

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

JOÃO DANIEL DE OLIVEIRA KLEIN

**ESTIMAÇÃO DA CONDUTIVIDADE DE
METAIS E AFASTAMENTO DE UMA
SONDA PARA CORRENTES PARASITAS**

Porto Alegre
2019

JOÃO DANIEL DE OLIVEIRA KLEIN

**ESTIMAÇÃO DA CONDUTIVIDADE DE
METAIS E AFASTAMENTO DE UMA
SONDA PARA 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

Porto Alegre
2019

JOÃO DANIEL DE OLIVEIRA KLEIN

**ESTIMAÇÃO DA CONDUTIVIDADE DE
METAIS E AFASTAMENTO DE UMA
SONDA PARA 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. Ivan Müller, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert, UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

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

Coordenador do PPGEE: _____
Prof. Dr. João Manuel Gomes da Silva Jr.

Porto Alegre, Outubro de 2019.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, sem os quais, pelo incentivo e educação que recebi, não seria possível.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Mari e João, assim como aos meus amigos e colegas pela paciência e compreensão ao longo desses últimos semestres, sempre me apoiando e entendendo a minha ausência.

Agradeço ao meu orientador, por ter me motivado, por fazer cobranças e correções diversas, contribuindo para a melhoria contínua do trabalho. Também pela paciência em ser meu orientador pela segunda vez!

Agradeço à professora Lucíola, pelas contribuições valiosas para o bom desenvolvimento do trabalho e publicação do mesmo.

Agradeço ao colega Fabiano por ter encarado inúmeros desafios nas disciplinas que fizemos juntos ao longo do curso, virando horas no laboratório para que tudo corresse como esperado.

A todos os que contribuíram para que eu chegasse até aqui, meu muito obrigado.

RESUMO

Ensaio baseado em correntes parasitas são largamente empregados para inspeção e controle de qualidade de materiais e estruturas metálicas na indústria metalúrgica, química e aeroespacial, entre outras. Tendo em vista a importância desta técnica, neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de uma metodologia para estimativa de dois parâmetros decorrentes de um circuito elétrico equivalente ao de uma sonda indutiva para inspeção de superfícies condutoras por meio de correntes parasitas. Inicialmente o equacionamento do circuito elétrico equivalente ao de um transformador foi desenvolvido, evidenciando os parâmetros não disponibilizados para medidas diretas. Em seguida, a sonda indutiva foi excitada em diferentes frequências e o fator de acoplamento magnético k , assim como uma constante C que relaciona a permeabilidade magnética e a condutividade elétrica da peça sob teste foram estimados utilizando o método dos mínimos quadrados. O processo é iniciado com a excitação e o monitoramento da impedância nos terminais da sonda. A análise do circuito equivalente permite então descrever essa impedância em função de todos os parâmetros do circuito e dessa forma é possível estimar k e C . Um circuito analógico para a medição da impedância foi construído para a validação da metodologia. Verificou-se que o coeficiente de acoplamento magnético está relacionado com a distância entre a sonda e a superfície condutora, permitindo a sua utilização tanto para obtenção da espessura de coberturas isolantes quanto como parâmetro de correção para outros métodos baseados em correntes parasitas e que são sensíveis a esta distância. Já a constante relacionada à peça condutora apresenta potencial para a caracterização de suas propriedades eletromagnéticas e também para detecção de fissuras nessa peça. Os experimentos foram realizados em três peças metálicas planas de diferentes materiais não-ferromagnéticos, alumínio, cobre e latão, com distâncias de afastamento de até 3 mm. Os resultados experimentais foram consistentes e apresentaram grande similaridade com os valores analíticos.

Palavras-chave: Sensor indutivo, correntes parasitas, propriedades eletromagnéticas, ensaios não destrutivos.

ABSTRACT

Tests based on eddy currents are widely used for inspection and quality control of materials and metal structures in the metallurgical, chemical and aerospace industries, among others. Given the importance of this technique, this work presents the development of a methodology for estimating two parameters derived from an electrical circuit test equivalent to an inductive probe for inspection of conductive surfaces through eddy currents. Initially the equation of the electrical circuit equivalent to a transformer was developed, showing the non-available parameters for direct measurements. Then, an inductive probe was handled at different frequencies, and the following parameters, magnetic coupling factor k and constant \mathcal{C} (which relates the magnetic permeability and electrical conductivity of the test piece) were estimated through the least squares method. The process is started by handling and monitoring the impedance at the probe terminals. The analysis of the equivalent circuit allows to describe the impedance due to all circuit parameters and thus it is possible to estimate k and \mathcal{C} . An analog circuit to measure the impedance was created in order to validate the methodology. It has been found that the magnetic coupling coefficient is related to the distance between the probe and the conductive surface, allowing its use for obtaining thickness on insulating covers as well as a correction parameter for other methods based in eddy currents that are sensitive to this distance. The constant related to the conductive piece has potential to characterize its electromagnetic properties and to detect cracks over it as well. The experiments were carried out on three flat metal pieces of different non-ferromagnetic materials, aluminum, copper and brass, with distances of up to 3 *mm*. The experimental results were consistent and showed significative similarity with the analytical values.

