntes parasitas.

2.5 Identificação de Sistemas

Identificação é um procedimento que se propõe à obtenção de um modelo matemático do sistema a partir de dados de entrada e de saída coletados. Esse modelo deve explicar a relação de causa e efeito presente nos dados, considerando a finalidade do modelo. Idealmente, esse modelo deve ser válido para uma gama de diferentes sinais de entrada (AGUIRRE, 2007).

Basicamente a solução de um problema de identificação depende de três componentes (LJUNG, 1999):

1. conjunto de dados entrada e de saída, extraído de um sistema em operação;
2. estrutura de modelos candidatos;
3. método de estimação, o qual relaciona os dois itens citados anteriormente.

Para identificar o sistema de medição por correntes parasitas, a Figura 10 apresenta um diagrama de blocos simplificado e que contém os passos para realizar o processo de identificação de sistemas (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1989). Cada bloco do diagrama é disposto de modo a identificar um modelo que traduza o comportamento real do sistema.

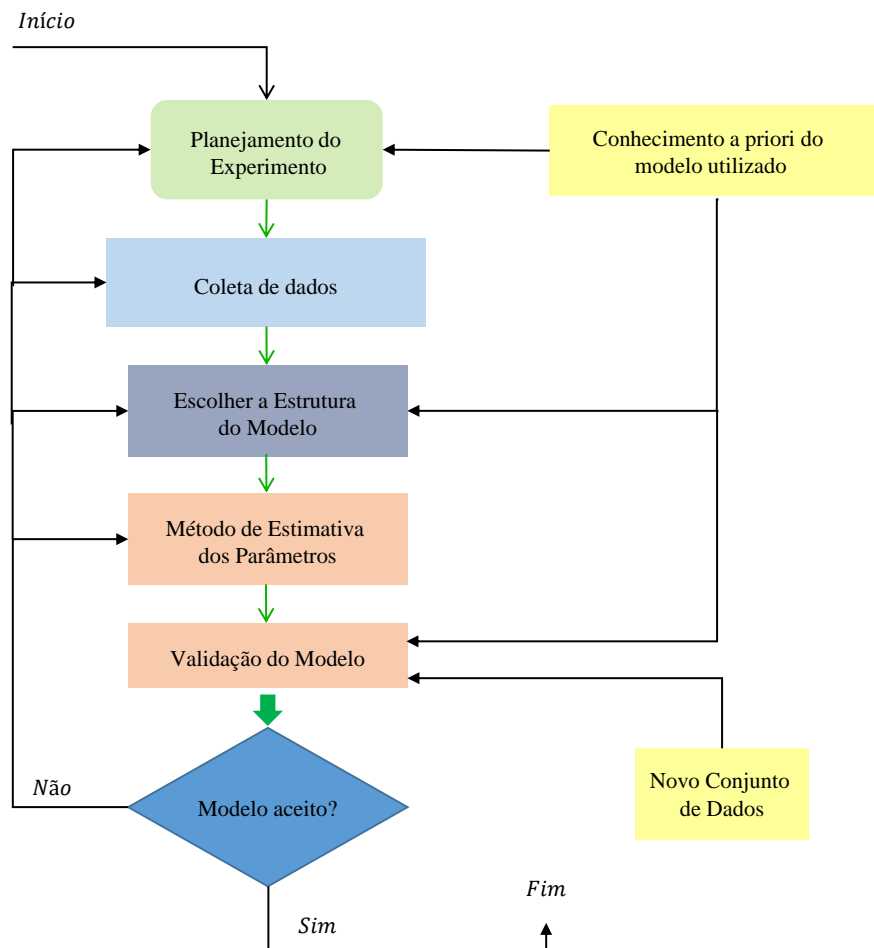


Figura 10: Metodologia Identificação de Sistemas. Fonte: (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1989)

A metodologia de identificação apresentada pelo diagrama inicia com o planejamento do experimento e a realização da coleta de dados, contudo, antes se faz necessária a escolha da classe do modelo. Na sequência é necessário escolher o método adequado para estimar os parâmetros desconhecidos do modelo (tais como os coeficientes na equação de diferenças). Por final, testar se o modelo obtido é uma

representação adequada do sistema, caso não seja, uma nova estrutura (mais complexa) deve ser considerada, além dos parâmetros estimados e avaliação de um novo modelo representativo. As subseções apresentadas na sequência têm como objetivo auxiliar na compreensão dos passos do diagrama de identificação apresentado.

Planejamento do experimento dentro de um processo de identificação consiste na escolha dos sinais a serem medidos ou manipulados, além de incluir alguns aspectos práticos tais como forma de condicionamento dos sinais antes de coletá-los. Quando foi decidido onde e o que medir, a próxima etapa é saber quando medir. Assim, na maioria das vezes os sinais são mostrados com um intervalo de amostragem constante. A escolha do tipo de sinal de entrada tem influência direta nos futuros dados observados. Os sinais de entrada são responsáveis por determinar o ponto operacional do sistema e os respectivos modos excitados durante o experimento (LJUNG, 1999).

Um conjunto de dados é suficientemente informativo se o mesmo possui a capacidade de distinção do modelo adequado entre dois quaisquer modelos dentro da mesma classe escolhida (CAMPESTRINI, 2010). Dentre os requisitos básicos do projeto de experimentos, é de fundamental importância a obtenção de dados que sejam suficientemente informativos. Assim, todos os modelos bem como todas as classes de modelos escolhidas, são respeitadas.

2.5.1 Sinais de Entrada para Identificação

O somatório de senóides é geralmente usado para identificar sistemas. Deste modo, pode-se descrevê-lo por:

$$u(t) = \sum_{k=1}^d a_k \cos(\omega_k t + \phi_k), \quad (7)$$

através da escolha adequada de d , a_k e w_k é possível aplicar a energia do sinal em determinadas frequências de interesse.

Diferentes sinais podem ser utilizados na identificação do sistema sendo que os mesmos devem ser escolhidos de acordo com as características do sistema e com a finalidade do modelo. Por excitar uma faixa maior de frequências, o PRBS é usualmente utilizado na identificação de sistemas.

A sequência randômica pseudo-aleatória (PRBS) é um sinal que transcorre entre dois níveis, além de ser um sinal periódico no tempo. Em geral, o período é escolhido de modo a ser de mesma ordem que o número de amostras do experimento, ou maior (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1989). Ao aplicar este sinal no sistema, o projetista deve escolher o período mínimo que intervalos de amostragem do qual a sequência deve deslocar-se.

Desta maneira o sinal pode ser gerado conforme a seguinte formulação (LJUNG, 1999):

$$u(t) = \text{res}(A(z)u(t), 2). \quad (8)$$

Expandindo para:

$$u(t) = \text{res}(a_1 u(t-1) + a_2 u(t-2) + \dots + a_n u(t-n), 2) \quad (9)$$

Onde divide-se o resíduo de $A(z)u(t)$ por 2, assim, o sinal de entrada assume valores entre 0 e 1. Ao considerar a Equação (9), pode-se observar duas caracterís-

ticas importantes: 2^n diferentes valores para o vetor de entradas e uma sequência periódica de máximo período $M = 2^N - 1$.

2.5.2 Escolha da Classe de Modelos

A escolha da classe de modelo exige do projetista uma combinação de conhecimentos prévios e empíricos com relação ao sistema e suas propriedades. Essa escolha pode ser definida por um conjunto de modelos, dos quais deve se obter a melhor representação do sistema identificado. Sabe-se que a representação do sistema de correntes parasitas encontrada na literatura é um circuito elétrico equivalente. É realizada a identificação caixa preta e desta forma a informação prévia deve ser considerada para escolher a classe do modelo a ser identificado.

Em geral, uma estrutura de modelo é um mapa parametrizado de entradas e saídas passadas, sendo assim, um vetor θ com dimensão finita é usado para parametrização deste mapa.

Dado o sistema a ser identificado linear e invariante no tempo, a representação usualmente utilizada para a estrutura do modelo é dada por (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1989):

$$y(t) = G(z, \theta)u(t) + H(z, \theta)e(t) \quad (10)$$

Em (10), $y(t)$ representa a saída no tempo, já $u(t)$ representa o sinal de entrada do sistema e $e(t)$ é uma sequência de variáveis aleatórias independentes. Além disso, tanto $G(z, \theta)$ quanto $H(z, \theta)$ são consideradas filtros finitos na maioria dos casos, de $(n_y | n_u)$ e $(n_y | n_y)$ dimensões respectivamente. O modelo geral apresentado em (10) também pode ser representado pela Figura 11.

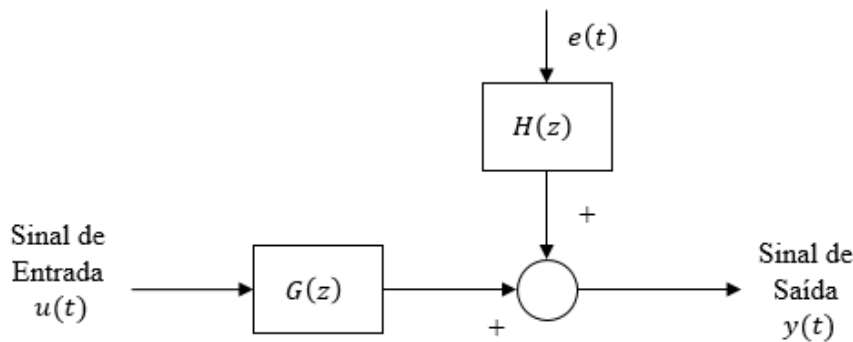


Figura 11: Representação do tipo de estrutura utilizada para identificação.

Os filtros $G(z, \theta)$ e $H(z, \theta)$ são funções do vetor de parâmetros θ , uma das maneiras de parametrizá-las em função de θ é a representação por funções racionais, colocando os coeficientes do vetor em termos de um numerador e denominador (LJUNG, 1999).

Sendo $y(t)$ e $u(t)$ sinais escalares e considerando o seguinte modelo de estrutura:

$$A(z)y(t) = B(z)u(t) + C(z)e(t) \quad (11)$$

Para esta parametrização tem-se que:

$$A(z, \theta) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{na} z^{-na} \quad (12a)$$

$$B(z, \theta) = 1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{nb} z^{-nb} \quad (12b)$$

$$C(z, \theta) = 1 + c_1 z^{-1} + \dots + c_{nc} z^{-ca} \quad (12c)$$

O vetor de parâmetros θ é dado por:

$$\theta = [a_1 \dots a_{na} \quad b_1 \dots b_{nb} \quad c_1 \dots c_{nc}]^T \quad (13)$$

Pode-se também representar (11) em termos de equações de diferenças, obtendo-se:

$$\begin{aligned} a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-na) + y(t) &= b_1 u(t-1) + \dots + b_{nb} u(t-nb) + u(t) \\ &+ e(t) + c_1 e(t-1) + \dots + c_{nc} e(t-nc) \end{aligned} \quad (14)$$

2.5.3 Tipos de Estruturas de Modelo

Existem diversas estruturas de modelos lineares adotadas na literatura de identificação de sistemas. A representação simples é dada por equações racionais, obtendo-se uma disposição dos coeficientes em termos de um numerador e denominador.

O modelo representado por (11) é conhecido como ARMAX (AGUIRRE, 2007). O prefixo ARMA deriva de *Autoregressive Moving Average*, ou então, média móvel auto regressiva para um sinal de entrada controlável $u(t)$. Observando o modelo geral de estrutura dado em (10), pode-se reescrever a estrutura de modelo apresentada em (11) como:

$$y(t) = \frac{B(z)}{A(z)} u(t) + \frac{C(z)}{A(z)} e(t) \quad (15)$$

Portanto no modelo de estrutura apresentado em (11):

$$G(z, \theta) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (16)$$

$$H(z, \theta) = \frac{C(z)}{A(z)} \quad (17)$$

Alguns casos importantes são derivados a partir de (11):

- O modelo (AR) *autoregressive* é obtido quando $nb = nc = 0$ e não existe sinal de entrada $u(t)$. Para este caso tem-se que:

$$A(z)y(t) = e(t) \quad (18)$$

Onde vetor de parâmetros θ é dado por:

$$\theta = [a_1 \dots a_{na}]^T \quad (19)$$

- Modelo média móvel (MA) *moving average* é obtido quando $na = nb = 0$:

$$y(t) = C(z)e(t) \quad (20)$$

Onde vetor de parâmetros θ é dado por:

$$\theta = [c_1 \dots c_{nc}]^T \quad (21)$$

- Para *autoregressive moving average* também conhecido como modelo (ARMA), é obtido quando $nb = 0$. Assim tem-se que:

$$A(z)y(t) = C(z)e(t) \quad (22)$$

Onde vetor de parâmetros θ é dado por:

$$\theta = [a_1 \dots a_{na} \quad c_1 \dots c_{nc}]^T \quad (23)$$

- Outro caso especial é o modelo (ARX) *controlled autoregressive*, obtido quando $nc = 0$. Sua principal vantagem com relação as demais é o fato de que o método de mínimos quadrados é utilizado para identificar os parâmetros do sistema (CAMPESTRINI, 2010).

Assim a estrutura deste modelo é definida por:

$$A(z)y(t) = B(z)u(t) + e(t) \quad (24)$$

Onde vetor de parâmetros θ é dado por:

$$\theta = [a_1 \dots a_{na} \quad b_1 \dots b_{nb}]^T \quad (25)$$

Tanto a estrutura ARX quanto ARMAX possuem em comum a descrição de suas funções de transferência ($G(z, \theta)$ e $H(z, \theta)$), o polinômio $A(z, \theta)$ nos seus denominadores. Por descrever a equação do erro em função da média móvel do ruído branco, pode-se dizer que a segunda estrutura de modelo possui maior flexibilidade com relação a primeira (CAMPESTRINI, 2010).

Pode-se modelar ainda a função de transferência $G(z, \theta)$ independentemente de $H(z, \theta)$.

Considerando novamente $y(t)$ e $u(t)$ sinais escalares da saída e da entrada do sistema respectivamente, uma nova estrutura conhecida como modelo Box-Jenkins (BJ) é definida por (AGUIRRE, 2007):

$$y(t) = \frac{B(z)}{F(z)}u(t) + \frac{C(z)}{D(z)}e(t) \quad (26)$$

Deste modo, a estrutura de modelo descrita por (26) permite definir as funções filtro $G(z, \theta)$ e $H(z, \theta)$ como:

$$G(z, \theta) = \frac{B(z)}{F(z)} \quad (27)$$

$$H(z, \theta) = \frac{C(z)}{D(z)} \quad (28)$$

Neste caso, o vetor de parâmetros θ é descrito por:

$$\theta = [b_1 \dots b_{nb} \quad f_1 \dots f_{nf} \quad c_1 \dots c_{nc} \quad d_1 \dots d_{nd}]^T \quad (29)$$

2.5.4 Método de Identificação dos Parâmetros

Embora existam diferentes métodos de estimação do parâmetro $\hat{\theta}$, neste trabalho é abordado somente o método conhecido por Minimização do Erro de Predição.

Seja o sistema real descrito pelo modelo paramétrico apresentado em (10) e com as funções G e H, sendo funções racionais descritas pelos polinômios $A(z)$, $B(z)$, $C(z)$, $D(z)$ e $F(z)$, o vetor de parâmetros $\theta \in \mathbb{R}$ é dado por:

$$\theta = [a_1 \dots a_{na} \quad b_1 \dots b_{nb} \quad c_1 \dots c_{nc} \quad d_1 \dots d_{nd} \quad f_1 \dots f_{nf}]^T \quad (30)$$

Na identificação de sistemas com critério quadrático, o objetivo é abordar o erro de predição através de sua minimização. Assim tem-se que o erro de predição é descrito por:

$$\varepsilon(t, \theta) = y(t) - \hat{y}(t, \theta) \quad (31)$$

Sendo o modelo (10) e com respeito ao vetor de parâmetros θ a predição frente ao modelo é dada como:

$$\hat{y}(t, \theta) = H^{-1}(z, \theta)G(z, \theta)u(t) + [1 - H^{-1}(z, \theta)]y(t) \quad (32)$$

Deste modo, o erro de predição é medido através de:

$$V_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \frac{1}{2} \varepsilon^2(t, \theta) \quad (33)$$

A estimativa $\hat{\theta}$ é definida pela minimização de (33) por:

$$\hat{\theta} = \arg \min V_N(\theta) \quad (34)$$

Existem varias abordagens relacionando o de erro de predição com os métodos de identificação dos parâmetros (SÖDERSTRÖM; STOICA, 1989). Em específico para este trabalho, é apresentado a seguir o caso da predição para um modelo ARMAX de primeira ordem.

Considerando em particular o modelo descrito por (14), pode-se dizer que:

$$G(z, \theta) = \frac{bz^{-1}}{1 + az^{-1}}, \quad H(z^{-1}, \theta) = \frac{1 + cz^{-1}}{1 + az^{-1}} \quad (35)$$

Substituindo (35) em (32) tem-se que a saída estimada é dada por:

$$\hat{y}(t, \theta) = \left[\left(\frac{1 + az^{-1}}{1 + cz^{-1}} \right) \left(\frac{bz^{-1}}{1 + az^{-1}} \right) \right] u(t) + \left[\left(1 - \frac{1 + az^{-1}}{1 + cz^{-1}} \right) \right] y(t) \quad (36)$$

Reescrevendo (36) obtêm-se:

$$\hat{y}(t,\theta) = \left(\frac{bz^{-1}}{1 + cz^{-1}} \right) u(t) + \left(\frac{(c-a)z^{-1}}{1 + cz^{-1}} \right) y(t) \quad (37)$$

2.6 Considerações Finais

Diferentemente das abordagens tradicionais encontradas na literatura para o método de medição ECT, este trabalho tem por finalidade apresentar uma nova proposta ligada a esse contexto. Ao escolher um circuito elétrico equivalente que represente o sistema de medição, o objetivo é descrever analiticamente e identificar o modelo sugerido.

Descrevendo o circuito equivalente em uma função de transferência que forneça a relação de causa efeito, pode-se estimar um modelo

$$G(z,\theta), \text{ onde } \theta = [a_1 \dots a_{na} \quad b_1 \dots b_{nb} \quad c_1 \dots c_{nc} \quad d_1 \dots d_{nd} \quad e_1 \dots e_{ne} \quad f_1 \dots f_{nf}]^T, \quad (38)$$

e representado pela relação dos componentes do circuito equivalente R_1, L_1, R_2, L_2 e M . Um experimento é proposto para avaliar essa nova abordagem e compará-la aos meios usuais de análise da medição por correntes parasitas. Expondo a sonda em diferentes situações de inspeção como por exemplo, falhas numa peça metálica, pode-se verificar as possíveis alterações na função de transferência.

3 METODOLOGIA EXPERIMENTAL

Neste capítulo é apresentada a metodologia utilizada no desenvolvimento do trabalho. Inicialmente é apresentada a banca experimental com as respectivas características da bobina e do corpo de testes. Na sequência são abordadas as etapas necessárias para prototipagem, coleta e processamento das informações.