Keywords: Inductive sensor, eddy currents, electromagnetic properties, non-destructive tests.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1:	Exemplo de sonda utilizada para se avaliar a resposta transitória em correntes parasitas.	23
Figura 2:	Gradiômetro axial com 3 bobinas.	23
Figura 3:	Correntes parasitas em uma peça metálica.	24
Figura 4:	Circuito equivalente modelado através de um transformador.	25
Figura 5:	Caminho percorrido pelas correntes parasitas.	26
Figura 6:	Representação de uma bobina circular com seção retangular.	27
Figura 7:	Representação de duas bobinas circulares com seção retangular magneticamente acopladas.	28
Figura 8:	Sonda indutiva sobre peça de condutor único.	29
Figura 9:	Modelo ARX.	31
Figura 10:	Correntes parasitas na presença de uma fissura.	33
Figura 11:	Comportamento das correntes parasitas na presença de uma fissura - Vista superior.	34
Figura 12:	Representação do acoplamento entre a sonda (bobina superior) e a região da peça alvo no qual circula a corrente induzida (bobina inferior).	37
Figura 13:	Diagrama simplificado do arranjo experimental.	39
Figura 14:	Sonda indutiva e uma das peças metálicas utilizadas no experimento	40
Figura 15:	Fluxograma simplificado da aplicação em LabVIEW [®]	42
Figura 16:	Derivadas de (46) e (47) em relação a k	43
Figura 17:	Derivadas de (46) e (47) em relação a \mathcal{C}	44
Figura 18:	Diagrama da simulação para avaliação da frequência de excitação da sonda indutiva.	46
Figura 19:	Erro no valor estimado de k em função da constante \mathcal{C} (100 Hz a 10 MHz).	46
Figura 20:	φ_2 em função da frequência, para diferentes constantes \mathcal{C}	47
Figura 21:	Erro no valor estimado de k em função da constante \mathcal{C} (10 kHz a 1 MHz).	48
Figura 22:	Erro no valor estimado de k para diferentes relações sinal-ruído (SNR)	49
Figura 23:	Erro no valor estimado de \mathcal{C} para diferentes relações sinal-ruído (SNR)	49
Figura 24:	Erro no valor estimado de k para diferentes resoluções do conversor analógico-digital	50
Figura 25:	Erro no valor estimado de \mathcal{C} para diferentes resoluções do conversor analógico-digital	50
Figura 26:	Z_R versus <i>lift-off</i>	51
Figura 27:	Z_I versus <i>lift-off</i>	52
Figura 28:	Alumínio: Estimativa de k versus <i>lift-off</i>	53

Figura 29:	Alumínio: Estimativa da constante \mathcal{C} versus lift-off	55
Figura 30:	Alumínio: Estimativa da condutividade σ_{Al} versus lift-off	55
Figura 31:	Cobre: Estimativa de k versus lift-off	57
Figura 32:	Cobre: Estimativa da constante \mathcal{C} versus lift-off	58
Figura 33:	Cobre: Estimativa da condutividade σ_{Cu} versus lift-off	58
Figura 34:	Latão: Estimativa de k versus lift-off	60
Figura 35:	Latão: Estimativa de \mathcal{C} versus lift-off	61
Figura 36:	Latão: Estimativa da condutividade σ_{Lat} versus lift-off	62

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Resumo dos trabalhos citados que utilizam correntes parasitas	21
Tabela 2:	Características da sonda indutiva	39
Tabela 3:	Características dos condutores utilizados nos ensaios.	42
Tabela 4:	Faixas de frequências utilizadas para avaliação do seu efeito na estimativa de k	46
Tabela 5:	Faixas de frequências utilizadas para avaliação do seu efeito na estimativa de k	47
Tabela 6:	Faixas de frequências utilizadas para avaliação do seu efeito na estimativa de k	48
Tabela 7:	Alumínio: Constantes A e B da aproximação exponencial de k e desvios padrões experimentais de k e d	54
Tabela 8:	Alumínio: Valores estimados e desvio padrão das estimativas de C e da condutividade σ (afastamento da sonda de 0 a 1 mm)	55
Tabela 9:	Alumínio: Valores estimados e desvio padrão das estimativas de C e da condutividade σ (afastamento da sonda de 0 a 3 mm)	56
Tabela 10:	Cobre: Constantes A e B da aproximação exponencial de k e desvios padrões experimentais	57
Tabela 11:	Cobre: Valores médios e desvio padrão da estimativa da constante C e da condutividade σ (de 0 a 1 mm)	59
Tabela 12:	Cobre: Valores médios e desvio padrão da estimativa da constante C e da condutividade σ (de 0 a 3 mm)	59
Tabela 13:	Latão: Constantes A e B da aproximação exponencial de k e desvios padrões experimentais de k e de d	61
Tabela 14:	Latão: Valores estimados e desvio padrão da estimativa da constante C e da condutividade elétrica σ (de 0 a 1 mm)	62
Tabela 15:	Latão: Valores estimados e desvio padrão da estimativa da constante C e da condutividade elétrica σ (de 0 a 3 mm)	62

LISTA DE ABREVIATURAS

ARX	<i>autoregressive with exogenous inputs</i>
ECT	<i>eddy current test</i>
FEM	<i>finite elements method</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GMR	<i>giant magnetoresistance</i>
IIR	<i>infinite impulse response</i>
MEC	<i>multi-frequency eddy current</i>
MQR	mínimos cuadrados recursivo
NDE	<i>non-destructive testing</i>
PEC	<i>pulsed eddy current</i>
SEC	<i>single-frequency eddy current</i>
SLOC	<i>slop of lift-off curve</i>
SNR	<i>signal noise ratio</i>
SVM	<i>support vector machine</i>
TECO	<i>transient eddy current oscillations</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Constante associada à peça metálica $[-]$
f	Frequência $[Hz]$
F_G	Fator de geometria da sonda $[m]$
k	Fator de acoplamento magnético $[-]$
L_1	Autoindutância do circuito primário $[H]$
L_2	Autoindutância do circuito secundário $[H]$
L_d	Indutância de um indutor em forma de disco $[H]$
M	Indutância mútua $[H]$
σ	Condutividade elétrica $[S/m]$
δ	Profundidade de penetração do campo magnético $[m]$
μ	Permeabilidade magnética do meio $[H/m]$
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo $[H/m]$
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do meio $[-]$
R_i	Raio interno da sonda $[m]$
R_o	Raio externo da sonda $[m]$
\Re	Relutância magnética $[Ae/Wb]$
Z	Impedância elétrica complexa $[\Omega]$
Z_R	Componente real da impedância elétrica $[\Omega]$
Z_I	Componente imaginária da impedância elétrica $[\Omega]$
φ	Ângulo de fase $[rad]$
ϕ	Fluxo magnético $Wb]$
$\hat{\theta}$	Vetor de parâmetros estimado $[-]$
ω	Velocidade angular $[rad/s]$
ψ	Vetor regressor $[-]$
ξ	Resíduo da estimativa $[-]$
τ	Constante de tempo $[s]$

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Justificativa	14
1.2	Objetivos	16
1.2.1	Objetivos gerais	16
1.2.2	Objetivos específicos	16
1.3	Organização do trabalho	17
2	REFERENCIAL TEÓRICO E ESTADO DA ARTE	18
2.1	Estado da arte	18
2.2	Técnicas utilizadas em correntes parasitas	22
2.2.1	Sinal de excitação	22
2.2.2	Arranjo da sonda indutiva	22
2.3	Princípios da inspeção através de correntes parasitas	24
2.4	Modelagem da sonda de ECT como transformador	24
2.4.1	Cálculo da resistência R_2	25
2.4.2	Cálculo da autoindutância L_2	26
2.4.3	Cálculo da indutância mútua entre duas bobinas circulares	27
2.5	Formulação de Dodd e Deeds	28
2.6	Análise da peça metálica	30
2.7	Mínimos quadrados recursivo	30
2.8	Detecção de falha em peças condutoras	32
3	METODOLOGIA	35
3.1	Impedância equivalente	35
3.2	Cálculo analítico dos parâmetros não mensuráveis: R_2 , L_2 e M	36
3.3	Identificação de parâmetros utilizando Mínimos Quadrados Recursivo	37
3.4	Experimento	38
3.4.1	Hardware	38
3.4.2	Software e processamento dos dados	41
3.4.3	Corpos de prova	41
3.5	Avaliação de sensibilidade	43
3.6	Estimação da distância de afastamento da sonda	44
3.7	Estimação da condutividade	44
3.8	Determinação da frequência de excitação da sonda	45
3.9	Fontes de interferência na estimação dos parâmetros	48
3.9.1	Efeito da relação sinal-ruído	49
3.9.2	Efeito da resolução do conversor AD	49