3.1 Circuito Elétrico Equivalente

O sistema de medição por correntes parasitas pode ser descrito por um circuito elétrico equivalente semelhante a um transformador. A bobina primária (sonda de medição) é descrita pela resistência elétrica R_1 e indutância L_1 , com uma fonte de excitação $V_s(t)$. A bobina secundária representa a amostra para os testes, também modelada por uma resistência elétrica R_2 e uma indutância L_2 , conforme apresentado na Figura 12.

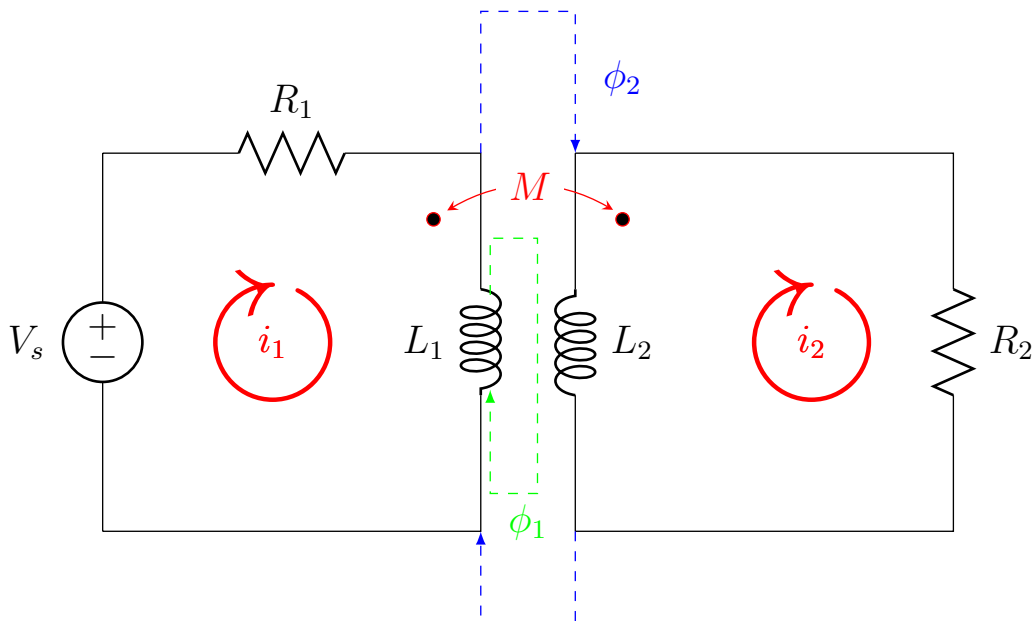


Figura 12: Circuito elétrico equivalente representando o sistema de medição por correntes parasitas bobina e corpo de prova.

O parâmetro M descreve a indutância mútua entre ambas as bobinas primária e secundária do modelo, que é influenciada por parâmetros geométricos bem como pela distância entre a sonda e o material sob teste. O fluxo magnético gerado pelas

correntes parasitas é acoplado com a bobina (auto-indutância L_1). A impedância refletida do lado do primário do modelo depende do fluxo electromagnético ligada à bobina secundária L_2 pelo coeficiente de acoplamento k , ou a indutância mútua M :

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (39)$$

Normalmente a medição por correntes parasitas utiliza a variação da impedância refletida do circuito equivalente, de forma a identificar características de materiais condutores postos sob inspeção. Como exemplo, condutividade e espessura dos materiais são geralmente estudadas (HAMIA *et al.*, 2010; GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011; POSTOLACHE; RIBEIRO; RAMOS, 2011; HAMIA; CORDIER; DOLABDJIAN, 2013; WANG; LI; FENG, 2015a).

As equações de malha do primário e secundário do circuito apresentado na Figura 12 são descritas respectivamente por:

$$V_s(t) = R_1i_1(t) + L_1\frac{di_1(t)}{dt} - M\frac{di_2(t)}{dt} \quad (40)$$

$$0 = R_2i_2(t) + L_2\frac{di_2(t)}{dt} - M\frac{di_1(t)}{dt} \quad (41)$$

Reescrevendo (40) e (41) em termos de equações de estado tem-se:

$$\dot{i}_1 = \frac{V_s(t)}{L_1} - \frac{R_1}{L_1}i_1(t) - \frac{M}{L_1} \left(-\frac{R_2}{L_2}i_2(t) - \frac{M}{L_2}\dot{i}_2(t) \right) \quad (42)$$

$$\dot{i}_2 = -\frac{R_2}{L_2}i_2(t) - \frac{M}{L_2} \left(\frac{V_s(t)}{L_1} - \frac{R_1}{L_1}i_1(t) - \frac{M}{L_1}\dot{i}_1(t) \right) \quad (43)$$

Com as respectivas equações de estado que regem o circuito equivalente, pode-se agora montar no formato matricial o sistema em função das variáveis de estado e do sinal de entrada aplicado:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_2R_1}{(L_1L_2-M^2)} & \frac{MR_2}{(L_1L_2-M^2)} \\ \frac{MR_1}{(L_1L_2-M^2)} & -\frac{L_1R_2}{(L_1L_2-M^2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_2}{(L_1L_2-M^2)} \\ \frac{-M}{(L_1L_2-M^2)} \end{bmatrix} V_s(t) \quad (44)$$

Deste modo, a função de transferência da admitância de entrada da bobina, no domínio de Laplace, é obtida como:

$$G(s) = \frac{i_1(s)}{V_s(s)} = \frac{b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0}, \quad (45)$$

onde os parâmetros são definidos da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{L_2}{L_1L_2 - M^2}, \\ b_0 &= \frac{R_2}{L_1L_2 - M^2}, \\ a_1 &= \frac{R_1L_2 + R_2L_1}{L_1L_2 - M^2}, \\ a_0 &= \frac{R_1R_2}{L_1L_2 - M^2}. \end{aligned}$$

A função de transferência $G(s)$ representa o inverso da impedância equivalente definida em (4). Assim, a resposta de frequência $s = j\omega$ de (45) deve ser igual ao inverso da impedância obtido a partir de (4).

O fator $\tau_L = L/R$ é denominado constante de tempo indutiva para um circuito RL (ALEXANDER; SADIKU, c2013). Nota-se que a contante de tempo indutiva τ_L pode ser determinada dividindo-se os coeficientes b_1 e b_0 da função de transferência $G(s)$, obtendo-se:

$$\tau_L = \frac{b_1}{b_0} = \frac{\frac{L_2}{L_1 L_2 - M^2}}{\frac{R_2}{L_1 L_2 - M^2}} = \frac{L_2}{R_2}. \quad (46)$$

Ou seja, τ_L (a qual caracteriza a superfície condutora em teste) pode ser obtida sem a necessidade de identificação de cada um dos parâmetros de circuito.

O fluxo magnético existente entre a bobina e o corpo de prova também é apresentado na Figura 12. A representação dos fluxos de campo magnético gerados quando aproxima-se a bobina do material de testes, é dada por:

- ϕ_{T1} é o fluxo total produzido pela bobina;
- ϕ_1 é a parcela de ϕ_{T1} não relacionada com o corpo de prova;
- ϕ_2 é a parcela de ϕ_{T1} relacionada com o corpo de prova.

O fluxo magnético total produzido pela bobina é descrito como uma soma de duas parcelas, $\phi_1(t)$ e $\phi_2(t)$ (BRUSAMARELLO *et al.*, 2012). O primeiro é obtido quando não existe aproximação do corpo de prova, já o segundo é relacionado ao fluxo mútuo entre as bobinas. Considerando que $\phi_{T1}(t)$ é o fluxo total da bobina quando aproximado o corpo de prova, o mesmo pode ser descrito por (BRUSAMARELLO *et al.*, 2012):

$$\phi_T(t) = \phi_1(t) + \phi_2(t), \quad (47)$$

A indutância mútua M é dependente da variação do fluxo $\phi_2(t)$ pela variação de corrente elétrica. Desta forma, pode-se obter uma estimativa da indutância mútua M como (PORTO *et al.*, 2015):

$$\hat{M} = \frac{d(\phi_2)}{d(i_1)} \approx \frac{\Delta\phi_2}{\Delta i_1}. \quad (48)$$

3.2 Materiais e Métodos

Este trabalho apresenta a identificação dos parâmetros do modelo elétrico equivalente de um sistema de monitoramento de ECT, considerando uma amostra (corpo de prova) com diferentes falhas. Duas situações são consideradas. Em primeiro lugar, um modelo (45) é estimado em cada falha, por aplicação de um sinal $V_s(t)$ como fonte de excitação para a sonda e monitorização de corrente $i_1(t)$. Assim, a partir desse modelo estimado, é encontrada a constante de tempo indutiva τ_L (46) para cada falha. As mesmas estimativas são realizadas considerando a superfície plana sem falhas, a fim de comparar os resultados.

O segundo resultado é obtido combinando a estimativa do modelo e a estimativa da indutância mútua \hat{M} , obtida a partir das medições dos fluxos magnéticos (48)

ou pela simulação em um *software* de elementos finitos (FEM). A unificação destas informações permite obter uma estimativa dos demais parâmetros desconhecidos do circuito \hat{R}_2 , \hat{L}_2 e \hat{k} .

3.2.1 Estrutura do Experimento - Bancada Experimental

Na sequência são descritas as características físicas e estruturais do protótipo utilizado nos ensaios experimentais.

A Figura 13 apresenta o protótipo montado para a medição por correntes parasitas. A sonda (bobina) e o corpo de prova padrão estão dispostos segundo o posicionamento mostrado pela imagem, faltando somente a descrição dos demais componentes, tais como: plataforma de aquisição e o condicionamento dos sinais a serem adquiridos. Inicialmente os testes são executados do forma estática, a sonda é posicionada manualmente de maneira a alinhar o centro da falha com o centro da bobina.

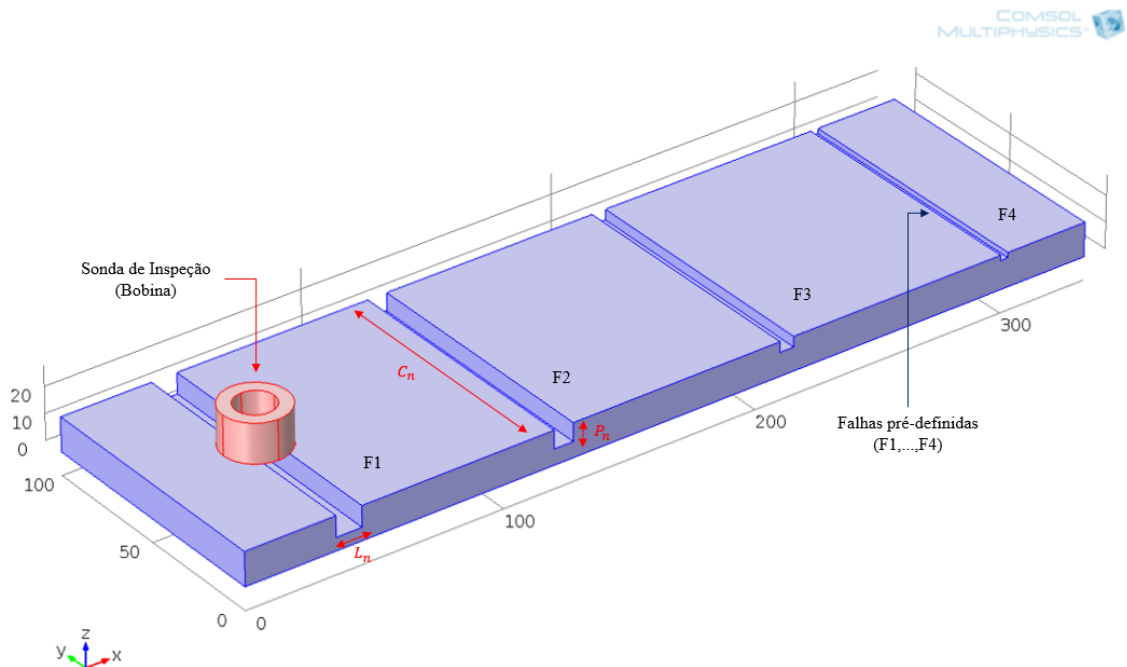


Figura 13: Protótipo do Sistema de Medição por correntes Parasitas.

A Tabela 1 apresenta as respectivas medidas relacionadas ao corpo de testes da Figura 13. As dimensões são dadas em (*mm*), sendo que foram selecionadas quatro faixas distintas de largura L_n e de profundidade P_n , o comprimento C_n permanece o mesmo para as quatro falhas. Tanto a geometria quanto as medidas das falhas estabelecidas com base nos trabalhos encontrados na literatura, porém como o trabalho irá utilizar-se de algo ainda não discutido no contexto do ECT (identificação deste sistema), as quatro falhas foram induzidas na peça alvo com medidas maiores que as convencionais (PORTO *et al.*, 2013; BETTA *et al.*, 2014).

O formato da bobina afeta diretamente a sensibilidade na detecção de descontinuidades (falhas) impostas ao teste. Sondas que circundam a peça alvo são geralmente utilizadas em estruturas tubulares ou em barras, uma vez que a sensibilidade às descontinuidades tornam-se paralelas ao eixo da tubulação (HELLIER, 2001).

Tabela 1: Características Estruturais do Corpo de Testes.

Descontinuidades (Falhas Pré-definidas)	Largura		Profundidade	
	L_1, L_2, L_3, L_4 [mm]		P_1, P_2, P_3, P_4 [mm]	
F1	9,45 \pm 0,1%		8,10 \pm 0,1%	
F2	7,75 \pm 0,1%		6,05 \pm 0,1%	
F3	5,95 \pm 0,1%		4,20 \pm 0,1%	
F4	3,10 \pm 0,1%		1,95 \pm 0,1%	
Placa de Ensaio	C_1 [mm]	C_2 [mm]	C_3 [mm]	C_4 [mm]
	10 \pm 0,1%	10 \pm 0,1%	10 \pm 0,1%	10 \pm 0,1%

Para a bobina utilizada neste trabalho o formato escolhido foi o circular. Como seu eixo é perpendicular à superfície de inspeção, seu núcleo pode ser constituído tanto de ar quanto com núcleo de ferrite (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011).

A Tabela 2 foi elaborada de modo a descrever as características da sonda de inspeção. O processo de fabricação da bobina foi realizado de forma manual com condutor de cobre AWG 21. Os valores de resistência e indutância da bobina foram medidos utilizando um equipamento conhecido como ponte elétrica de medição indutiva, capacitiva e resistiva Agilent LCR modelo U1731C (AGILENT, 2013). Esse equipamento possui respectivamente uma resolução de 0,01 Ω (escala de 200 Ω) de resistência elétrica, 0,01 μF (escala de 200 μF) de capacitância e 0,01 μH (escala de 200 μH) de indutância. Para as análises iniciais, não foi considerado o efeito provocado pela distância entre bobina e corpo de prova (efeito do *Lift-Off*), uma vez que esta distância é muito pequena pois os dispositivos encontram-se em contato.

Tabela 2: Características da Sonda de Inspeção (Bobina) utilizada no ECT.

Número de Espiras, N_v	450
Diâmetro Total da Bobina, L_i [mm]	25
Diâmetro Fio de Cobre, W_c [mm]	0,7230
Seção Circular do Fio de cobre, W_s [mm ²]	0,41
Resistência do Fio de Cobre, R_f [Ω /km]	41,46
Altura Total da Bobina, L_R [mm]	12,50
Resistência Total da Bobina, R_1 [Ω]	16,95
Indutância Total da Bobina, L_1 [Henry]	0,0056
Distância entre Sonda e Placa alvo, L_X [mm]	$\cong 0$

3.2.2 Configuração Experimental - Identificação e Medição de Campo Magnético

O diagrama de blocos utilizado para identificar a função de transferência do sistema é mostrado na Figura 14. Ao utilizar a plataforma de processamento e aquisição de sinais DSpace, pode-se aplicar qualquer tipo de sinal de tensão elétrica $V_{in}(t)$, a fim de excitar as frequências de interesse, e recolher os sinais de tensões resultantes, $V_o(t)$ e $V_\phi(T)$, os quais são usados para obter corrente $i_1(t)$ e $\phi_T(t)$ fluxo total.

O sinal de tensão gerado é amplificado pelo circuito denotado como Kp1 na Figura 15, que é modelada pelo ganho unitário $K_{p1} = 1$ apresentado na Figura 14. A corrente do primário $i_1(t)$ é estimada a partir de tensão $V_o(t)$, que é a tensão elétrica $V_r(t)$ medida em $R_s = 10 \text{ m}\Omega \pm 0,1\%$ (shunt) e amplificado pelo circuito denotado como Kp2 na Figura 15 e modelado com o ganho de $K_{p2} = 21,15$, representada no diagrama da Figura 14. O ganho do amplificador operacional é controlado pelo resistor $RG_1 = 23,50 \text{ }\Omega \pm 1\%$ (ANALOG, 2016).

Para os dados de entrada e saída, $V_{in}(t)$ e $V_o(t)$ respectivamente, pode-se obter as Equações (49):

$$V_s(t) = K_{p1} V_{in}(t) \text{ e } i_1(t) = \frac{1}{K_{p2} R_s} V_o(t), \quad (49)$$

os quais são sinais utilizados na estimativa de $\hat{G}(s)$.

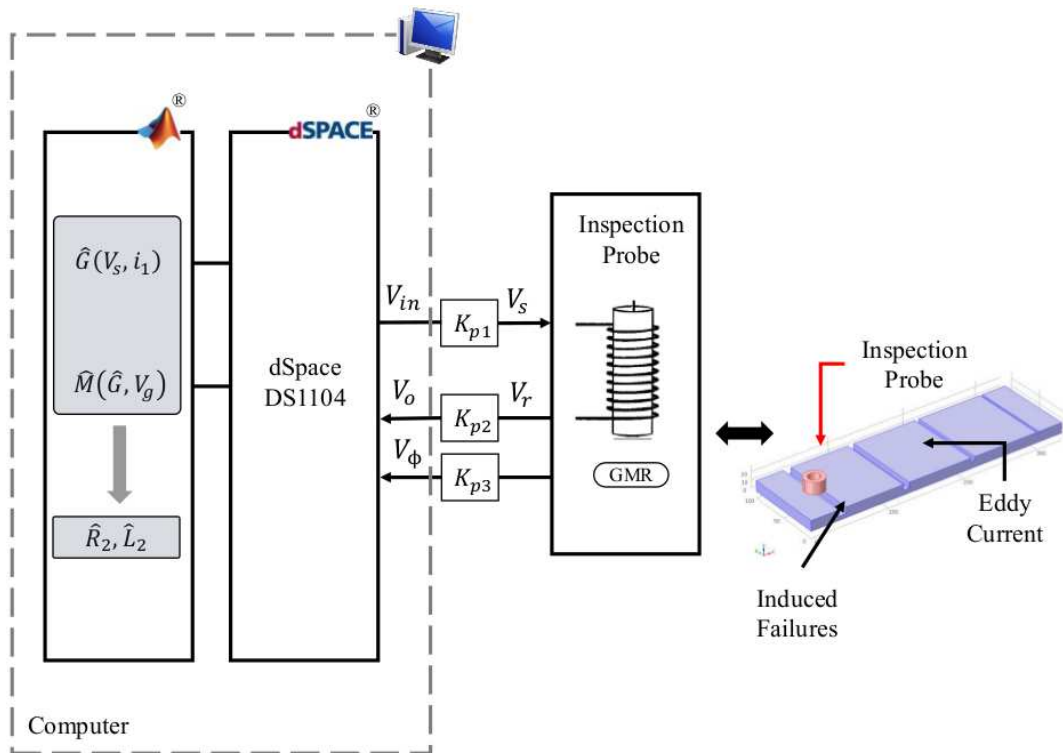


Figura 14: Diagrama em blocos para identificação do sistema por correntes parasitas.