4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	51
4.1	Peça de alumínio	53
4.2	Peça de cobre	56
4.3	Peça de latão	60
4.4	Comentários gerais	63
5	CONCLUSÕES	64
	REFERÊNCIAS	66
	APÊNDICE A	
	Diagrama elétrico do circuito de medição da impedância da sonda	69

1 INTRODUÇÃO

Técnicas baseadas em correntes parasitas são amplamente empregadas em ensaios não destrutivos, sendo bastante utilizadas na inspeção de estruturas metálicas em diversas áreas de aplicação (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011; EGOROV; POLYAKOV, 2018). Entre essas áreas, pode-se citar as linhas de produção de barras e tubos, tratamentos térmicos, indústrias nucleares e aeronáutica (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011), plantas térmicas e gasodutos (ANGANI *et al.*, 2016). Nesse contexto, este trabalho apresenta uma técnica para estimação da distância de afastamento entre uma sonda indutiva de correntes parasitas (do inglês: ECT - *Eddy Current Test*), assim como a determinação de uma constante associada à peça metálica sob teste.

O método proposto aqui consiste em obter a impedância equivalente nos terminais de uma sonda indutiva próxima à peça metálica sob teste e, a partir do modelo equivalente de um transformador, estimar simultaneamente dois parâmetros: o fator de acoplamento magnético e uma constante associada à peça.

Uma das principais inovações que esse método apresenta é a possibilidade de estimar tanto o coeficiente de acoplamento entre a sonda indutiva e a peça sob teste, quanto a sua distância de afastamento. Essas características podem ser utilizadas para correções em técnicas sensíveis a essa distância (*lift-off*) ou para medição de espessura de coberturas isolantes, independente da permissividade do material isolante. Outro diferencial é a estimativa simultânea de uma constante relacionada à permeabilidade e à condutividade do material condutor. Essa constante, por sua vez, pode ser empregada tanto para detecção de fissuras na peça condutora quanto para estimativa da condutividade de materiais não-ferromagnéticos, mesmo cobertos por uma camada isolante ou sem que haja a necessidade de contato.

A seguir são apresentados os argumentos que justificam esse trabalho, assim como os objetivos propostos para o mesmo.

1.1 Justificativa

Sensores baseados em correntes parasitas são largamente utilizados na indústria para medições de deslocamento e vibração, caracterização de propriedades de materiais, controle de qualidade, entre outros (WANG; LI; FENG, 2015). Correntes parasitas também são empregadas para identificação de materiais, caracterização de microestruturas, controle de tratamentos térmicos, medição de coberturas isolantes sobre materiais condutores e inspeção de fissuras na indústria aeronáutica e nuclear (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011). Na indústria química, um problema importante refere-se ao estreitamento local da espessura de estruturas metálicas, como gasodutos

e oleodutos, no qual as condições severas de operação podem levar à corrosão e à erosão dessas estruturas. Assim, o seu monitoramento contínuo é de grande importância para a redução de acidentes (ANGANI *et al.*, 2016). Com a evolução de compostos para a indústria aeroespacial, as técnicas de ensaios não destrutivos através de correntes parasitas também têm sido aplicadas à inspeção de peças de compostos condutivos, baseadas principalmente em fibra de carbono, a fim de analisar sua integridade e distribuição espacial (RICCI *et al.*, 2015). Muitas estruturas tais como tubulações em indústrias petroquímicas e nucleares, assim como estruturas aeroespaciais, são usualmente recobertas por materiais isolantes para evitar a corrosão em ambientes agressivos. Assim, é importante haver técnicas para avaliar as condições dessas estruturas metálicas sem a necessidade de remover tais coberturas, que resultam em um afastamento da sonda com relação ao metal condutor (ANGANI *et al.*, 2016).

Além de ser uma das técnicas de ensaios não destrutivos (NDE), a técnica de ensaios baseados em correntes parasitas se destaca entre outras por ser de baixo custo, robusta a ambientes agressivos e insensível a contaminantes não condutivos (WANG; LI; FENG, 2015). Outro diferencial é a alta sensibilidade para certos tipos de defeitos, como pequenas fissuras superficiais ou próximas à superfície (RICCI *et al.*, 2015).

A técnica de correntes parasitas permite a realização de testes em alta velocidade e sob condições severas, onde outras técnicas não podem ser usadas. Além disso, esta técnica apresenta resultados praticamente instantâneos, enquanto outras técnicas utilizadas para inspeção de fissuras, como testes de líquido penetrante ou inspeção óptica, requerem procedimentos mais demorados. Outra vantagem deste método com relação a outras técnicas é que a inspeção pode ser implementada sem qualquer contato físico direto entre o sensor e a peça inspecionada (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011).