Além da sonda indutiva, também foi utilizado um sensor magnético do tipo GMR (*Giant Magnetoresistance*). O sensor AAL002-02 utilizado contém quatro elementos GMR ligados em configuração de ponte de Wheatstone para fornecer um sinal de saída sensível a campos magnéticos na direção positiva ou negativa ao longo do eixo de sensibilidade. Suas principais características são baixo consumo de energia, estabilidade a temperatura e elevada sensibilidade (DOGARU; SMITH, 2001; POSTOLACHE; RIBEIRO; RAMOS, 2011).

Dentro deste contexto, o sensor de GMR é utilizado para medir o campo magnético total gerado na sonda. Na Figura 14 é apresentado o sensor AAL002-02 posicionado no eixo da bobina (sonda de inspeção). Esta disposição permite detectar o campo magnético gerado pelas correntes parasitas na superfície do material

condutor. Um imã permanente de neodímio é fixado junto a bobina, conforme sugerido pelo fabricante (NVE, 2016).

O circuito para condicionar o sinal do sensor GMR é apresentado na Figura 16. Basicamente o condicionamento é construído em duas etapas, a primeira é aumentar a sensibilidade através do amplificador de instrumentação INA125. O ganho $K_{p3} = 51$ é selecionado pelo resistor R_{G2} . A segunda etapa ajusta o offset através do amplificador OP07C e do pino V_{REF} (INA125), de maneira a deixar o sinal de saída $V_{ina} = 0$ V quando o sensor encontra-se em repouso sobre o material condutor.

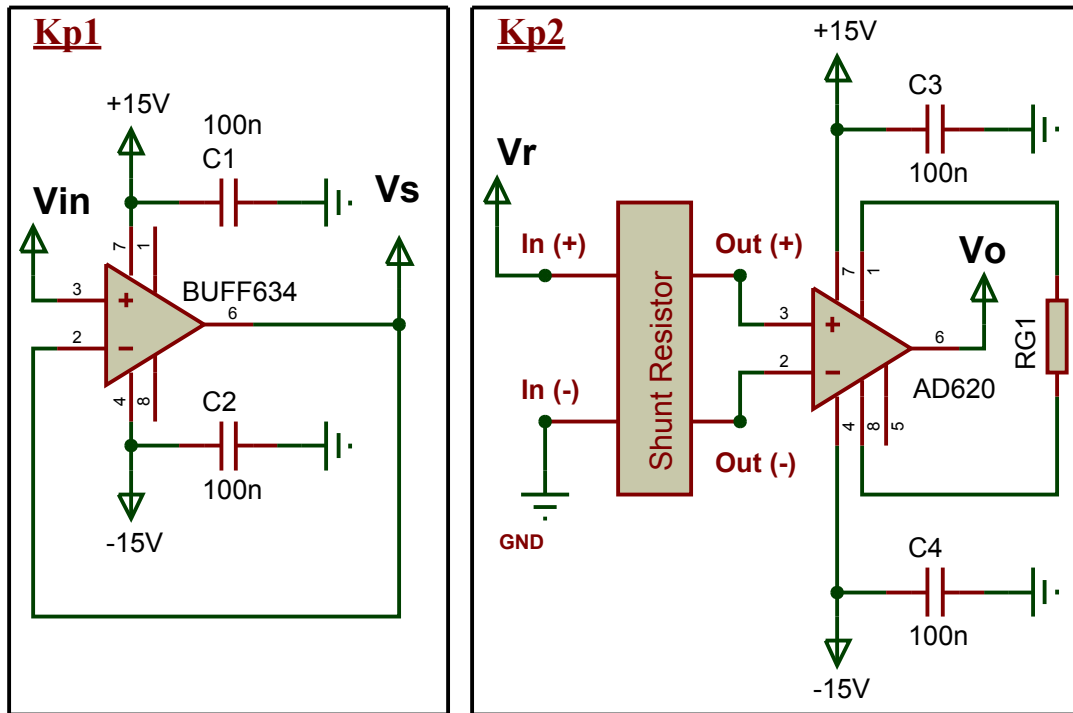


Figura 15: Esquemático do circuito elétrico do condicionamento do sinal para excitação da bobina e medição da corrente.

A relação de $V_{ina}(t)$ e o sinal de saída do sensor é dada por:

$$V_{\phi}(t) = \frac{1}{K_{p3}} V_{ina}(t) \quad (50)$$

A partir do sinal de $V_{\phi}(t)$, uma relação de transformação é estimada com base na função de resposta do sensor GMR AAL002-02 (mV/Oe). Um filtro de segunda ordem do tipo Butterworth passa-baixas (frequência de corte $f_{filter} = 40$ Hz), realiza a etapa de filtragem do sinal $V_{\phi}(t)$ antes da aquisição pela placa dSpace. A frequência de corte do filtro foi estabelecida com base na pesquisa bibliográfica sobre medição ECT utilizando sensores magnéticos GMR (DOGARU; SMITH, 2001; POSTOLACHE; RIBEIRO; RAMOS, 2011, 2012; PORTO *et al.*, 2013; BETTA *et al.*, 2014).

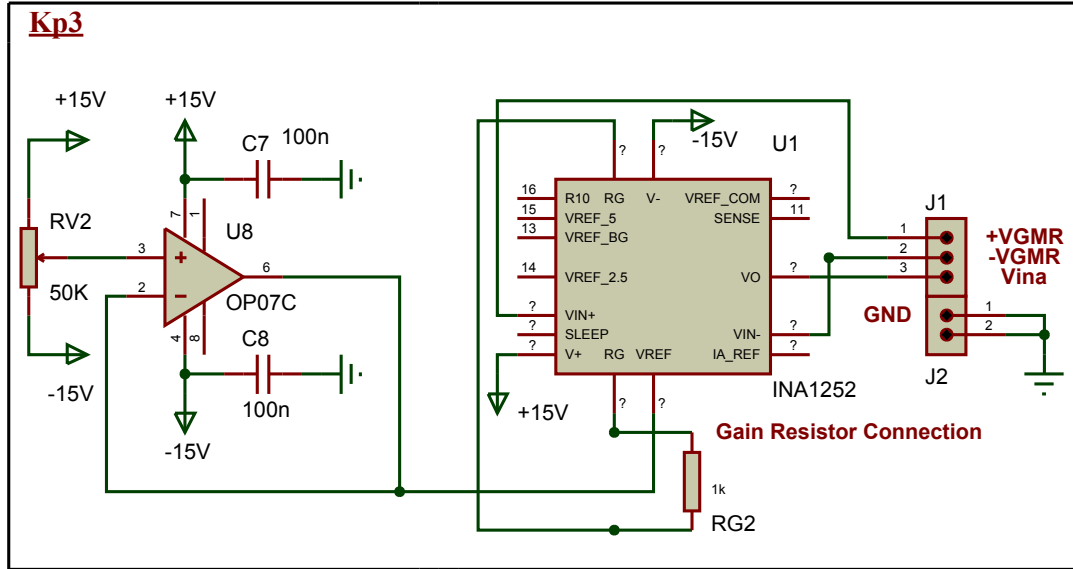


Figura 16: Esquemático do circuito elétrico para condicionar o sinal do sensor de campo magnético GMR AAL002-02.

3.3 Identificação de $G(s)$

Ferramentas de identificação de sistemas podem ser utilizadas para caracterizar o sistema de medição por correntes parasitas apresentado anteriormente. Uma vez que o modelo de função de transferência da Equação (45) é uma função dos parâmetros da amostra de teste (M , L_2 e R_2), espera-se do experimento que diferentes falhas produzam variações nos parâmetros do modelo. A fim de identificar este sistema, aplica-se um sinal de tensão $V_s(t)$ em frequências que permitam o fluxo das correntes parasitas tomarem caminhos alternativos. Uma gama usual para estas frequências encontra-se entre 100 Hz até 3500 Hz (PLACKO; DUFOUR, 1992).

Escolhendo uma amostra suficientemente informativa ¹ do sinal $V_s(t)$, e amostrando os sinais $V_s(t)$ e $i_1(t)$ a uma taxa adequada para satisfazer o teorema da amostragem de Nyquist, um modelo discreto $G(z, \theta)$ pode ser identificado através da identificação do erro de predição. A classe de modelo escolhido para ser identificada é dada por:

$$V_s(k, \theta) = G(z, \theta)i_1(k) + H(z, \theta)e(k),$$

onde $k = Tt$, sendo que T é o período de amostragem, $G(z, \theta)$ é a função de transferência no processo de tempo discreto, $H(z, \theta)$ é o filtro de ruído e $e(k)$ é o ruído branco com média zero e variância σ_e^2 (LJUNG, 1999). Considerando uma frequência de amostragem $f_s = 50$ kHz, o período de amostragem é 0,00002 s. A Equação (45) é uma função de segunda ordem, o modelo de processo em tempo discreto de ser identificado é dado por:

$$G(z, \theta) = \frac{\theta_1 z + \theta_2}{z^2 + \theta_3 z + \theta_4}. \quad (51)$$

Um modelo de ruído pode ser escolhido para minimizar a variância da estimativa (LJUNG, 1999). A partir da estimativa de $G(z, \hat{\theta})$, pode-se encontrar uma estimativa

¹Um sinal é chamado suficientemente informativo de ordem n se o mesmo contém pelo menos $\frac{n}{2}$ frequências diferentes, distintas de zero.

de $G(s)$:

$$\hat{G}(s) = \frac{\hat{b}_1 s + \hat{b}_0}{s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0}$$

usando a conversão do retentor de ordem zero (ZOH). Com escolhas adequadas de frequência de amostragem e com o modelo discreto do sistema de medição por correntes parasitas, ver Equação (51), os parâmetros de $\hat{G}(s)$ são devidamente estimados a partir da conversão de ordem zero (KOLLAR; FRANKLIN; PINTELON, 1996; OBREGÓN-PULIDO; NUÑO; MORA, 2010).

No entanto, mesmo ao estimar os quatro parâmetros da função de transferência contínua, ainda não é possível obter uma estimativa para os parâmetros desconhecidos do circuito equivalente M , L_2 e R_2 , devido à relação não linear entre eles. No entanto a estimativa para a constante de tempo indutiva τ_L é obtida e, portanto, pode ser utilizada para caracterizar cada falha presente no corpo de testes.

Inicialmente são realizados alguns testes com objetivo de analisar as diferentes estruturas candidatas do modelo para identificação do sistema. Portanto, conforme a representação geral para estrutura do modelo dada em (10) as três estruturas escolhidas são: ARX (24), ARMAX (11) e BJ (26), respectivamente.

Na sequência do trabalho é realizado um comparativo entre as estruturas mencionadas a fim de selecionar a estrutura que será utilizada na identificação do modelo. A comparação é realizada através da ferramenta disponível no Matlab *System Identification Toolbox*, sendo que critérios escolhidos para a avaliação são: Fit, MSE (*mean square error*) e o tempo de identificação.

3.3.1 Validação do Modelo Identificado

Para validação do modelo identificado foi realizado um número de 50 ensaios para cada falha presente no corpo de prova. Esta quantidade de medidas foi estabelecida empiricamente a fim de se analisar a repetibilidade dos dados, assim como o ruído de medição e a variação de cada parâmetro identificado perante a presença de uma falha no corpo de testes. Como o posicionamento dos dispositivos bobina e corpo de testes afetam a identificação da função de transferência, assumiu-se por padrão, posicionar o centro da bobina alinhado ao centro da falha.

Para padronizar a coleta de dados foi elaborado o digrama de blocos apresentado na Figura 17. Uma sequência de passos é estabelecida para cada ensaio realizado. Inicialmente os ensaios são feitos de maneira estática, ou seja, neste caso a sonda de inspeção é posicionada no centro da falha F_n , com n sendo o número da falha. Na sequência os dados de entrada e saída são adquiridos pela placa dSpace DS1104, sendo posteriormente identificada a função de transferência por meio de um algoritmo de identificação.

Ao escolher a estrutura do modelo e o método de identificação do vetor de parâmetros θ , a função de transferência $G(z, \theta)$ do sistema de medição por correntes parasitas é identificada. Observando o comportamento dos parâmetros estimados, espera-se obter nos resultados experimentais alterações dos mesmos com relação a presença ou não de uma falha no corpo de testes.

3.3.2 Comparação entre os modelos Z_{eq} e $G(s)$

Como já foi mencionado na seção 3.1, o método usual da inspeção de superfícies condutoras por correntes de Foucault avalia a variação da impedância refletida

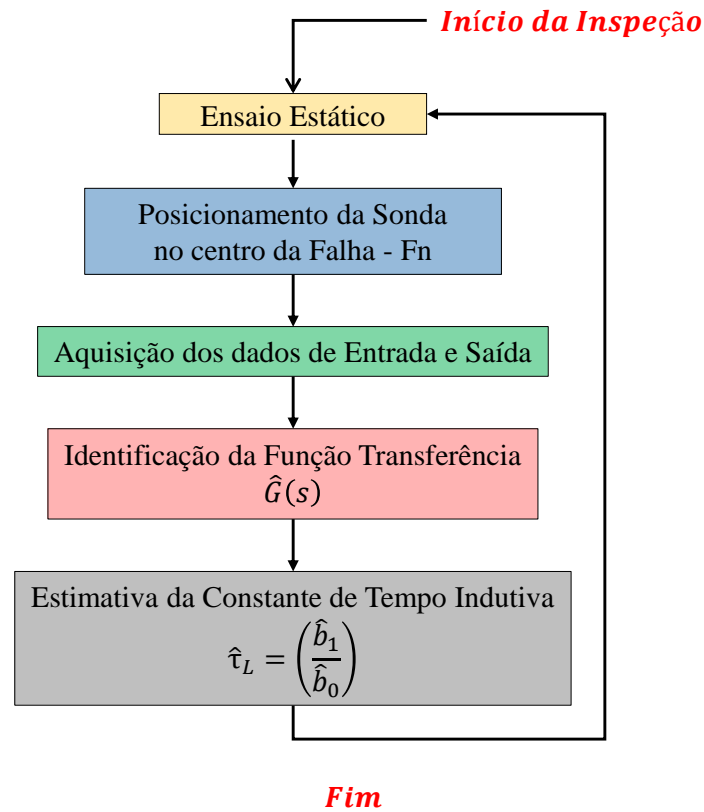


Figura 17: Representação em blocos dos passos necessários para o ensaios experimentais de identificação.

do circuito da sonda. Por outro lado, o método proposto consiste em identificar a função de transferência da admitância e avaliar a constante de tempo indutiva τ_L . Em ambos os casos, as expressões algébricas entre quantidades estimadas e parâmetros desconhecidos que se espera que variem de acordo com as falhas induzidas na amostra. Assim, ambas as abordagens podem ser comparadas por análise da sua sensibilidade à variação das estimativas que caracterizam as falhas. Isto é feito através do cálculo de derivadas parciais das estimativas com respeito a R_2 e L_2 .

Por meio das derivadas parciais de (4), pode-se avaliar a sensibilidade da impedância refletida às variações de resistência e indutância do circuito equivalente. Respectivamente calculadas por:

$$\frac{\partial Z_{eq}}{\partial R_2} = -\frac{(\omega M)^2 [R_2^2 - (\omega L_2)^2]}{[R_2^2 + (\omega L_2)^2]^2} + j \frac{2\omega^3 R_2 L_2 M^2}{[R_2^2 + (\omega L_2)^2]^2}, \quad (52)$$

$$\frac{\partial Z_{eq}}{\partial L_2} = -\frac{2\omega^4 R_2 L_2 M^2}{[R_2^2 + (\omega L_2)^2]^2} - j \frac{\omega(\omega M)^2 [R_2^2 - (\omega L_2)^2]}{[R_2^2 + (\omega L_2)^2]^2}. \quad (53)$$

Analogamente, a sensibilidade da constante de tempo indutiva do sistema τ_L dada pela derivada parcial de (46) para as mesmas variações dos componentes R_2 e

L_2 , respectivamente são calculados por

$$\frac{\partial \tau_L}{\partial R_2} = -\frac{L_2}{R_2^2}, \quad (54)$$

$$\frac{\partial \tau_L}{\partial L_2} = \frac{1}{R_2}. \quad (55)$$

3.4 Estimativa dos Parâmetros do Circuito

Os parâmetros desconhecidos do circuito equivalente da Figura 12 são o fator de acoplamento k (e, portanto, a indutância mútua M), a indutância L_2 e a resistência R_2 , enquanto que a indutância e resistência L_1 e R_1 já são conhecidas da bobina de inspeção.

Ainda não é possível estimar os parâmetros desconhecidos usando somente as informações obtidas com a função de transferência $\hat{G}(s)$. Isso se deve ao fato da relação não linear entre os parâmetros do circuito equivalente. No entanto, utilizando-se também as informações de campo magnético contidas num ensaio de ECT, espera-se obter uma estimativa para os valores de R_2 e L_2 . Quando o sensor magnético do tipo GMR é posicionado sobre uma falha, ela gera uma tensão diferencial, que está diretamente relacionada com o campo magnético. Em uma região elétrica linear de operação, esta relação pode ser calculada a partir das curvas de resposta apresentadas pelo sensor (NVE, 2016). Deste modo tem-se que

$$C(t) = aV_\phi(t) + b, \quad (56)$$

onde $V_\phi(t)$ é o sinal de saída do GMR, sendo que a e b são as constantes da reta que representam a resposta do sensor na faixa linear de operação, conforme o fabricante (NVE, 2016). Além disso, o fluxo magnético é o produto do campo magnético perpendicular a área de penetração

$$\phi_T(t) = AC(t) \text{ e } A = \mu_0 \lambda S_p, \quad (57)$$

onde μ_0 é a permeabilidade do vácuo (Wb/Am), λ a constante de conversão de unidade (Oe) para (A/m) e S_p a área (m^2) da superfície da bobina.

Desta maneira, (56) e (57) fornecem uma estimativa do fluxo magnético total [Wb] baseado na medida do sinal de tensão $V_\phi(t)$ como

$$\phi_T(t) = A(aV_\phi(t) + b). \quad (58)$$

Para estimar indutância mútua M , é necessário uma estimativa do fluxo magnético $\phi_2(t)$ e da corrente medida $i_1(t)$. De acordo com (47), fluxo total é a soma dos fluxos disperso e acoplado do sistema. Quando não existe qualquer material sendo aproximado, a corrente equivalente (representando as correntes de Foucault) $i_2(t) = 0$ e o fluxo total medido pelo sensor é $\phi_1(t)$. Esta situação pode ser aproximada pelo comportamento de deslocar o material de testes, mantendo-o longe da sonda de inspeção. Assim, o fluxo magnético produzido pela sonda ligada a L_2 quando o corpo de prova aproximado da sonda, pode ser estimado em

$$\hat{\phi}_2(t) = \phi_T(t) - \phi_1(t), \quad (59)$$

e \hat{M} pode ser estimada com base na relação apresentada em (48). Além disso, utilizando a estimativa da indutância mútua \hat{M} , a resistência R_2 e indutância L_2 do

material de testes podem ser obtidas pelas equações algébricas apresentadas pelos parâmetros da função de transferência. Utilizando \hat{b}_1 tem-se que

$$\hat{L}_2 = \frac{\hat{M}^2 \hat{b}_1}{L_1 \hat{b}_1 - 1}, \quad (60)$$

e para \hat{b}_0 e \hat{L}_2 obtêm-se a estimativa

$$\hat{R}_2 = \hat{b}_0(L_1 \hat{L}_2 - \hat{M}^2). \quad (61)$$

Finalmente, com as estimativas de \hat{M} e \hat{L}_2 , pode-se obter uma estimativa para o coeficiente de acoplamento com

$$\hat{k} = \frac{\hat{M}}{\sqrt{L_1 \hat{L}_2}}. \quad (62)$$

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais. Primeiro o sistema equivalente da sonda e do corpo de prova padrão é modelado e identificado. Dentro do contexto, é analisada a variação ocorrida com os parâmetros de $\hat{G}(s)$ em cada falha do material de testes. A fim de comparar com o método geralmente usado em medições por correntes parasitas, também é avaliada a impedância refletida Z_{eq} do sistema. Além disso, é realizada uma proposta para obtenção dos componentes desconhecidos do circuito \hat{M} , \hat{R}_2 e \hat{L}_2 . Encerrando os resultados, uma análise de sensibilidade é realizada com base nos valores medidos e estimados do modelo circuito equivalente.

4.1 Identificação do Sistema de Medição por Correntes Parasitas

O protótipo construído para realização dos testes experimentais é apresentado na Figura 18, sendo composto pela bobina de inspeção e pelo corpo de prova padrão com quatro falhas pré-definidas e distribuídas ao longo do material.

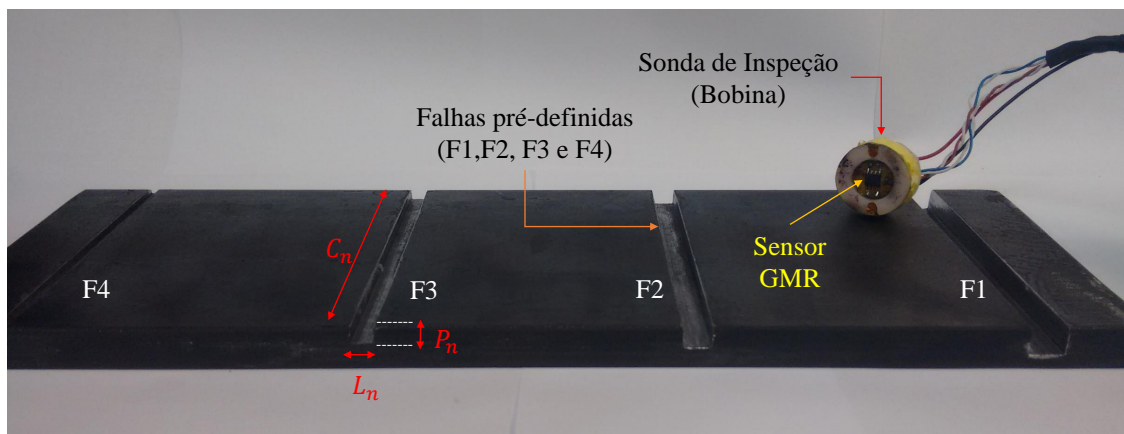


Figura 18: Protótipo da sonda de inspeção e corpo de prova padrão utilizados no método de medição por correntes parasitas.

Desta maneira, conforme apresentado em (40) e (41), novamente é enfatizada a

função de transferência do sistema a ser identificada

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{i_1(s)}{V_s(s)} = \frac{s \frac{L_2}{L_1 L_2 - M^2} + \frac{R_2}{L_1 L_2 - M^2}}{s^2 + s \frac{R_1 L_2 + R_2 L_1}{L_1 L_2 - M^2} + \frac{R_1 R_2}{L_1 L_2 - M^2}}, \quad (63)$$

descrita pela transformada de Laplace onde, a saída (corrente elétrica na bobina) é relacionada com a entrada (sinal de tensão de excitação do sistema).

Primeiro são mostrados os sinais de entrada e saída utilizados na identificação e após realizada uma análise para escolha da estrutura de modelo. Na sequência dos resultados, é identificada a $\hat{G}(s)$ para cada uma das quatro falhas do corpo de testes, assim como o da superfície plana sem falhas. Além disso, a constante de tempo indutiva τ_L é analisada no final desta seção.

4.1.1 Sinais de Entrada e Saída de $G(s)$

A sonda foi inicialmente posicionada sobre uma parcela do corpo de testes sem qualquer falha visível. O sinal para excitar o sistema é um sinal do tipo PRBS, $V_s(t)$. Este tipo de sinal foi escolhido por excitar o sistema com uma gama ou faixa de frequências, ao invés de uma frequência específica. Deste modo o PRBS foi aplicado durante 5 s, enquanto que a corrente $i_1(t)$ foi medida.

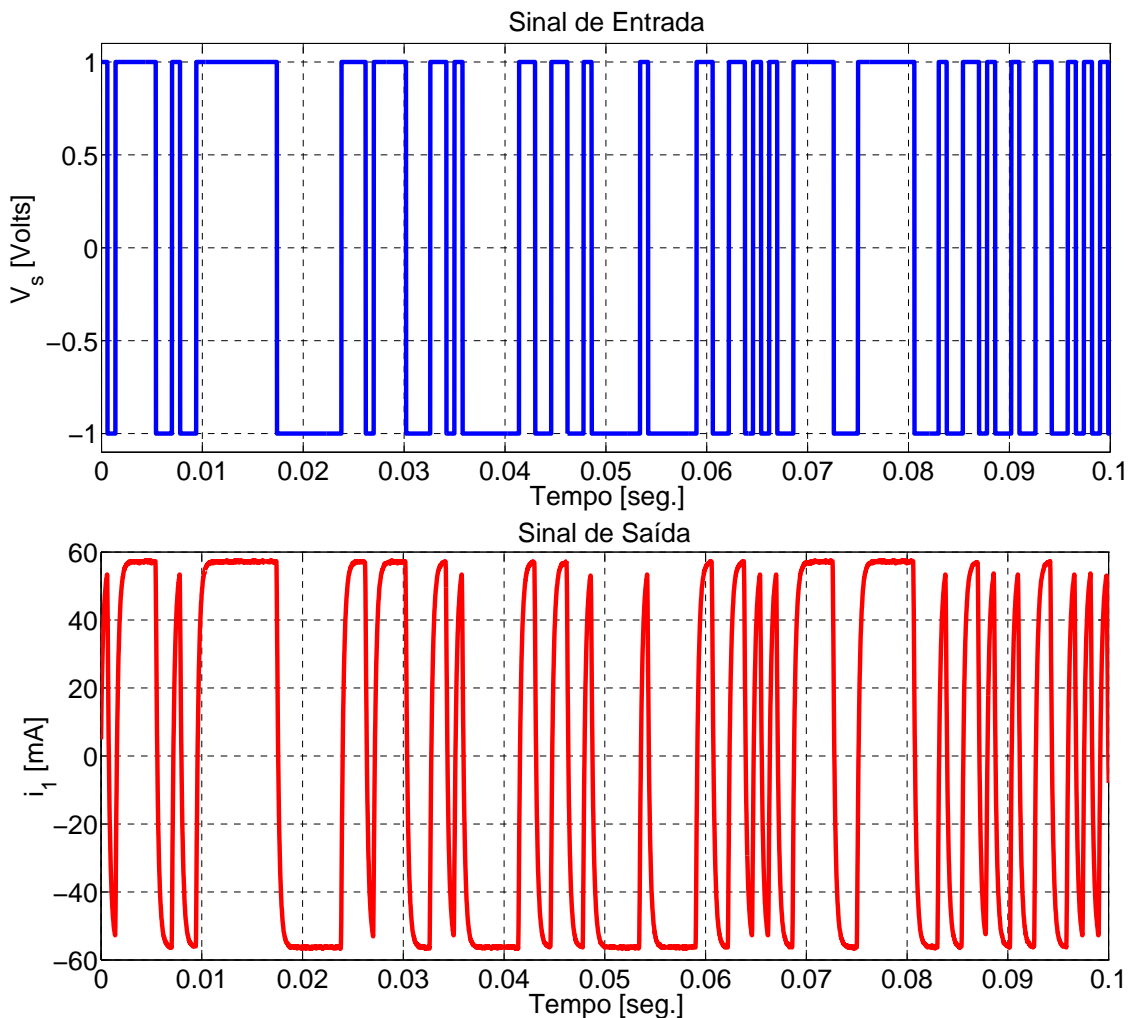


Figura 19: Sinal de excitação PRBS $V_s(t)$ e corrente elétrica $i_1(t)$

Ambos os sinais, da entrada PRBS e da corrente medida i_1 desta avaliação inicial são respectivamente apresentados na Figura 19. A fim de facilitar a visualização do formato de onda dos sinais, na Figura 19 foi selecionada uma parcela de tempo de 0,1 s e amostrados os sinais.

4.1.2 Análise da Estrutura do Modelo para Identificação

A partir dos sinais de entrada $V_s(t)$ e saída $i_1(t)$ é realizada nesta seção uma análise inicial com quatro estruturas gerais candidatas para identificar o modelo do sistema de medição por correntes parasitas (LJUNG, 1999; AGUIRRE, 2007). Os resultados apresentados a seguir são obtidos perante o simples posicionamento da bobina sobre a superfície plana sem falhas.

A Tabela 3 apresenta os resultados quando comparadas as diferentes estruturas segundo os critérios sugeridos na metodologia deste trabalho.

Tabela 3: Comparativo das estruturas candidatas a identificar o modelo do sistema.

Identificação	Critérios			
	Método	Fit [%]	MSE	Tempo [segundos]
ARX		99,23	$1,9960 \times 10^{-7}$	1,94
ARMAX		99,78	$1,7240 \times 10^{-7}$	3,36
BJ		99,28	$1,6850 \times 10^{-7}$	5,89

Considerando a estrutura ARX descrita em (24), tem-se os polinômios identificados

$$\begin{aligned} A(z) &= 1 - 1,425z^{-1} + 0,451z^{-2}, \\ B(z) &= 0,001475z^{-1} + 0,0001277z^{-2}. \end{aligned}$$

Considerando a estrutura ARMAX descrita em (11), tem-se os polinômios identificados

$$\begin{aligned} A(z) &= 1 - 1,4670z^{-1} + 0,4911z^{-2}, \\ B(z) &= 0,00192z^{-1} - 0,0004152z^{-2}, \\ C(z) &= 1 - 0,7936z^{-1} + 0,0761z^{-2}. \end{aligned}$$

Considerando a estrutura BJ descrita em (26), tem-se os polinômios identificados:

$$\begin{aligned} B(z) &= 0,0019z^{-1} - 0,0005702z^{-2}, \\ C(z) &= 1 + 0,5848z^{-1} - 0,3892z^{-2}, \\ D(z) &= 1 - 0,03889z^{-1} - 0,9381z^{-2}, \\ F(z) &= 1 - 1,51z^{-1} + 0,5322z^{-2}. \end{aligned}$$

Analisando o comparativo das estruturas iniciais candidatas pode-se destacar a diferença mínima entre os critérios. Na teoria, quanto mais parâmetros livres em uma estrutura maior ajuste pode ser obtido aos dados observados (AGUIRRE, 2007). A Tabela 3 demonstra que a estrutura ARMAX obteve um *Fit* maior do que a *Box-Jenkins*, porém a segunda demonstrou um erro MSE menor que a primeira, ou seja a diferença entre o sinal desejado e o sinal real é menor.

Como objetivo inicial é apenas identificar o sistema ECT, dentre as três opções sugeridas, a estrutura escolhida foi a ARMAX. Considerando que o resultado obtido para os critérios apresentados na tabela foram próximos, esta estrutura foi escolhida por uma relação empírica. De modo que, em trabalhos futuros, uma nova avaliação específica contendo outros tipos de estruturas pode ser realizada.

4.1.3 Identificação e Análise dos Parâmetros de $G(s)$

A fim de caracterizar o desempenho do sistema, depois de realizar 50 medidas, os sinais adquiridos foram utilizados para identificar a função de transferência $G_{F_0}(s)$ de referência. Lembrando que a função de transferência no domínio Laplace de cada falha possui o seguinte formato:

$$\hat{G}(s) = \frac{\hat{b}_1 s + \hat{b}_0}{s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0},$$

A Tabela 4 apresenta os parâmetros identificados da função, considerando o corpo de prova sem falha.

Tabela 4: Parâmetros da Função de Transferência $G(s)$

Nº do Ensaio	Parâmetros Identificados - Corpo de Prova Sem falha			
	b_1	b_0	a_1	a_0
1	$1,989 \times 10^3$	$1,081 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,685 \times 10^{11}$
2	$1,986 \times 10^3$	$1,082 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,687 \times 10^{11}$
3	$1,987 \times 10^3$	$1,079 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,682 \times 10^{11}$
4	$1,988 \times 10^3$	$1,083 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,686 \times 10^{11}$
5	$1,986 \times 10^3$	$1,082 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,685 \times 10^{11}$
6	$1,990 \times 10^3$	$1,078 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,679 \times 10^{11}$
7	$1,988 \times 10^3$	$1,081 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,684 \times 10^{11}$
8	$1,985 \times 10^3$	$1,082 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,685 \times 10^{11}$
9	$1,985 \times 10^3$	$1,080 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,683 \times 10^{11}$
10	$1,987 \times 10^3$	$1,082 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,685 \times 10^{11}$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
50	$1,987 \times 10^3$	$1,085 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,690 \times 10^{11}$
Valor Médio	$1,986 \times 10^3$	$1,082 \times 10^{10}$	$7,310 \times 10^7$	$1,685 \times 10^{11}$
Desvio Padrão	2,15	$7,87 \times 10^3$	50,90	$1,11 \times 10^5$

Assim, a sonda foi deslocada linearmente em relação à amostra (corpo de prova) no sentido ortogonal para as falhas induzidas. Mais uma vez, o procedimento foi repetido 50 vezes e realizada a identificação de $G(s)$ em cada falha. A Tabela 5 mostra os valores dos parâmetros identificados para a inspeção do corpo de teste com falha F_1 . Ao realizar o mesmo procedimento experimental de inspeção para as demais falhas, os valores médios e respectivos desvios padrão dos parâmetros são apresentados na Tabela 6.

Observando as duas tabelas com os parâmetros identificados nota-se uma variação maior em b_1 , vistos que os valores obtidos são respectivamente para a inspeção em superfície plana, portanto, sem falha e com a presença da falha (neste caso, a maior falha do protótipo construído).

Tabela 5: Parâmetros da Função de Transferência $G_{ECT}(s)$

Nº do Ensaio	Parâmetros Identificados - Corpo de Prova Com falha F_1			
	b_1	b_0	a_1	a_0
1	$2,075 \times 10^3$	$1,069 \times 10^{10}$	$6,895 \times 10^7$	$1,667 \times 10^{11}$
2	$2,073 \times 10^3$	$1,073 \times 10^{10}$	$6,917 \times 10^7$	$1,672 \times 10^{11}$
3	$2,072 \times 10^3$	$1,068 \times 10^{10}$	$6,891 \times 10^7$	$1,667 \times 10^{11}$
4	$2,075 \times 10^3$	$1,072 \times 10^{10}$	$6,901 \times 10^7$	$1,669 \times 10^{11}$
5	$2,074 \times 10^3$	$1,070 \times 10^{10}$	$6,902 \times 10^7$	$1,667 \times 10^{11}$
6	$2,075 \times 10^3$	$1,069 \times 10^{10}$	$6,895 \times 10^7$	$1,672 \times 10^{11}$
7	$2,071 \times 10^3$	$1,070 \times 10^{10}$	$6,899 \times 10^7$	$1,667 \times 10^{11}$
8	$2,073 \times 10^3$	$1,068 \times 10^{10}$	$6,892 \times 10^7$	$1,669 \times 10^{11}$
9	$2,072 \times 10^3$	$1,070 \times 10^{10}$	$6,902 \times 10^7$	$1,666 \times 10^{11}$
10	$2,076 \times 10^3$	$1,070 \times 10^{10}$	$6,901 \times 10^7$	$1,668 \times 10^{11}$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
50	$2,075 \times 10^3$	$1,071 \times 10^{10}$	$6,901 \times 10^7$	$1,671 \times 10^{11}$
Valor Médio	$2,075 \times 10^3$	$1,070 \times 10^{10}$	$6,890 \times 10^7$	$1,666 \times 10^{11}$
Desvio Padrão	2,12	$6,91 \times 10^3$	40,80	$9,94 \times 10^5$

Tabela 6: Identificação dos parâmetros da função de transferência do sistema.

$G(s)$	b_1		b_0		a_1		a_0	
	Avg. Value	Desv.	Avg. Value	Desv.	Avg. Value	Desv.	Avg. Value	Desv.
G_{F_1}	2.075×10^3	2.12	1.070×10^{10}	6.91×10^3	6.890×10^7	40.80	1.666×10^{11}	9.94×10^5
G_{F_2}	2.041×10^3	2.13	1.054×10^{10}	7.74×10^3	6.910×10^7	49.35	1.643×10^{11}	1.11×10^5
G_{F_3}	2.023×10^3	2.14	1.055×10^{10}	7.31×10^3	7.020×10^7	46.35	1.645×10^{11}	1.07×10^5
G_{F_4}	1.999×10^3	2.14	1.058×10^{10}	6.91×10^3	7.120×10^7	42.80	1.651×10^{11}	1.21×10^5
G_{F_0} (Sem Falha)	1.986×10^3	2.15	1.082×10^{10}	7.87×10^3	7.310×10^7	50.90	1.685×10^{11}	1.11×10^5

Com b_1 , b_0 , a_1 e a_0 identificados para cada falha, pode-se obter as funções de transferência como:

$$G_{F_1}(s) = \frac{2,075 \times 10^3 s + 1,070 \times 10^{10}}{s^2 + 6,890 \times 10^7 s + 1,666 \times 10^{11}},$$

$$G_{F_2}(s) = \frac{2,041 \times 10^3 s + 1,054 \times 10^{10}}{s^2 + 6,910 \times 10^7 s + 1,643 \times 10^{11}},$$

$$G_{F_3}(s) = \frac{2,023 \times 10^3 s + 1,055 \times 10^{10}}{s^2 + 7,020 \times 10^7 s + 1,645 \times 10^{11}},$$

$$G_{F_4}(s) = \frac{1,999 \times 10^3 s + 1,058 \times 10^{10}}{s^2 + 7,120 \times 10^7 s + 1,651 \times 10^{11}},$$

$$G_{F_0}(s) = \frac{1,986 \times 10^3 s + 1,082 \times 10^{10}}{s^2 + 7,310 \times 10^7 s + 1,685 \times 10^{11}}.$$

4.1.3.1 Análise Boxplot dos Parâmetros Identificados

A Figura 20 representa a análise dos parâmetros identificados b_1 , b_0 , a_1 e a_0 , utilizando Boxplot para a inspeção da peça sem falha. No eixo horizontal estão dispostos os quatro parâmetros de $G(s)$, já no eixo vertical os valores estão normalizados segundo o resultado encontrado pela própria identificação da superfície sem falha. O *Box* representa as 50 identificações obtidas anteriormente, já o *outlier*, representativamente é uma medição que não foi inclusa nos cálculos. Além disso é inserido um ponto que representa a média (a barra no interior do *box plot* representa a mediana dos dados). Nota-se que os valores dos parâmetros ficaram todos próximos ao valor da mediana (linha em vermelho), o que significa uma variação mínima para o ruído da medição. Ou seja, a partir deste instante almeja-se comprovar que a variação provocada nos parâmetros devido a existência da falha é maior do que a variação provocada pelo ruído.