O *lift-off* é a distância entre a bobina da sonda de inspeção e a peça em teste e alterações nessa distância podem ocorrer devido a variações na cobertura isolante das peças, superfícies irregulares ou movimentos do operador. O efeito do *lift-off* é um dos principais obstáculos e fonte de erros em medições utilizando correntes parasitas, uma vez que a sua variação reflete em uma alteração no sinal recebido pelo sensor, sendo considerado uma fonte de ruídos. Diferentes características e estruturas de sensores vem sendo desenvolvidas para se determinar e reduzir o efeito do *lift-off* (WANG; LI; FENG, 2015; LU *et al.*, 2016; GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011; RICCI *et al.*, 2015; HUANG; WU, 2014). Considerando-se uma sonda indutiva planar, o erro na medição da indutância, por exemplo, é de aproximadamente 2% quando o *lift-off* varia na ordem de 1% do diâmetro da sonda (LI *et al.*, 2017). Esse efeito, presente na maioria das técnicas baseadas em correntes parasitas, resulta em alterações tanto na magnitude quanto na fase do sinal, podendo descaracterizar os resultados do ensaio (HUANG; WU, 2014). Dessa forma, o conhecimento do fator de acoplamento associado à distância entre a sonda e a peça metálica tem potencial para reduzir o efeito indesejado do *lift-off*, por exemplo, na avaliação de estreitamento de paredes em tubulações industriais e identificação de sua corrosão sob isolamentos (LI *et al.*, 2015).

Além da possibilidade de se utilizar o fator de acoplamento associado à distância como parâmetro de correção nos ensaios tradicionais baseados em correntes parasitas, a mesma pode ser utilizada para medição da espessura de isolantes térmicos não condutores, que é um parâmetro importante para sua instalação e manutenção em tubulações e vasos industriais. Uma das formas de medição utilizadas consiste na utilização de um sistema detector de profundidade, que encrava um pino no material isolante. Além de esse apare-

ho só poder ser utilizado em isolantes térmicos macios, ainda apresenta o inconveniente de causar a perfuração no isolamento, o que pode ser indesejável (LI *et al.*, 2015).

Em virtude da relevância na utilização de correntes parasitas para realização de inspeções não destrutivas em diversas áreas e das suas limitações com relação a variações no *lift-off*, é de grande importância a obtenção de parâmetros que sejam independentes dessa distância, ou que permitam conhecê-la para que os seus efeitos sejam compensados. Assim, este trabalho propõe a estimação da distância entre a sonda e a peça sob teste assim como de um parâmetro que caracteriza essa peça e independe de variações na distância da sonda.

1.2 Objetivos

Este trabalho se baseia no uso de correntes parasitas para realização de ensaios não destrutivos em superfícies de materiais condutores e os seus objetivos, tanto gerais quanto específicos, são descritos a seguir.

1.2.1 Objetivos gerais

Conforme já apresentado, um dos problemas existentes na realização de ensaios através do método de correntes parasitas é a sua sensibilidade quanto ao posicionamento da sonda, de forma que pequenas alterações no *lift-off* podem ocasionar erros expressivos nos resultados obtidos. Dessa forma, muitas pesquisas vêm sendo realizadas para tornar os ensaios menos sensíveis a esse efeito. Nesse contexto, o trabalho tem como objetivos gerais estimar tanto a distância entre a sonda indutiva e a peça sob teste, através do coeficiente de acoplamento magnético entre elas, quanto uma constante associada à peça metálica.

O conhecimento dessa distância, o *lift-off*, pode servir como parâmetro de correção para técnicas sensíveis à mesma ou para estimação da espessura de coberturas isolantes aplicadas sobre superfícies condutoras. Já o conhecimento de características associadas ao condutor em si podem ser úteis para caracterização, identificação de avarias ou inspeção de tratamento térmico no mesmo.

1.2.2 Objetivos específicos

De forma a atingir os objetivos gerais apresentados, este trabalho visa, de forma mais específica:

- Avaliar um modelo matemático que descreva o comportamento de correntes parasitas: através de simulações empregando o modelo de circuito elétrico equivalente de um transformador, equacionar a impedância de entrada nos terminais da sonda indutiva e avaliar a sua sensibilidade com relação ao *lift-off* e ao fator de acoplamento magnético entre a sonda e a peça sob teste;
- Estimar o coeficiente de acoplamento magnético da sonda e parâmetros relacionados à peça condutora: a partir da impedância complexa medida nos terminais da sonda indutiva, estimar tanto a distância de afastamento entre a mesma e a peça sob teste quanto características associadas à essa peça. Além disso, avaliar através de simulações, a influência da frequência de excitação da sonda, da relação sinal-ruído (SNR - do inglês: *signal noise ratio*) e da resolução do conversor analógico-digital;
- Estimar a distância de afastamento da sonda: a partir dos valores estimados para

o coeficiente de acoplamento magnético, obter uma curva característica de cada material que permita determinar a distância entre a sonda e a peça metálica (*lift-off*);