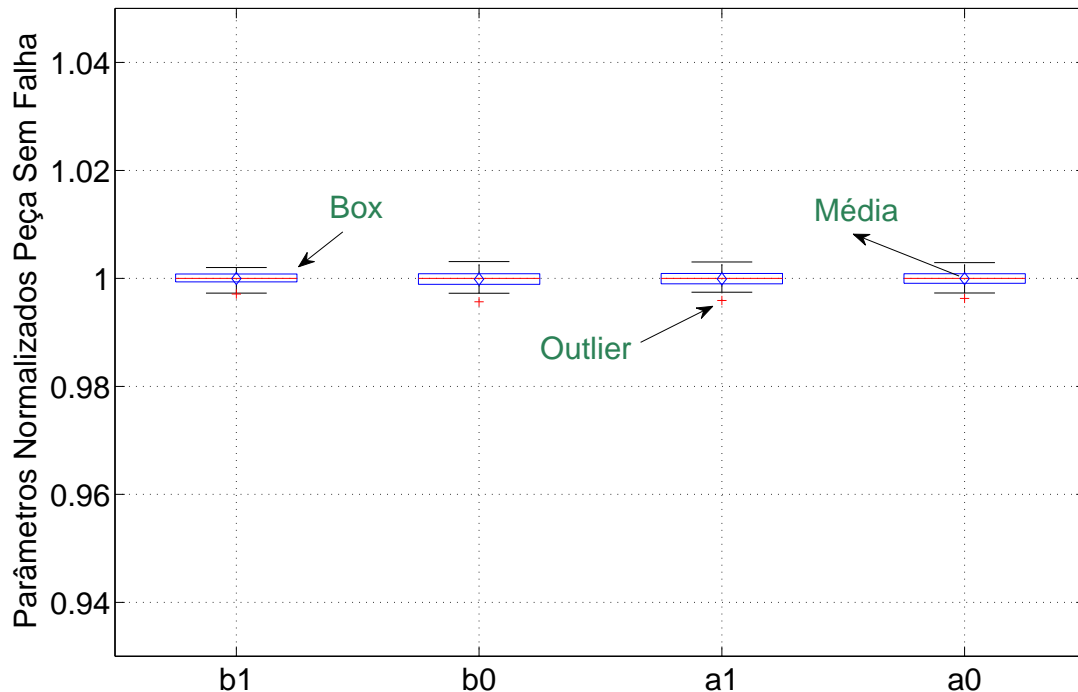


Figura 20: Gráfico Boxplot dos Parâmetros Identificados - Superfície sem falha.

A Figura 21 apresenta os quatro parâmetros da função $G(s)$ identificados para a F_1 . Os mesmos foram normalizados para o caso do corpo de prova sem falha (todos os valores foram divididos por essa referência), ou seja, o objetivo é verificar a variação provocada com a presença da falha. Percebe-se que a variação ocasionada pela presença da falha F_1 foi maior que a variação provocada pela não existência da falha, como já era esperado.

Considerando F_4 (a menor falha em termos geométricos de largura e profundidade), obteve-se os resultados apresentados na Figura 22. Mostra-se evidentemente neste resultado que conforme a profundidade e largura menores, o valor dos coeficientes identificados também diminuiu, aproximando-se da normalização da função sem falha. De maneira semelhante, também foram analisados em forma de *boxplot* as falhas F_2 e F_3 , respectivamente apresentadas na Figura 23 e Figura 24.

Pode-se observar nos gráficos que para o caso das falhas F_2 e F_3 os parâmetros

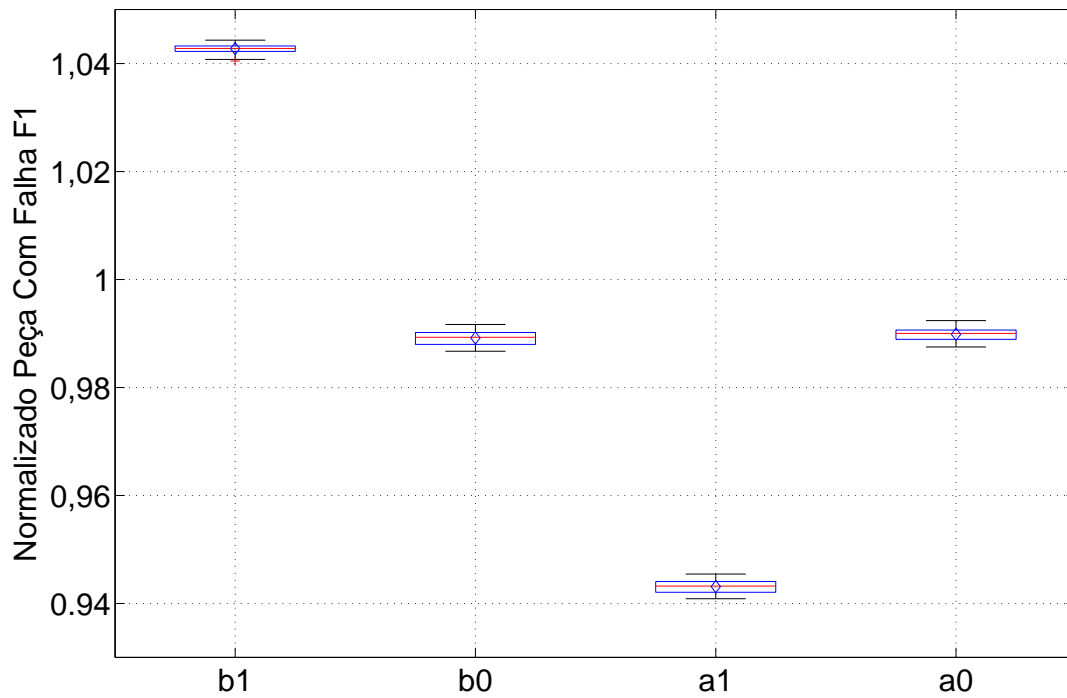


Figura 21: Gráfico Boxplot dos Parâmetros Identificados Normalização.

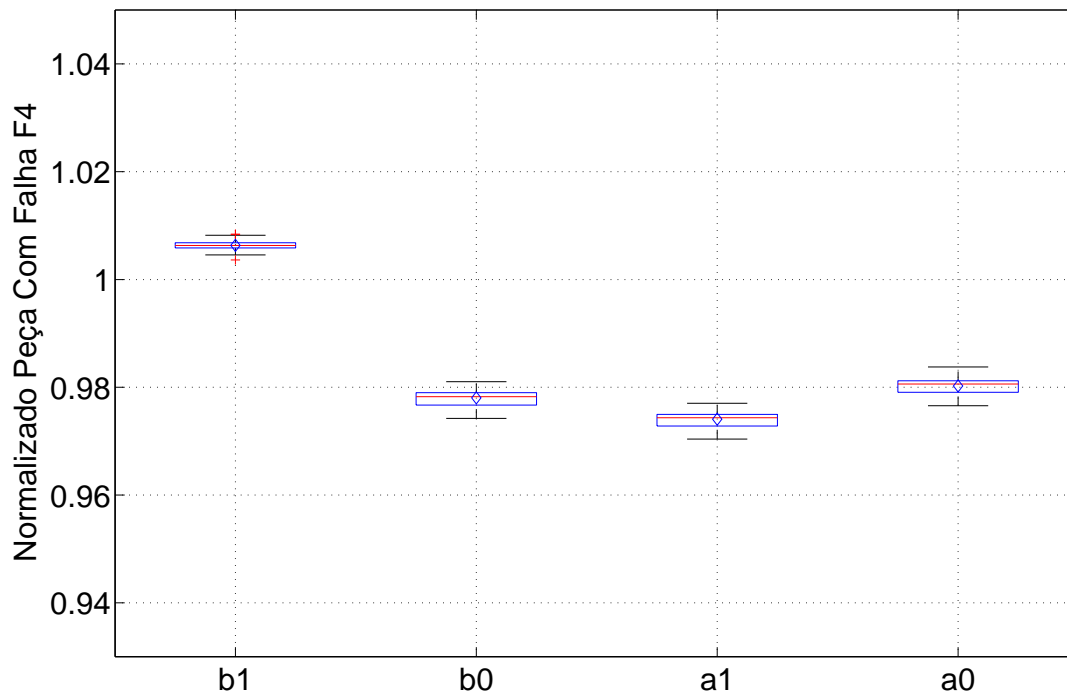


Figura 22: Gráfico Boxplot Parâmetros Identificados Normalização Sem Falha.

identificados também variaram, porém numa escala menor que as outras falhas. Portanto é apresentado na Tabela 7 a variação resultante para cada uma das falhas com relação ao resultado obtido para a inspeção do corpo de testes sem falha.

Dentre os coeficientes que obtiveram a maior variação em função da presença da falha, b_1 e a_1 variaram respectivamente 4,27% e 5,68%.

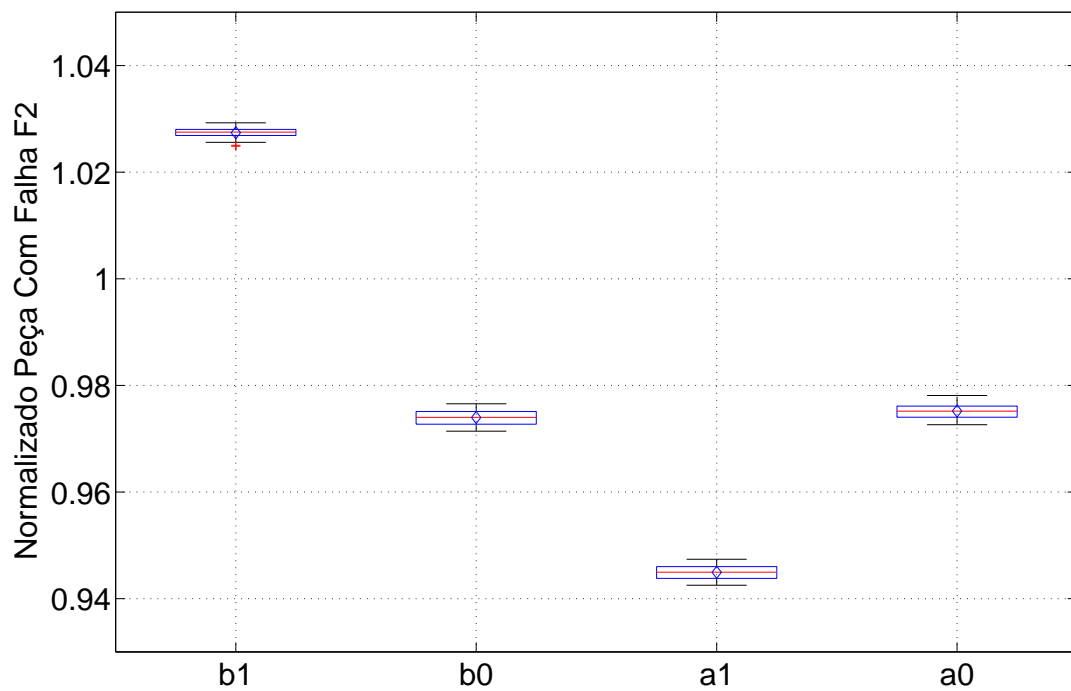


Figura 23: Gráfico Boxplot Parâmetros Identificados Normalização Sem Falha.

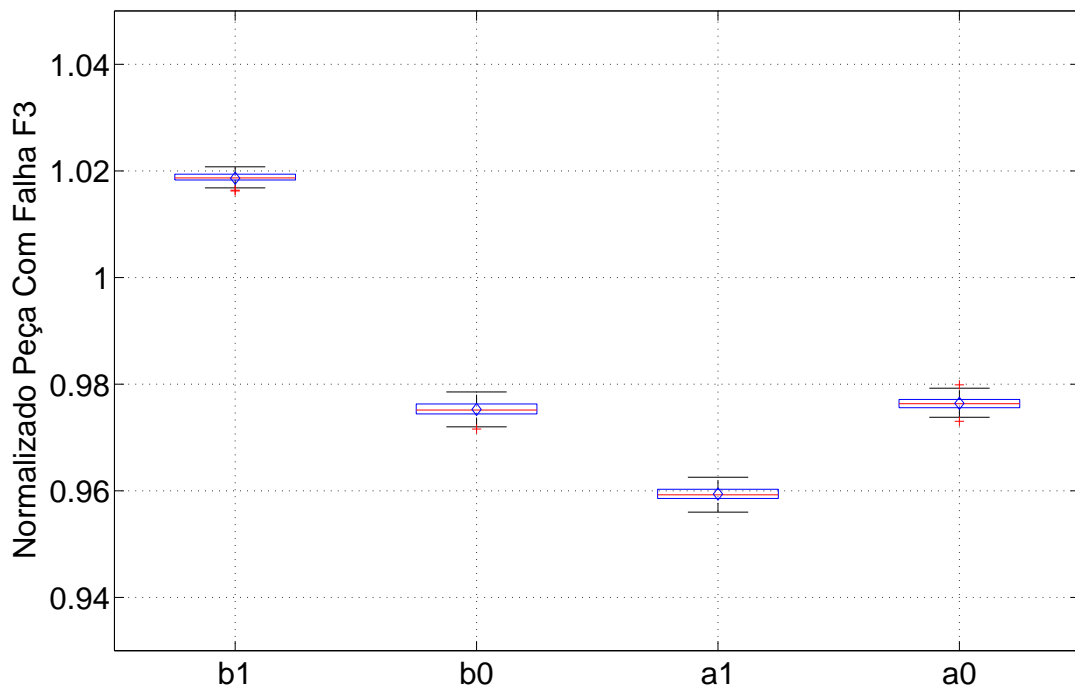


Figura 24: Gráfico Boxplot Parâmetros Identificados Normalização Sem Falha.

4.1.4 Análise da Constante de Tempo Indutiva τ_L

Outra maneira de analisar os parâmetros identificados é através da constante de tempo indutiva τ_L . Já mencionada na metodologia deste trabalho a constante é obtida pela divisão apresentada em (46), dos parâmetros b_1 e b_0 identificados de $G(s)$.

Tabela 7: Comparação entre a variação dos parâmetros identificados com relação a não existência de falha.

Parâmetros $G(s)$	$F_1(\%)$	$F_2(\%)$	$F_3(\%)$	$F_4(\%)$
b_1	4,27	2,74	1,86	0,63
b_0	1,06	2,58	2,45	2,18
a_1	5,68	5,49	4,05	2,58
a_0	1,01	2,47	2,35	1,97

A relação fornecida por τ_L é interessante porque R_2 e L_2 são componentes desconhecidos do circuito equivalente e dizem respeito ao comportamento do campo magnético no material da amostra. Ao analisar a constante de tempo indutiva para o caso da identificação, na superfície plana sem falha e com a sonda sobre F_1 , obteve-se respectivamente:

$$\tau_{LF_0} = \frac{\hat{b}_1}{\hat{b}_0} = \frac{L_2}{R_2} = 1.8360 \times 10^{-7},$$

$$\tau_{LF_1} = \frac{\hat{b}_1}{\hat{b}_0} = \frac{L_2}{R_2} = 1.9392 \times 10^{-7}.$$

Na avaliação dessa constante, é possível observar a diferença existente entre os componentes do secundário R_2 e L_2 quando não existe falha e quando a sonda é posicionada na falha. A variação entre $\tau_L(\text{SemFalha})$ e $\tau_L(\text{ComFalha}_{F_1})$ é de aproximadamente 5,62 %.

Na Tabela 8 são mostradas as respectivas falhas com as constantes de tempo τ_L obtidas com a identificação dos parâmetros.

Tabela 8: Constante Indutiva de tempo (τ_L).

	$\hat{\tau}_L$	Desvio Padrão
G_{F_1}	1.9392×10^{-7}	1.6577×10^{-9}
G_{F_2}	1.9364×10^{-7}	1.9011×10^{-9}
G_{F_3}	1.9181×10^{-7}	1.6312×10^{-9}
G_{F_4}	1.8896×10^{-7}	1.7742×10^{-9}
G_{F_0}	1.8360×10^{-7}	1.9636×10^{-9}

A Figura 25 mostra a variação da constante indutiva para cada falha. Observa-se que os valores de τ_L crescem a medida que a profundidade das falhas aumenta.

Tanto para o caso da profundidade quanto para a largura das mesmas, quanto maior foi a falha, maior foi o valor da relação $\frac{L_2}{R_2}$. Portanto, através dos parâmetros identificados da função de transferência pode-se obter uma relação direta da variação de τ_L .

Na sequência são realizados os testes com o mesmo corpo de prova padrão da Figura 18 utilizado na identificação, porém é analisada a reflexão de impedância (abordagem tradicional do ECT).