- Estimar a condutividade de metais não-ferromagnéticos planos: utilizando a estimativa de uma constante associada às características da peça condutora, estimar a sua condutividade, mesmo que a peça possua uma cobertura isolante;
- Determinar, de forma analítica, a resistência e a indutância associadas à peça condutora: apresentar uma forma de se obter as características elétricas equivalentes à peça condutora sob teste, que serão empregadas no modelo proposto. De forma mais específica, equacionar a resistência elétrica e a autoindutância relacionadas à peça, assim como a indutância mútua que está relacionada ao acoplamento magnético entre a sonda indutiva e a peça sob teste. Isso será obtido para superfícies planas, com metais não-ferromagnéticos e com condutância conhecida;
- Implementar um hardware para realização dos ensaios: o hardware deverá ser capaz de excitar a sonda com frequências pré-determinadas, mensurar e adquirir a impedância complexa nos terminais da sonda sob diferentes frequências. Os dados adquiridos serão enviados a um sistema microprocessado (computador pessoal) para que seja feita a sua análise;
- Avaliar o modelo proposto para estimativa dos parâmetros: a partir o fator de acoplamento magnético estimado, avaliar a sua relação com a distância de afastamento da sonda, considerando-se distâncias de até 3 *mm*. Também se objetiva obter uma constante que caracterize a peça sob teste, considerando três metais não-ferromagnéticos: alumínio, cobre e latão.

1.3 Organização do trabalho

O trabalho aqui apresentado está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 são apresentados brevemente os estudos recentes relacionados ao tema em questão, os métodos empregados e as suas principais características. Na sequência, são apresentados também os conceitos e técnicas que sustentam o presente estudo, tanto no que diz respeito às características eletromagnéticas relacionadas às correntes parasitas, quanto aos modelos matemáticos necessários para alcançar os objetivos propostos e avaliar os resultados. No Capítulo 3 é detalhada a modelagem do sistema e a técnica proposta para a estimação dos parâmetros desejados. Neste capítulo também são apresentadas algumas simulações que serviram de estudo prévio para se determinar a melhor forma de conduzir os experimentos e obter os parâmetros desejados. Já no Capítulo 4 são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos com três peças metálicas não-ferromagnéticas, sendo elas de alumínio, cobre e latão. Por fim, no Capítulo 5 são discutidas as conclusões obtidas com o desenvolvimento deste trabalho, principais vantagens e limitações, assim como perspectivas para trabalhos futuros.

2 REFERENCIAL TEÓRICO E ESTADO DA ARTE

Neste capítulo é apresentado um breve resumo dos principais e mais recentes trabalhos realizados no contexto de inspeção utilizando correntes parasitas. Também são apresentados os conceitos fundamentais utilizados para o desenvolvimento deste trabalho, assim como aqueles que sustentam a sua aplicabilidade para outras finalidades.

2.1 Estado da arte

A modelagem da impedância equivalente de uma sonda de correntes parasitas associada a uma peça metálica próxima utilizando um transformador, no qual o enrolamento primário corresponde à bobina da sonda e a peça alvo é representada através de um enrolamento secundário, é apresentada por diversos autores (VYROUBAL, 2004; TONDO *et al.*, 2017; HUANG; WU, 2014). Em (KRAL *et al.*, 2013) foi comprovada a validade do circuito elétrico equivalente de um transformador para modelar o efeito de correntes parasitas, utilizando sensor GMR (*Giant Magnetoresistance*) e a técnica de correntes parasitas pulsadas. Os autores também concluíram que alguns aspectos não estão relacionados às correntes parasitas em si, mas ao acoplamento magnético entre a sonda e a peça alvo, de forma que diferentes valores de *lift-off* correspondem a diferentes fatores de acoplamento.

Em (WANG; LI; FENG, 2015) foi descrito um método para medição da espessura de filmes metálicos através de um parâmetro que relaciona a indutância e a resistência da peça alvo quando a sonda de ECT é excitada com uma corrente alternada de 1 MHz. ANGANI *et al.* (2016) utilizou o método de oscilação transitória das correntes parasitas para obter a característica do ponto de intersecção do *lift-off* e assim detectar variações na espessura do aço inoxidável.