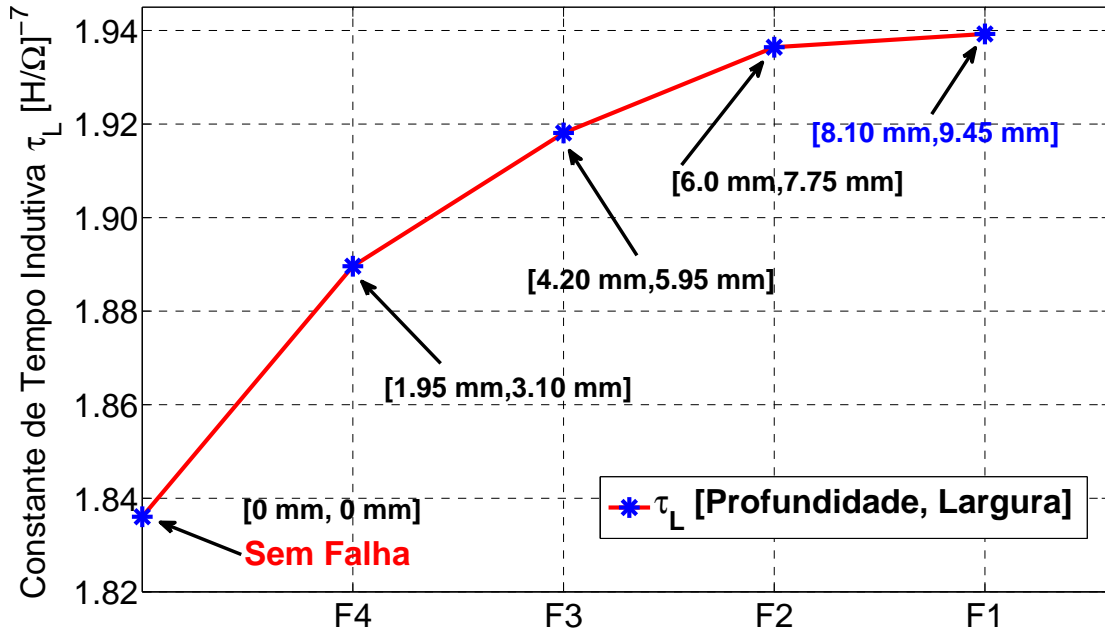


Figura 25: Constante de tempo indutiva τ_L para cada Falha.

4.2 Análise da Impedância Equivalente

A impedância equivalente pode ser calculada por meio da função de transferência identificada $G_{F_0}(s)$, considerando $s = j\omega$, onde $\omega = 2\pi f$ e f é a frequência do sinal de excitação em Hz:

$$G(j\omega) = \frac{1}{Z_{eq}} = \frac{i_1(j\omega)}{v_s(j\omega)} \quad (64)$$

Deste modo, a impedância das cinco posições da sonda: G_{F_0} a G_{F_4} , considerando $f = 1$ kHz pode ser calculada:

$$Z_{eqF_1} = 38.9941 \angle 72.1899^\circ \Omega,$$

$$Z_{eqF_2} = 39.6345 \angle 72.5206^\circ \Omega,$$

$$Z_{eqF_3} = 40.1764 \angle 72.7178^\circ \Omega,$$

$$Z_{eqF_4} = 40.6751 \angle 72.8424^\circ \Omega,$$

$$Z_{eqF_0} = 40.8771 \angle 72.9409^\circ \Omega.$$

A variação relativa da impedância refletida a partir de posições G_{F_0} a G_{F_1} foi de aproximadamente 4,61% (em 1 kHz). A mudança relativa da constante de tempo τ_L para as mesmas posições é cerca de 5,62%. Enquanto a constante de tempo τ_L depende apenas dos parâmetros equivalentes físicos da amostra representada por R_2 e L_2 , a impedância refletida Z_{eq} depende da indutância mútua M e, portanto, o fator de acoplamento k e da distância entre a sonda e a amostra, além da frequência de excitação ω . Considerando a distância entre a superfície da amostra e a sonda fixa, pode-se afirmar que a impedância equivalente depende apenas das dimensões das falhas e da frequência aplicada. A Figura 26 ilustra o resultado da impedância

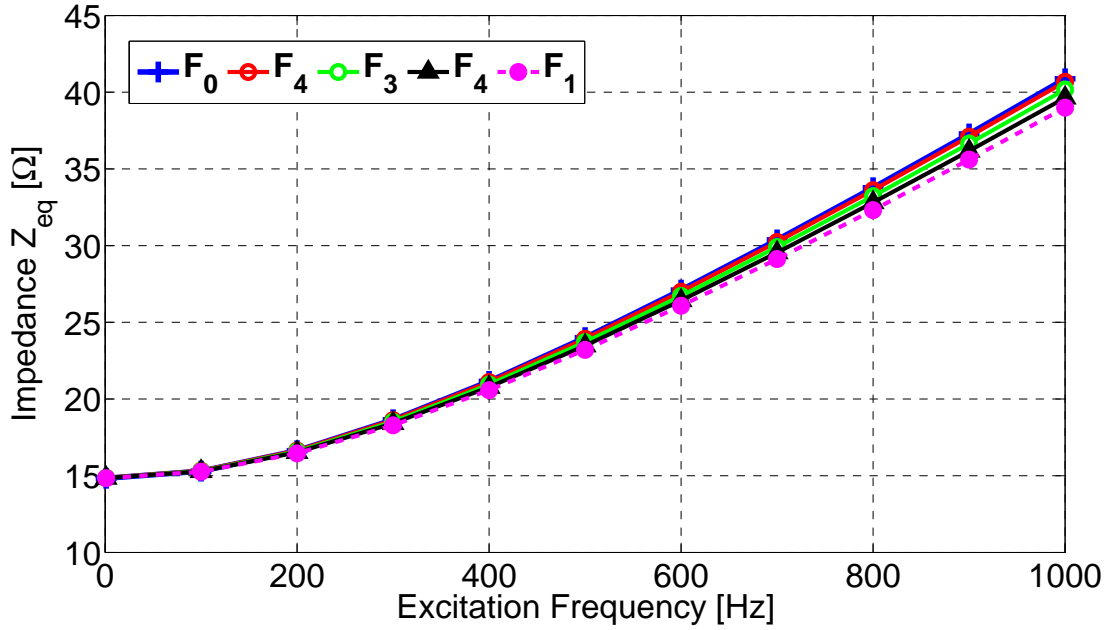


Figura 26: Impedância Z_{eq} calculada por meio da função de transferência com frequência f variando de 0 Hz até 1 kHz.

equivalente obtido com a sonda movendo-se para cada falha induzida com frequência f variando de 0 até 1 kHz. A frequência da sonda de excitação é normalmente escolhida de acordo com a aplicação. Baixas frequências permitem que correntes de Foucault penetrem na amostra. Por outro lado, as altas frequências são usadas para análise superficial na amostra. A seguinte expressão que descreve a profundidade de penetração (δ) em função da frequência de excitação é normalmente dada por (GARCÍA MARTÍN; GÓMEZ GIL; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, 2011; WANG; LI; FENG, 2015b):

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \sigma_m}} \quad (65)$$

onde μ é a permeabilidade magnética e σ_m a condutividade elétrica. A Figura 26 também mostra que a variação da impedância equivalente diminui a baixas frequências, tornando muito difícil a detecção de qualquer falha. Uma comparação entre a variação percentual da impedância equivalente Z_{eq} quando a sonda é movida da falha F_0 a F_1 com a variação percentual da constante de tempo τ_L pode ser visto na Tabela 9.

Tabela 9: Comparação da variação normalizada de Z_{eq} e τ_L quando a sonda é movida da falha F_1 a F_0 .

	Frequência da Sonda			
	100 Hz	300 Hz	500 Hz	1000 Hz
$\frac{\Delta R_{eq}}{R_{eq0}}$	0.0028	0.0199	0.0343	0.0462
$\frac{\Delta \tau_L}{\tau_{L0}}$	0.0562			

Para validar o cálculo de impedância equivalente realizado através de (64), a bobina foi excitada com um sinal de tipo senóide, portanto

$$V_s(t) = A_0 \sin(\omega t), \quad (66)$$

onde $A_0 = 2,5$ V é a amplitude do sinal de entrada e ω a constante que depende da frequência de excitação, $f = 1$ kHz para este caso. O sinal de saída em regime permanente possui as mesmas características (frequência) do sinal de entrada, porém magnitude e fase distintas. Deste modo,

$$V_r(t) = B_0 \sin(\omega t - \psi), \quad (67)$$

sendo B_0 a amplitude da saída e ψ o ângulo de defasagem.

Sabendo que a corrente $i_1(t)$ é obtida por meio da relação vista na seção 3.2 e que o módulo da impedância é dada pela relação de tensão elétrica e da corrente. Ao posicionar a sonda de inspeção sobre superfície plana sem falhas, os respectivos sinais são coletados e apresentados na Figura 27. O valor de pico destes sinais são utilizados para encontrar a magnitude de Z_{eq} . Já a fase é encontrada através da defasagem entre os sinais coletados de $V_s(t)$ e $V_r(t)$.

Portanto a impedância equivalente é dada por:

$$Z_{eqF_0} = 43.2544 \angle 85.0340^\circ \Omega \quad (68)$$

e para as demais inspeções,

$$Z_{eqF_4} = 42.9782 \angle 85.1012^\circ \Omega,$$

$$Z_{eqF_3} = 42.3214 \angle 85.4708^\circ \Omega,$$

$$Z_{eqF_2} = 41.6830 \angle 85.9106^\circ \Omega,$$

$$Z_{eqF_1} = 41.0625 \angle 86.8055^\circ \Omega.$$

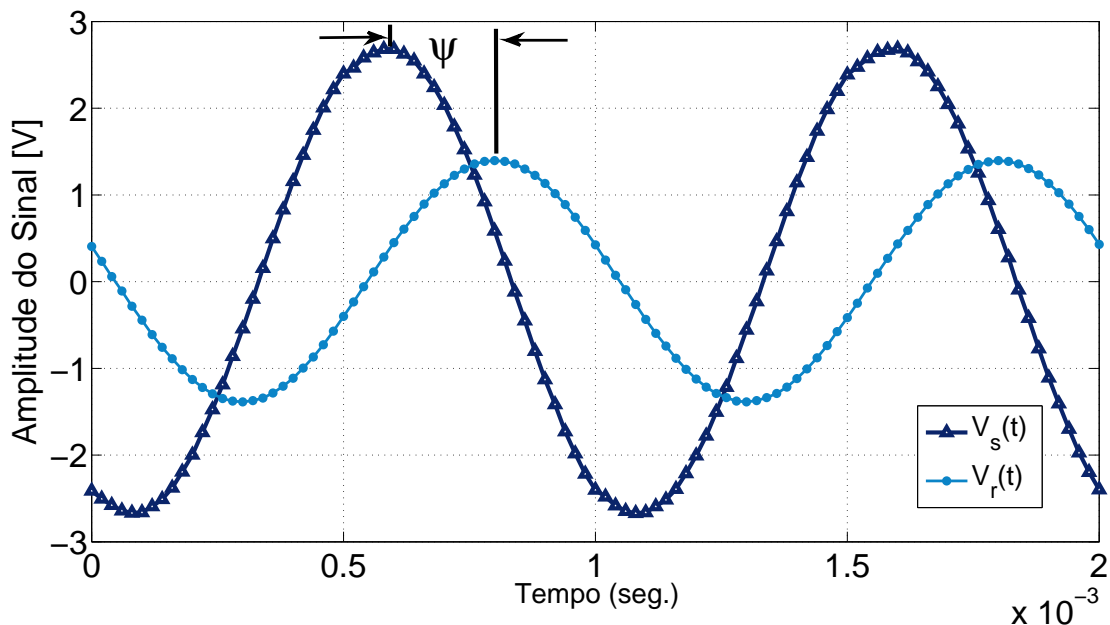


Figura 27: Sinais experimentais utilizados para o cálculo da Z_{eqF_0} com frequência de excitação $f = 1$ kHz.

Aliado à proposta principal deste trabalho, a medição do campo magnético pode fornecer informações relevantes que possam ser utilizadas na formulação ou descoberta de uma nova abordagem para o ECT. Ao unificar os resultados obtidos na

identificação de $G(s)$ com a resposta do sensor magnético, na sequência dos resultados, é apresentada uma proposta para estimar os componentes desconhecidos do circuito, M , R_2 e L_2 .

4.3 Proposta para Obtenção dos Componentes Desconhecidos M , R_2 e L_2

Através da abordagem a seguir é obtida uma estimativa para o valor da indutância mútua M . A mesma é baseada na medição feita com sensor GMR e validada com a simulação através do *software* COMSOL Multiphysics. Posteriormente, com os resultados da identificação dos parâmetros de $G(s)$ é realizada uma estimativa para os valores dos componentes desconhecidos do secundário R_2 e L_2 .

4.3.1 Obtendo Indutância Mútua M a partir do Sensor GMR

A seguir são mostrados os resultados obtidos com a medição do sensor GMR. Inicialmente são realizadas medições nas falhas do corpo de testes para investigar o sinal resultante do campo magnético.

Como apresentado na Figura 18 o sensor GMR AAL002-02 foi posicionado no eixo da bobina. Sensível aos campos magnéticos perpendiculares a este eixo essa disposição permite detectar o campo magnético gerado por correntes de Foucault na superfície de material condutor e perturbações devido a fissuras no material. A Figura 28 reforça tanto o posicionamento do sensor quanto a fixação de um ímã de neodímio, instalado com a função de excitar e direcionar o campo magnético inicial no GMR (NVE, 2016).

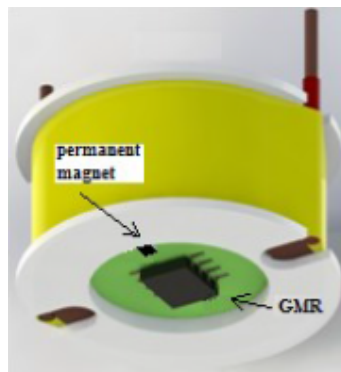


Figura 28: Sinal de saída resultante da inspeção para as falhas F_1 , F_2 , F_3 e F_4 respectivamente.

Conforme o circuito de condicionamento do sensor GMR, $V_{ina}(t)$ foi amplificado com ganho $K_{p3} = 51$. Conforme (50), a Figura 29 apresenta o sinal $V_{\phi}(t)$ o qual relaciona a componente tangencial do campo magnético na presença das quatro falhas induzidas na amostra de testes F_1 , F_2 , F_3 e F_4 .

A variável T_y apresentada na Figura 29 é a amplitude do sinal de saída $V_{\phi}(t)$. Durante os cinco segundos de inspeção, fica evidente a passagem da sonda pelas falhas, a diferença entre o instante de posição do limite máximo e mínimo é dado por T_x . Algumas literaturas apontam uma forte relação da variável T_x com a largura da falha (PLACKO; DUFOUR, 1992; HAMIA *et al.*, 2010). Já para o caso da

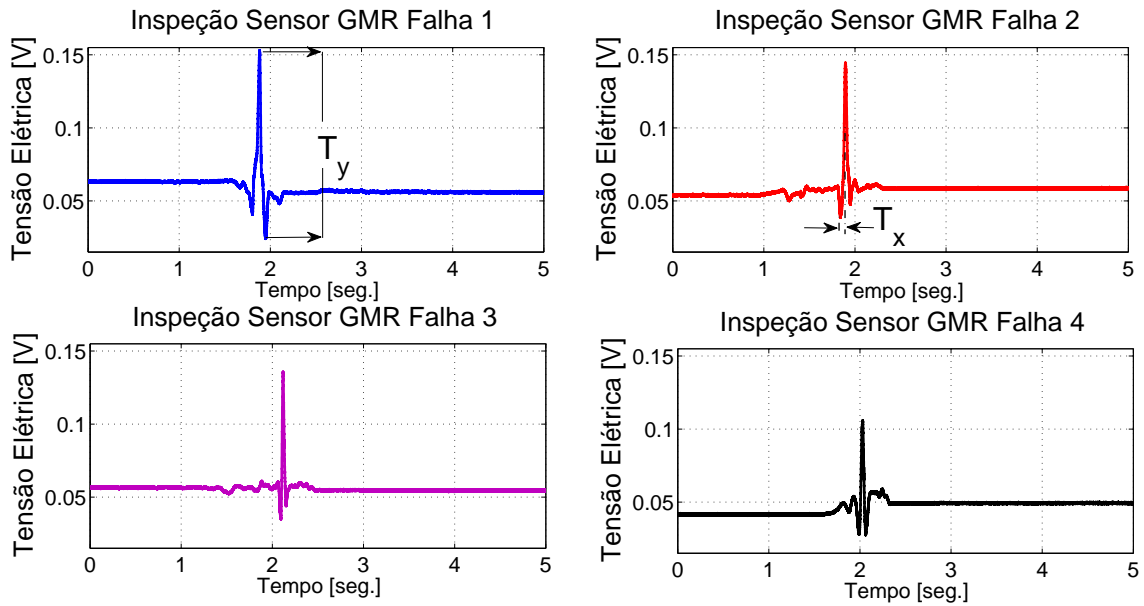


Figura 29: Sinal de saída resultante da inspeção para as falhas F_1 , F_2 , F_3 e F_4 respectivamente.

variável T_y , a amplitude da tensão é dependente direta da profundidade da geometria inspecionada.

Ao considerar os resultados apresentados durante a inspeção das falhas, o sinal de resposta do sensor está dentro de uma faixa linear de operação. A Figura 30 apresenta o gráfico padrão de resposta do sensor, sendo que a área tracejada é a faixa de operação na qual os resultados se encontram.

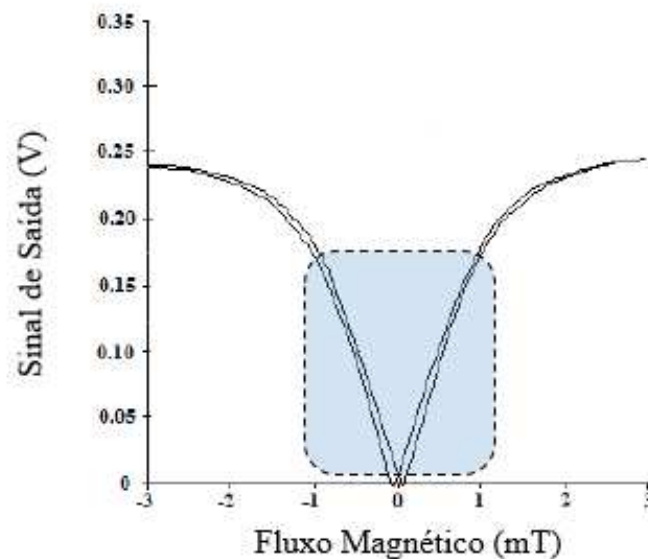


Figura 30: Sinal de resposta para o sensor GMR AAL002-02 (NVE, 2016).

Uma visão geral do sinal de saída do sensor GMR é apresentada na Figura 31, quando inspecionadas as quatro falhas em sequência. Como mencionado anteriormente, a amplitude T_y possui uma relação com a profundidade da falha, logo, nota-se

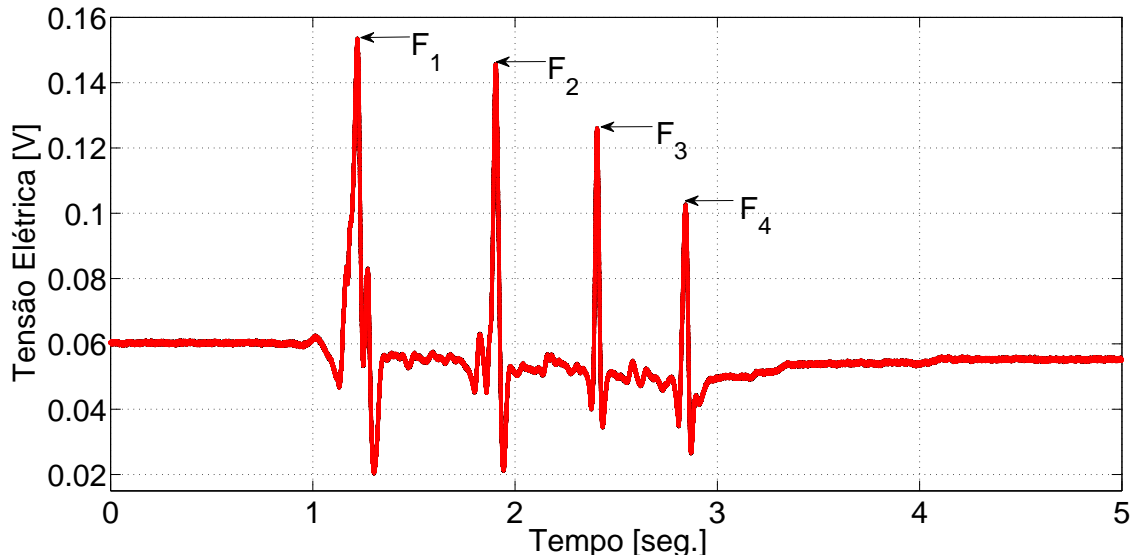


Figura 31: Sinal de saída $V_\phi(t)$ para inspeção realizadas nas falhas F_1 , F_2 , F_3 , F_4 respectivamente.

graficamente que quando a sonda passa pela falha com maior profundidade F_1 até a falha de menor profundidade F_4 a amplitude da reposta decresce.

Como abordado na seção 3.4, a estimativa da indutância mútua \hat{M} é realizada utilizando a diferença entre os fluxos magnéticos $\phi_T(t)$ e $\phi_1(t)$ vista em (47) mais a componente da corrente primária $i_1(t)$ abordada em (48).

Deste modo, obteve-se para a situação de F_1 uma estimativa de indutância mútua:

$$\hat{M}_{F_0} = 1,089 \mu\text{H},$$

e para os demais casos:

$$\begin{aligned} \hat{M}_{F_1} &= 1,327 \mu\text{H}, \\ \hat{M}_{F_2} &= 1,311 \mu\text{H}, \\ \hat{M}_{F_3} &= 1,272 \mu\text{H}, \\ \hat{M}_{F_4} &= 1,189 \mu\text{H}. \end{aligned}$$

4.3.2 Obtendo Indutância Mútua M Simulando o Sistema no COMSOL

Considerada uma das ferramentas importantes neste trabalho, foi realizado um estudo no programa COMSOL Multiphysics para o sistema de medição por correntes parasitas. O objetivo deste estudo é validar a indutância mútua \hat{M} , obtida experimentalmente, por meio desta plataforma de simulação. Embora na prática a utilização de um programa de simulação torne-se inviável para fins da medição, neste trabalho optou-se abordar o problema da medição por correntes parasitas pelo COMSOL a fim de se obter uma validação para o valor da indutância \hat{M} .

Para simular o sistema ECT foi necessário inserir as características físico elétricas tanto da bobina quanto do corpo de ensaios. A seguir são apresentados os principais passos para montar o problema no COMSOL Multiphysics:

1. Utilizou-se o módulo AC/DC, selecionando atuar com correntes induzidas em modo 3D;

2. Aspectos físico estruturais: a partir das dimensão do protótipo desenvolvido neste trabalho, desenhar tanto a bobina (subdomínio 1) quanto a peça de ensaios (subdomínio 2) e definir uma região limite (subdomínio 3) de simulação;
3. Inserir as propriedades elétricas, magnéticas de cada subdomínio;
4. Excitar a bobina com uma corrente elétrica alternada (para esta simulação foi utilizado 100 mA);
5. Escolher a frequência de análise do problema: para o sistema ECT implementado neste trabalho, $f = 1$ kHz;
6. Realizar a malha de elementos finitos, sendo para este trabalho utilizado elemento tetraédrico com quatro nós.

Com as respectivas características geométricas, elétricas e físicas do corpo de testes e da bobina, foi realizado inicialmente no COMSOL um estudo sobre a densidade de corrente parasita, dado uma determinada posição de inspeção. A Figura 32 apresenta o resultado desta simulação para o caso da bobina ser posicionada na falha F_1 do corpo de prova.

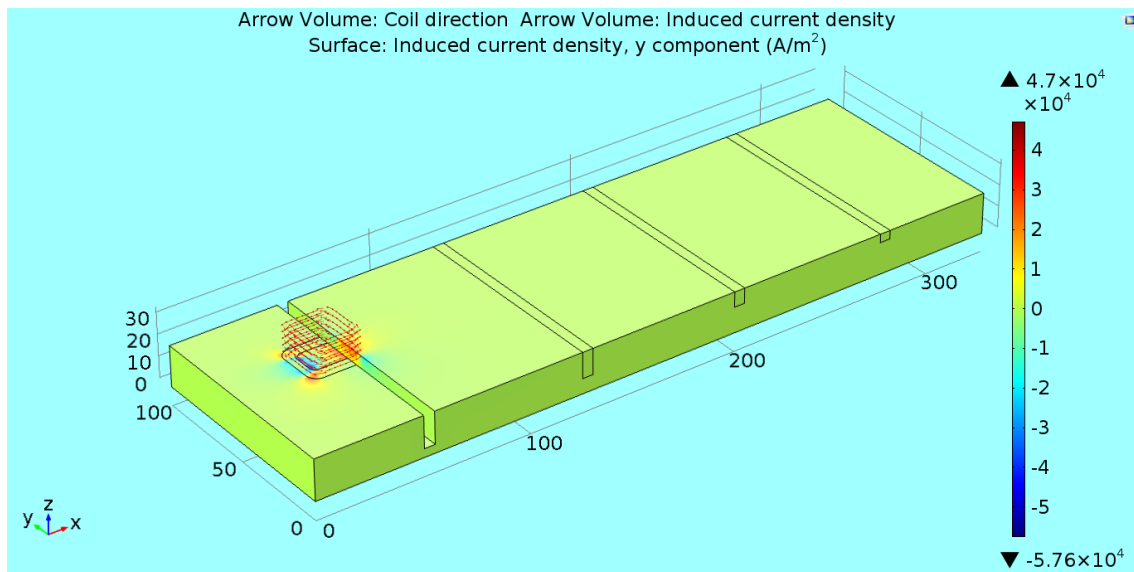


Figura 32: Simulação do sistema de medição por correntes parasitas no COMSOL.

Ao assumir a diferença de potencial total da bobina como V_{Bobina} e que a impedância contida na mesma é puramente reativa e dominada por efeitos indutivos, a indutância mútua \hat{M} pode ser obtida por (COMSOL, 2016a,b; GHALI; RAHMAN, 2009):

$$\hat{M} = \frac{V_{Bobina}}{I_p j \omega}, \quad (69)$$

onde ω é a frequência angular da excitação e I_p a corrente elétrica da bobina.

A indutância mútua encontrada para o caso da simulação posicionando a sonda na superfície plana sem falhas é dada por:

$$\hat{M}_{F_0} = 0,7390 \mu H,$$

sendo que para as demais posições de inspeção obteve-se que

$$\begin{aligned}\hat{M}_{F_1} &= 1,1289 \mu H, \\ \hat{M}_{F_2} &= 1,1280 \mu H, \\ \hat{M}_{F_3} &= 1,1205 \mu H, \\ \hat{M}_{F_4} &= 1,1155 \mu H.\end{aligned}$$

Com a estimativa do valor da indutância mútua \hat{M} , pode-se calcular os demais componentes desconhecidos do circuito elétrico equivalente, respectivamente R_2 e L_2 .

4.3.3 Análise de sensibilidade das estimativas dos parâmetros do circuito equivalente

A fim de avaliar e comparar a sensibilidade da estimativa obtida pela metodologia de trabalho apresentada por τ_L , com a estimativa pela abordagem clássica de Z_{eq} , é necessário obter pelo menos a variação da magnitude dos parâmetros. Como visto na seção 4.1, os parâmetros da função de transferência do sistema são funções não lineares dos parâmetros do circuito equivalente. Portanto, não é possível estimar os parâmetros desconhecidos do circuito elétrico equivalente usando apenas a função de $\hat{G}(s)$.

No entanto, utilizando as características físicas do protótipo construído e de um *software* de elementos finitos FEM, como COMSOL Multiphysics, é possível obter o valor específico de indutância mútua \hat{M} (GHALI; RAHMAN, 2009; PORTO *et al.*, 2015). Finalmente, usando \hat{M} obtida na seção 4.3.2 em cada falha e juntamente com a medida de $L_1 = 6.50$ mH, a indutância da amostra de ensaios \hat{L}_2 , pode ser obtida a partir de \hat{b}_1 . Observe que, mesmo se R_1 pode ser medido¹, ele também pode ser estimado a partir da relação de parâmetros \hat{a}_0/\hat{b}_0 . Usando as estimativas de \hat{M} , \hat{L}_2 e \hat{R}_1 , uma estimativa para \hat{R}_2 pode ser obtida a partir de \hat{b}_0 ou \hat{a}_1 . Devido a ruídos de medida, foi utilizado o valor médio destas duas estimativas como a estimativa para o valor de \hat{R}_2 . Os parâmetros calculados para cada falha induzida na amostra de testes são dadas na Tabela 10, mostrando que tanto a resistência \hat{R}_2 quanto a indutância \hat{L}_2 aumentam com o aumento da largura e profundidade da falha.

Tabela 10: Estimativa dos parâmetros desconhecidos do circuito equivalente de F_0 a F_4 .

Falhas Inspeccionadas	\hat{M} [μH]	\hat{R}_2 [m Ω]	\hat{L}_2 [nH]	\hat{R}_1 [Ω]
F_1	1.1289	1.1167	0.2118	15.5882
F_2	1.1280	1.1025	0.2117	15.5924
F_3	1.1205	1.0977	0.2090	15.6049
F_4	1.1155	1.0866	0.2073	15.5730
F_0	0.7390	0.5056	0.0910	15.5700

¹ R_1 foi medido com 15.40 Ω .

Pode-se analisar a sensibilidade da impedância Z_{eq} , dado por (52) e (53), e da constante de tempo indutiva τ_L , dado por (54) e (55), com base nos parâmetros do circuito equivalente estimados. Considere, por exemplo, os valores estimados obtidos para o caso de nenhuma falha, ou seja, de $\hat{G}_{F_0}(s)$: $\hat{R}_2 = 0,5056 \text{ m}\Omega$, $\hat{L}_2 = 0,0910 \text{ nH}$, $\hat{M} = 0,7390 \text{ }\mu\text{H}$. As sensibilidades em relação a cada parâmetro, considerando $f = 1 \text{ kHz}$, multiplicado pela estimativa de parâmetros, foram calculadas do seguinte modo para Z_{eq} :

$$\left| \frac{\partial Z_{eq}}{\partial R_2} \right| \hat{R}_2 = 13,125 \times 10^{-1} [\Omega], \quad (70)$$

$$\left| \frac{\partial Z_{eq}}{\partial L_2} \right| \hat{L}_2 = 4,6538 \times 10^{-5} [\Omega], \quad (71)$$

$$(72)$$

e para τ_L :

$$\left| \frac{\partial \tau_L}{\partial R_2} \right| \hat{R}_2 = 7,8237 \times 10^{-4} [H/\Omega], \quad (73)$$

$$\left| \frac{\partial \tau_L}{\partial L_2} \right| \hat{L}_2 = 1,7806 \times 10^{-7} [H/\Omega]. \quad (74)$$

Pelo motivo de que as sensibilidades de ambos Z_{eq} e τ_L são muito maiores para as variações de R_2 do que para variações de L_2 , e também porque as variações de indutância são muito pequenas, pode-se considerar apenas os efeitos da variação de resistência R_2 . Deste modo, ΔZ_{eq} e $\Delta \tau_L$ podem ser aproximadas por:

$$\Delta Z_{eq} \cong \left| \frac{\partial Z_{eq}}{\partial R_2} \right| \Delta R_2, \quad (75)$$

$$\Delta \tau_L \cong \left| \frac{\partial \tau_L}{\partial R_2} \right| \Delta R_2. \quad (76)$$

Finalmente, a fim de comparar os desempenhos de ΔZ_{eq} e $\Delta \tau_L$, também é necessário normalizar os resultados. Neste caso, os resultados foram normalizados pelas estimativas associados com

$$G_0(s) : \frac{\Delta \tau_L}{|\tau_{L0}|}, \frac{\Delta Z_{eq}}{|Z_{eq0}|}. \quad (77)$$

A Figura 33 mostra a variação relativa de τ_L para a resistência R_2 variando de 0,5056 até 1,20 m Ω (gama de valores escolhidos com base em resultados apresentados na Tabela 10). Esta figura também mostra as variações relativas de impedância Z_{eq} a diferentes frequências: 100 Hz, 200 Hz, 300 Hz, 500 Hz, 1000 Hz, 2000 Hz, e 3000 Hz. A metodologia apresentada nesta dissertação, a qual é baseada na estimativa de τ_L em vez da impedância equivalente Z_{eq} pode ser justificada no estudo de caso apresentado porque a sua sensibilidade à variação de correntes de Foucault (aqui representada pela variação do R_2) é significativamente maior do que a sensibilidade da impedância equivalente, especialmente a baixas frequências.

Outro fator positivo é que $\frac{\Delta \tau_L}{|\tau_L|}$ não depende da frequência de excitação f , já para $\frac{\Delta Z_{eq}}{|Z_{eq}|}$ depende. No caso da Figura 33, onde $f = 1 \text{ kHz}$, mesmo ao aumentar a frequência do sinal de excitação para $f = 3 \text{ kHz}$, a variação relativa de comportamento de

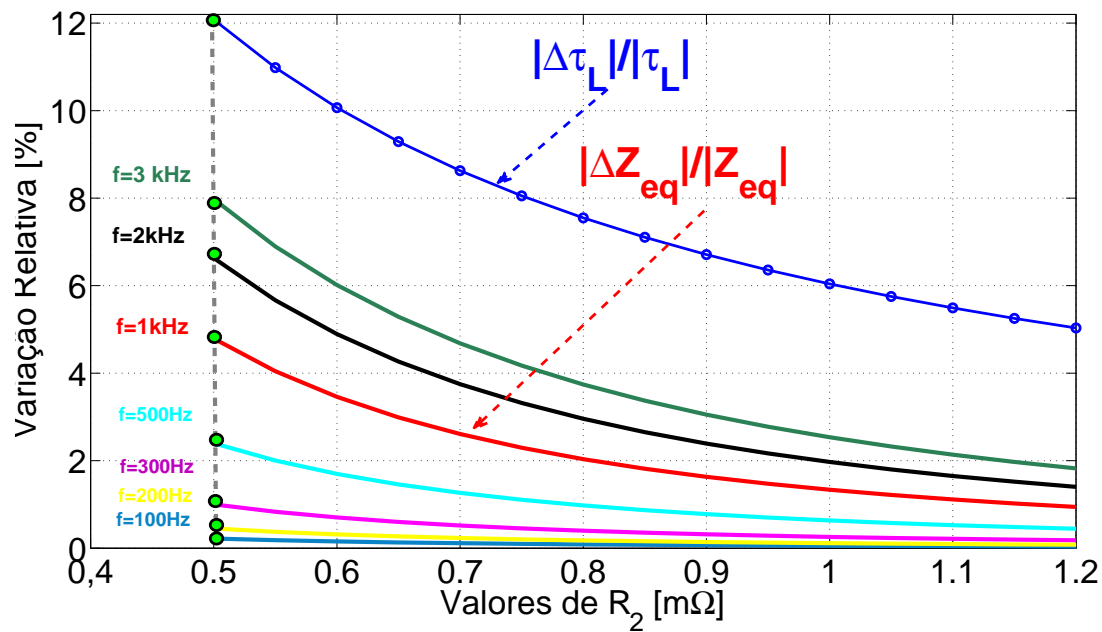


Figura 33: Comparativo da variação relativa da sensibilidade do sistemas.

τ_L foi maior do que todos os demais casos de Z_{eq} . Essa faixa de frequência até 3 kHz foi escolhida para avaliação justamente por ser o limite da faixa da identificação do sistema (método pelo qual tau foi estimada). Uma análise aprofundada para verificar a tendência do aumento da variação relativa da impedância equivalente é proposta como trabalho futuro deste documento.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresenta a análise de um sistema de medição por correntes parasitas para detecção de falhas em materiais condutores. Inicialmente um circuito equivalente é proposto e uma função de transferência é determinada. Posteriormente os parâmetros dessa função são identificados e monitorados durante a varredura, com uma sonda, de uma peça teste construída com ranhuras emulando falhas.

A fim de aplicar um sinal de excitação com frequências de interesse e para monitorar as variações de corrente e tensão, foi projetado um circuito de condicionamento e aquisição dos sinais necessários para a identificação.

A identificação dos parâmetros da função de transferência permitiu a determinação da constante de tempo indutiva do circuito equivalente da amostra analisada. Ao considerar que o método de reflexão de impedância é tradicionalmente empregado para análise do sistema por correntes parasitas, foi realizado um comparativo entre a variação da constante τ_L e a variação da impedância refletida Z_{eq} para os ensaios experimentais com a amostra utilizada. A sensibilidade do sistema de medição por correntes parasitas também foi analisada. Os resultados obtidos de um estudo de caso mostrou que a sensibilidade da constante de tempo indutiva τ_L é consistentemente elevada do que a impedância equivalente de Z_{eq} particularmente em baixas frequências. Baixas frequências estão associadas a inspeções em maiores profundidades da amostra. Além da sensibilidade, o τ_L tem a vantagem de apenas depender dos parâmetros identificados do circuito equivalente e sua independência da frequência de excitação e indutância mútua M .