Em (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011) são relatadas algumas técnicas desenvolvidas por outros autores para compensação do efeito do *lift-off* na detecção de falhas. Essas técnicas incluem, por exemplo, otimizações no projeto da bobina da sonda associada à excitação da mesma em duas frequências ou a uma matriz de sensores, utilização de *wavelets* e ainda técnicas de normalização.

Um método para correção do efeito do *lift-off* na obtenção de imagens através da técnica de correntes parasitas foi proposto por RIBEIRO *et al.* (2010), a partir do comportamento espacial espectral. Neste método foram utilizadas duas sondas, sendo uma delas indutiva e outra utilizando sensores GMR na configuração de ponte de Wheatstone. A partir da normalização dos sinais adquiridos e posterior processamento utilizando transformada de Fourier e filtros digitais, foi possível reconstruir um sinal normalizado independente da distância entre a sonda e a peça sob teste. No entanto, os próprios autores destacam que o projeto dos filtros utilizados é um ponto crítico, pois dependem da classificação correta dos defeitos, que pode ser feita através de redes neurais.

A medição da espessura de filmes metálicos através da detecção de fase foi apresentada em (LI *et al.*, 2017), sendo obtida uma redução do efeito do *lift-off*. Este trabalho fez uso de uma sonda indutiva diferencial e, a partir do sinal adquirido, verificou-se que o ângulo de fase associado à peça alvo depende apenas das características geométricas da sonda e da frequência de excitação, ou seja, independe da distância entre a sonda e a peça condutora sob teste. Estratégia semelhante também foi adotada por TONDO *et al.* (2017), no qual foi estimada a relação entre a indutância e a resistência elétrica equivalente em uma peça metálica, através da impedância da sonda indutiva, para identificação de falhas superficiais em uma placa ferromagnética. Os autores também identificaram todos os parâmetros da função de transferência que descreve a impedância equivalente do conjunto sonda e peça metálica, modelado através do circuito equivalente de um transformador.

Utilizando correntes pulsadas (PEC) e a velocidade de propagação do campo magnético, em (TIAN; SOPHIAN, 2005) foi apresentado um estudo para detecção e classificação de defeitos em metais. A técnica utilizada consiste em avaliar o tempo de subida (t_r - *rising time*) do sinal diferencial, obtido entre uma referência conhecida e a sonda utilizada. Os resultados apresentados se mostraram eficientes para determinação da espessura do metal, independente das características da bobina de excitação, assim como para determinação da profundidade das falhas, desde que a distância entre a sonda e a peça seja a mesma, tanto na peça de referência como na de teste. No entanto foi verificado que o *lift-off* e a localização do defeito resultam no mesmo efeito no tempo t_r , não sendo possível a sua avaliação quando essa distância é diferente da referência.

Uma forma de detectar variações na espessura de espécimes de aço inoxidável e também do *lift-off* foi proposta por ANGANI *et al.* (2016), fazendo uso do método do transiente oscilatório e análise baseada em SVM (*Support Vector Machine*). Experimentalmente, os autores verificaram que ao se alterar a espessura das amostras de 0,8 mm a 4,0 mm, tanto a amplitude quanto a frequência de oscilação do sinal adquirido por um sensor de efeito Hall se alterava. Porém, ao variar o afastamento da sonda de 0 mm a 2 mm, apenas a amplitude do sinal era influenciado, mantendo-se praticamente a mesma frequência. A partir dos sinais transitórios adquiridos, foi realizada a análise em frequência utilizando a Transformada Rápida de Fourier (FFT). Os picos de energia detectados tanto no componente real quanto no componente imaginário da transformada foram então utilizados como dados de entrada para o algoritmo de SVM, a fim de se obter a classificação e detecção de variações na espessura da peça metálica e na espessura da camada isolante.

Sendo o *lift-off* uma fonte de erros em inspeções realizadas através de correntes parasitas, em (SREEVATSAN; GEORGE; ZHICHAO, 2018) foi implementada uma sonda que corrige o seu posicionamento, mantendo a distância entre a sonda e a peça constante. Os autores desenvolveram uma técnica híbrida, onde primeiramente é utilizado o efeito capacitivo para estimativa da distância de afastamento da sonda e a sua respectiva correção através de atuador linear, e posterior detecção de falhas utilizando efetivamente a técnica baseada em correntes parasitas. Em um primeiro instante, a sonda indutiva planar não é excitada com corrente e sim é utilizada como uma das placas paralelas de um capacitor, sendo a outra placa a própria peça condutora sob teste. O resultado dessa primeira inspeção permite inferir na posição da sonda, de forma a manter uma capacitância (e consequentemente uma distância) constante e pré-determinada. Posteriormente, o ensaio para detecção de falhas pode ser realizado de forma convencional, avaliando-se a indutância equivalente da sonda, já sem o efeito do *lift-off*.