Como R_1 e L_1 já eram conhecidos, também foi realizada uma estimativa para os valores dos componentes desconhecidos M , R_2 e L_2 . A indutância mútua foi estimada por dois métodos distintos: através de um *software* de elementos finitos FEM e utilizando as medidas feitas com o sensor magnético GMR. Uma pequena diferença entre os valores resultantes foi observada, porém considerando as aproximações feitas para estimar M como o sensor magnético, a maior diferença entre os valores estimados para cada falha ficou em 14 %;

5.1 Proposta Para Trabalhos Futuros

- A identificação é realizada com uma sequência de passos, sendo que os dados de entrada e saída são coletados e somente num segundo momento a função $G(s)$ é identificada. A continuidade desse trabalho conta com o desenvolvimento de um sistema dinâmico de medição, com um sistema de controle de varredura;
- Desenvolvimento e prototipagem de uma matriz de sensores GMR's para a

inspeção;

- Avaliar o sistema de medição por corrente parasitas utilizando outros tipos de bobinas, como por exemplo, bobinas planares;
- Realizar uma análise aprofundada com relação a etapa experimental, por exemplo, aumentando o número de fatores controláveis do experimento;
- A exploração aprofundada do parâmetro obtido nesse trabalho da constante de tempo do circuito equivalente da amostra.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AGILENT. **Agilent Handheld LCR Meter. 2013. Disponível em:** <<http://www.agilent.com.br>>. acesso em: 25 fev. 2016. [S.l.]: Agilent Technologies, 2013.
- AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas:** técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais. 3.ed. rev. e ampl.. Belo Horizonte: UFMG, 2007.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. **Fundamentos de Circuitos Elétricos.** 5.ed. Porto Alegre: Bookman, c2013. xxii, 874 p., il. ISBN 978-85-805-5172-3.
- ANALOG, D. **AD620 Data Sheet. Acessado em:** 09 fev 2016. 2016.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas.** 2.ed. Rio de Janeiro: LTC, c2011. 2 v., il. 509 p. ISBN 978-85-216-1879-9.
- BETTA, G. *et al.* Optimized complex signals for Eddy Current Testing. In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC) PROCEEDINGS, 2014 IEEE INTERNATIONAL, 2014, Montevideo. **Proceedings...** New York: IEEE, 2014. p.1120–1125.
- BETTA, G.; FERRIGNO, L.; LARACCA, M. GMR-Based ECT Instrument for Detection and Characterization of Crack on a Planar Specimen: a hand-held solution. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.61, n.2, p.505–512, Feb 2012.
- BRUSAMARELLO, V. J. *et al.* A study on inductive power transfer with wireless tuning. In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2012 IEEE INTERNATIONAL, 2012, Graz. **Proceedings...** New York: IEEE, 2012. p.1098–1103.
- CAMPESTRINI, L. **Contribuições para Métodos de Controle Baseados em Dados Obtidos em Apenas um Experimento.** 2010. 119 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2010.
- CHEN, W. *et al.* Giant magneto resistance based eddy-current testing system. In: IEEE FAR EAST FORUM ON NONDESTRUCTIVE EVALUATION/TESTING (FENDT), 2014, Chengdu. **Proceedings...** New York: IEEE, 2014. p.213–216.

COMSOL. **Mutual Inductance and Induced Currents in a Single-Turn Coil**. 2016.

COMSOL. **Mutual Inductance and Induced Currents in a Multi-Turn Coil**. 2016.

DOGARU, T.; SMITH, S. Giant magnetoresistance-based eddy-current sensor. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.37, n.5, p.3831–3838, Sept 2001.

GAO, J.; PAN, M.; LUO, F. Defect identification and classification of multi-frequency eddy current test based on spectrum method. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION AND AUTOMATION (ICIA), 2010, Harbin. **Proceedings...** New York: IEEE, 2010. p.1883–1886.

GARCÍA MARTÍN, J.; GÓMEZ GIL, J.; VÁZQUEZ SÁNCHEZ, E. Non-Destructive Techniques Based on Eddy Current Testing. **Sensors**, New York, v.11, n.3, p.2525–2565, 2011.

GHALI, H.; RAHMAN, H. Understanding Mutual Inductance using COMSOL Multiphysics. In: COMSOL CONFERENCE, 2009, Milan. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 2009.

HAMIA, R.; CORDIER, C.; DOLABDJIAN, C. Separability of Multiple Deep Crack Defects With an NDE Eddy Current System. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.49, n.1, p.124–127, Jan 2013.

HAMIA, R. *et al.* Eddy-Current Nondestructive Testing Using an Improved GMR Magnetometer and a Single Wire as Inducer: a fem performance analysis. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.46, n.10, p.3731–3737, Oct 2010.

HELLIER, C. **Handbook of nondestructive evaluation**. 1.ed. Chicago: McGraw-Hill, 2001. 306p., il. ISBN 978-85-7025-849-6.

JANOUSEK, L. *et al.* Multiprobe Inspection for Enhancing Sizing Ability in Eddy Current Nondestructive Testing. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.44, n.6, p.1618–1621, June 2008.

JUN, G.; WULIANG, Y. Accurate Distance Measurement Using an Eddy Current Sensor Based on an Analytical Model. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INTELLIGENT COMPUTATION TECHNOLOGY AND AUTOMATION (ICICTA), 2010, Changsha. **Proceedings...** New York: IEEE, 2010. v.1, p.397–399.

KOLLAR, I.; FRANKLIN, G.; PINTELO, R. On the equivalence of z-domain and s-domain models in system identification. In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE, 1996. IMTC-96. CONFERENCE PROCEEDINGS. QUALITY MEASUREMENTS: THE INDISPENSABLE BRIDGE BETWEEN THEORY AND REALITY., IEEE, 1996, Brussels. **Proceedings...** New York: IEEE, 1996. v.1, p.14–19 vol.1.

- KRAL, J. *et al.* Thickness measurement using transient eddy current techniques. In: INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2011 IEEE, 2011, Binjiang. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p.1–6.
- LI, W.; JEONG, Y. W.; KOH, C. S. An Adaptive Equivalent Circuit Modeling Method for the Eddy Current-Driven Electromechanical System. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.46, n.6, p.1859–1862, June 2010.
- LJUNG, L. **System Identification: theory for the user.** 2nd.ed. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 1999. xxii, 609 p., il. ISBN 0-13-656695-2.
- NVE, C. **NVE, AAL002. Porto Alegre, 2010. v. 10, p. 13-27. Disponível em:** <<http://www.nve.com>>. acesso em: 29 fev. 2016. [S.l.: s.n.], 2016.
- OBREGÓN-PULIDO, G.; NUÑO, E.; MORA, A. de-la. On the equivalence of z-domain and s-domain: the inverse of convolution integral and its application to systems identification. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY (ICIT), 2010. **Proceedings...** [S.l.: s.n.], 2010. p.259–262.
- PENG, X. Eddy current crack extension direction evaluation based on neural network. In: SENSORS, 2012 IEEE, 2012, Taipei. **Proceedings...** New York: IEEE, 2012. p.1–4.
- PEREIRA, D.; CLARKE, T. Modeling and Design Optimization of an Eddy Current Sensor for Superficial and Subsuperficial Crack Detection in Inconel Claddings. **Sensors Journal, IEEE**, New York, v.15, n.2, p.1287–1292, Feb 2015.
- PLACKO, D.; DUFOUR, I. Eddy current sensors for nondestructive inspection of graphite composite materials. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING., CONFERENCE RECORD OF THE IEEE, 1992, Houston, TX, USA. **Proceedings...** New York: IEEE, 1992. p.1676–1682 vol.2.
- PORTO, R. *et al.* Design and analysis of a GMR eddy current probe for NDT. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SENSING TECHNOLOGY (ICST), 2013, Wellington. **Proceedings...** New York: IEEE, 2013. p.424–429.
- PORTO, R. W. *et al.* Design and characterization of a power transfer inductive link for wireless sensor network nodes. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2015, Pisa. **Proceedings...** New York: IEEE, 2015. p.1261–1266.
- POSTOLACHE, O.; RIBEIRO, A.; RAMOS, H. A novel uniform eddy current probe with GMR for non destructive testing applications. In: EUROCON - INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER AS A TOOL (EUROCON), 2011, Lisbon. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p.1–4.
- POSTOLACHE, O.; RIBEIRO, A.; RAMOS, H. Uniform eddy current probe based on GMR sensor array and image processing for NDT. In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2012, Graz. **Proceedings...** New York: IEEE, 2012. p.458–463.

PRYOR, R. W. **Multiphysics modeling using COMSOL: a first principles approach.** [S.l.: s.n.], 2011.

RODRIGUEZ, A.; VALLI, A. **Eddy Current Approximation of Maxwell Equations: theory, algorithms and applications.** 4.ed. New York: Springer, 2010. 345p., il. ISBN: 978-88-470-1505-0.

ROSADO, L.; RAMOS, P.; PIEDADE, M. Real-Time Processing of Multifrequency Eddy Currents Testing Signals: design, implementation, and evaluation. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.63, n.5, p.1262–1271, May 2014.

SÖDERSTRÖM, T.; STOICA, P. **System identification.** 1.ed. New York: Prentice-Hall, Inc., 1989. 637 p., il. ISBN 0-13-881236-5.

THEODOULIDIS, T. Analytical model for tilted coils in eddy-current nondestructive inspection. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.41, n.9, p.2447–2454, Sept 2005.

VYROUBAL, D. Impedance of the eddy-current displacement probe: the transformer model. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.53, n.2, p.384–391, April 2004.

WANG, H.; LI, W.; FENG, Z. Noncontact Thickness Measurement of Metal Films Using Eddy-Current Sensors Immune to Distance Variation. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v.64, n.9, p.2557–2564, Sept 2015.

WANG, H.; LI, W.; FENG, Z. A Compact and High-Performance Eddy-Current Sensor Based on Meander-Spiral Coil. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v.51, n.9, p.1–6, Sept 2015.

XU, P.; HUANG, S.; ZHAO, W. Differential eddy current testing sensor composed of double gradient winding coils for crack detection. In: **SENSORS APPLICATIONS SYMPOSIUM (SAS)**, 2010, Limerick. **Proceedings...** New York: IEEE, 2010. p.59–63.

APÊNDICE A TABELAS

Tabela 11: Parâmetros da Função de Transferência $G_{ECT}(s)$

Nº do Ensaio	Parâmetros Identificados - Corpo de Prova Com falha F_2			
	b_1	b_0	a_1	a_0
1	$2,041 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,909 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
2	$2,040 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,911 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
3	$2,038 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$6,934 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
4	$2,044 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,915 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
5	$2,042 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,910 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
6	$2,039 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,906 \times 10^7$	$1,642 \times 10^{11}$
7	$2,038 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,923 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
8	$2,044 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$6,928 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
9	$2,042 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,918 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
10	$2,042 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,920 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
11	$2,042 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,920 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
12	$2,041 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,903 \times 10^7$	$1,641 \times 10^{11}$
13	$2,041 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$6,934 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
14	$2,040 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$6,926 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
15	$2,042 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$6,927 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
16	$2,041 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,914 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
17	$2,042 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,915 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
18	$2,041 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,909 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
19	$2,038 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,925 \times 10^7$	$1,642 \times 10^{11}$
20	$2,036 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$6,933 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
21	$2,040 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,924 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
22	$2,043 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,902 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
23	$2,042 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,920 \times 10^7$	$1,640 \times 10^{11}$
24	$2,040 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,916 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
25	$2,041 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,917 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
26	$2,044 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,905 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
27	$2,040 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,917 \times 10^7$	$1,641 \times 10^{11}$
28	$2,036 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$6,934 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
29	$2,040 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,924 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
30	$2,042 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,914 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$

31	$2,039 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$6,928 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
32	$2,039 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,905 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
33	$2,042 \times 10^3$	$1,051 \times 10^{10}$	$6,899 \times 10^7$	$1,641 \times 10^{11}$
34	$2,039 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$6,929 \times 10^7$	$1,639 \times 10^{11}$
35	$2,040 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,903 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
36	$2,040 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,906 \times 10^7$	$1,640 \times 10^{11}$
37	$2,041 \times 10^3$	$1,051 \times 10^{10}$	$6,899 \times 10^7$	$1,641 \times 10^{11}$
38	$2,041 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,903 \times 10^7$	$1,639 \times 10^{11}$
39	$2,037 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,917 \times 10^7$	$1,640 \times 10^{11}$
40	$2,042 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,915 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
41	$2,042 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,907 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
42	$2,040 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,922 \times 10^7$	$1,641 \times 10^{11}$
43	$2,044 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,908 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
44	$2,044 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,907 \times 10^7$	$1,641 \times 10^{11}$
45	$2,042 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,913 \times 10^7$	$1,642 \times 10^{11}$
46	$2,041 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$6,927 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
47	$2,040 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,922 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
48	$2,039 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,917 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
49	$2,041 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$6,921 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
50	$2,041 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$6,926 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
Valor Médio	$2,041 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$6,910 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
Desvio Padrão	2,13	$7,74 \times 10^3$	49,35	$1,11 \times 10^5$

Tabela 12: Parâmetros da Função de Transferência $G_{ECT}(s)$

Nº do Ensaio	Parâmetros Identificados - Corpo de Prova Com falha F_3			
	b_1	b_0	a_1	a_0
1	$2,021 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$7,010 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
2	$2,021 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,010 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
3	$2,021 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,010 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
4	$2,025 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,029 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
5	$2,025 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,045 \times 10^7$	$1,651 \times 10^{11}$
6	$2,022 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,018 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
7	$2,024 \times 10^3$	$1,051 \times 10^{10}$	$6,997 \times 10^7$	$1,642 \times 10^{11}$
8	$2,024 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,017 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
9	$2,025 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,034 \times 10^7$	$1,649 \times 10^{11}$
10	$2,024 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,040 \times 10^7$	$1,650 \times 10^{11}$
11	$2,021 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,023 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
12	$2,024 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,019 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
13	$2,023 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$7,009 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
14	$2,023 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,025 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
15	$2,023 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,028 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
16	$2,023 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,028 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
17	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,017 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
18	$2,022 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,024 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$

19	$2,018 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,025 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
20	$2,023 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,021 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
21	$2,025 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,013 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
22	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,014 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
23	$2,019 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,036 \times 10^7$	$1,649 \times 10^{11}$
24	$2,023 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,010 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
25	$2,024 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,017 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
26	$2,025 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,019 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
27	$2,024 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,018 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
28	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,029 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
29	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,031 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
30	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,035 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
31	$2,026 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,013 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
32	$2,020 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,018 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
33	$2,026 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,042 \times 10^7$	$1,649 \times 10^{11}$
34	$2,027 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,023 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
35	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,003 \times 10^7$	$1,641 \times 10^{11}$
36	$2,025 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,016 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
37	$2,027 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,027 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
38	$2,025 \times 10^3$	$1,053 \times 10^{10}$	$6,999 \times 10^7$	$1,640 \times 10^{11}$
39	$2,021 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,035 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
40	$2,025 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,025 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
41	$2,023 \times 10^3$	$1,052 \times 10^{10}$	$7,019 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
42	$2,023 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,017 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
43	$2,023 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,025 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
44	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,030 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
45	$2,026 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,021 \times 10^7$	$1,644 \times 10^{11}$
46	$2,019 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,013 \times 10^7$	$1,643 \times 10^{11}$
47	$2,025 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,035 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
48	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,021 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
49	$2,025 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,030 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
50	$2,020 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,037 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
Valor Médio	$2,023 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,020 \times 10^7$	$1,645 \times 10^{11}$
Desvio Padrão	2,14	$7,31 \times 10^3$	46,35	$1,07 \times 10^5$

Tabela 13: Parâmetros da Função de Transferência $G_{ECT}(s)$

Nº do Ensaio	Parâmetros Identificados - Corpo de Prova Com falha F_4			
	b_1	b_0	a_1	a_0
1	$1,999 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,137 \times 10^7$	$1,656 \times 10^{11}$
2	$1,997 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,122 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
3	$1,996 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,120 \times 10^7$	$1,652 \times 10^{11}$
4	$1,998 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,132 \times 10^7$	$1,655 \times 10^{11}$
5	$2,000 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,127 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
6	$1,999 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,127 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$

7	$1,999 \times 10^3$	$1,062 \times 10^{10}$	$7,151 \times 10^7$	$1,658 \times 10^{11}$
8	$1,999 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,134 \times 10^7$	$1,654 \times 10^{11}$
9	$2,001 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,134 \times 10^7$	$1,654 \times 10^{11}$
10	$2,002 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,115 \times 10^7$	$1,654 \times 10^{11}$
11	$1,996 \times 10^3$	$1,061 \times 10^{10}$	$7,145 \times 10^7$	$1,650 \times 10^{11}$
12	$1,999 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,129 \times 10^7$	$1,656 \times 10^{11}$
13	$1,999 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,120 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
14	$1,999 \times 10^3$	$1,061 \times 10^{10}$	$7,144 \times 10^7$	$1,651 \times 10^{11}$
15	$1,999 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,117 \times 10^7$	$1,656 \times 10^{11}$
16	$1,999 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,132 \times 10^7$	$1,650 \times 10^{11}$
17	$1,997 \times 10^3$	$1,055 \times 10^{10}$	$7,126 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
18	$1,998 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,132 \times 10^7$	$1,652 \times 10^{11}$
19	$1,998 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,110 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
20	$1,998 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,120 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
21	$2,002 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,130 \times 10^7$	$1,650 \times 10^{11}$
22	$2,003 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,119 \times 10^7$	$1,652 \times 10^{11}$
23	$1,999 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,136 \times 10^7$	$1,650 \times 10^{11}$
24	$1,993 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,134 \times 10^7$	$1,654 \times 10^{11}$
25	$1,997 \times 10^3$	$1,060 \times 10^{10}$	$7,127 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
26	$1,999 \times 10^3$	$1,061 \times 10^{10}$	$7,116 \times 10^7$	$1,651 \times 10^{11}$
27	$2,000 \times 10^3$	$1,061 \times 10^{10}$	$7,141 \times 10^7$	$1,648 \times 10^{11}$
28	$2,000 \times 10^3$	$1,061 \times 10^{10}$	$7,145 \times 10^7$	$1,654 \times 10^{11}$
29	$1,997 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,144 \times 10^7$	$1,656 \times 10^{11}$
30	$2,000 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,149 \times 10^7$	$1,655 \times 10^{11}$
31	$1,998 \times 10^3$	$1,054 \times 10^{10}$	$7,117 \times 10^7$	$1,656 \times 10^{11}$
32	$2,003 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,136 \times 10^7$	$1,649 \times 10^{11}$
33	$2,001 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,103 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
34	$1,998 \times 10^3$	$1,060 \times 10^{10}$	$7,136 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
35	$1,998 \times 10^3$	$1,056 \times 10^{10}$	$7,103 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
36	$1,996 \times 10^3$	$1,061 \times 10^{10}$	$7,136 \times 10^7$	$1,646 \times 10^{11}$
37	$1,995 \times 10^3$	$1,060 \times 10^{10}$	$7,136 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
38	$1,998 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,139 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
39	$2,002 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,111 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
40	$1,999 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,143 \times 10^7$	$1,647 \times 10^{11}$
41	$1,998 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,139 \times 10^7$	$1,654 \times 10^{11}$
42	$1,999 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,119 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
43	$1,998 \times 10^3$	$1,060 \times 10^{10}$	$7,136 \times 10^7$	$1,649 \times 10^{11}$
44	$2,001 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,125 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
45	$2,003 \times 10^3$	$1,057 \times 10^{10}$	$7,123 \times 10^7$	$1,650 \times 10^{11}$
46	$1,998 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,134 \times 10^7$	$1,649 \times 10^{11}$
47	$1,999 \times 10^3$	$1,059 \times 10^{10}$	$7,139 \times 10^7$	$1,652 \times 10^{11}$
48	$2,015 \times 10^3$	$1,060 \times 10^{10}$	$7,126 \times 10^7$	$1,653 \times 10^{11}$
49	$2,017 \times 10^3$	$1,061 \times 10^{10}$	$7,119 \times 10^7$	$1,650 \times 10^{11}$
50	$2,001 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,128 \times 10^7$	$1,649 \times 10^{11}$
Valor Médio	$1,999 \times 10^3$	$1,058 \times 10^{10}$	$7,120 \times 10^7$	$1,651 \times 10^{11}$
Desvio Padrão	2,14	$6,91 \times 10^3$	42,80	$1,21 \times 10^5$