Outra técnica associando efeito capacitivo e correntes parasitas foi apresentada em

(AVILA; HOW; YIN, 2017), sendo possível obter simultaneamente tanto sinais correspondentes à permissividade de um material isolante, através do efeito capacitivo, quanto à condutividade de um material condutor, através do efeito indutivo. A técnica baseia-se na utilização de dois indutores planares, situados lado a lado, no qual um analisador de impedância realiza medições entre os indutores, tanto de modo comum (para avaliar o efeito capacitivo) quanto de modo diferencial (para avaliar o efeito indutivo). Procedimento semelhante foi adotado em (AVILA *et al.*, 2018), no qual foi avaliado também o efeito da permeabilidade magnética do condutor sob teste. Em ambos os trabalhos, as propriedades referentes à peça condutora foram estimadas a uma distância fixa e foi constatado que a presença de isolantes sobre o condutor não influenciou a resposta indutiva.

Através do emprego de correntes pulsadas (PEC), da análise da variação relativa do fluxo magnético no sensor indutivo e da identificação do intervalo de tempo no qual a resposta do sensor segue a lei da potência inversa comum, foi demonstrado por LI *et al.* (2015) a possibilidade de se estimar a distância entre a sonda indutiva e uma peça metálica ferromagnética. Esse intervalo de tempo é caracterizado por um decaimento linear utilizando escala log-log (amplitude do sinal *versus* tempo). Ao longo desse intervalo foi verificado que a relação entre o *lift-off* e a variação relativa do fluxo magnético, calculada a partir de um valor de referência, segue um comportamento exponencial.

Dependendo do objetivo específico em um ensaio baseado em correntes parasitas, pode ser necessário isolar um único fator ou um grupo de fatores que influenciam as medições, enquanto os demais fatores são tratados como interferências. Tendo isso em vista, em (EGOROV; POLYAKOV, 2018) é proposto um método que permite identificar separadamente alguns desses fatores, utilizando o método de componentes principais. Nesse estudo, os autores traçaram a curva hodógrafa das impedâncias equivalentes da sonda para diferentes metais não-ferromagnéticos, variando-se a distância de afastamento da sonda e a frequência de excitação. Aplicando-se o método de componentes principais para separação dos sinais e, na sequência, mínimos quadrados, foi possível estimar tanto a condutividade dos materiais sob teste como a distância de afastamento da sonda.

Tendo também como objetivo isolar a influência de diferentes fatores que afetam os ensaios baseados em correntes parasitas pulsadas, em (ADEWALE; TIAN, 2013) é apresentado um estudo da influência da permeabilidade e da condutividade dos materiais. Os estudos se basearam na medição da densidade de fluxo magnético durante a resposta transitória, sendo realizados a uma distância constante de afastamento da sonda. Foi identificado que a condutividade influencia o tempo de subida do sinal, enquanto que a permeabilidade magnética influencia na fase estável da resposta transitória.

Em (LU *et al.*, 2018) foi apresentada uma técnica com potencial para determinar a permeabilidade magnética, a condutividade elétrica, a espessura da peça e o *lift-off*. A técnica consiste em duas partes, a solução do problema direto e a solução inversa. O problema direto foi resolvido numericamente, utilizando tanto o método de elementos finitos (FEM) quanto a formulação de Dodd e Deeds, já para a solução inversa utilizou-se o método de Newton-Raphson modificado, associado a um processo de classificação dinâmica. Foram obtidos erros da ordem de 5% com tempo de processamento da ordem de 30 s.

Na Tabela 1 é apresentado um resumo dos trabalhos citados neste documento e que utilizam a técnica de correntes parasitas para algum tipo de inspeção. A tabela informa a técnica utilizada para excitação da sonda, o tipo ou arranjo da sonda, se o sinal foi tratado e analisado no domínio do tempo ou da frequência e ainda qual o objetivo principal do trabalho.

Tabela 1: Resumo dos trabalhos citados que utilizam correntes parasitas

Referência	Técnica	Tipo de sonda	Domínio	Objetivo principal
(TIAN; SOPHIAN, 2005)	PEC	Bobina de excitação + sensor magnético	Tempo	Identificação de defeitos em metais
(EGOROV; POLYAKOV, 2018)	MEC	Bobina única com função de excitação e sensor	Frequência	Identificação de condutividade e <i>lift-off</i>
(LI <i>et al.</i> , 2015)	PEC	Bobina de excitação + bobina de sonda	Tempo	Identificação do <i>lift-off</i>
(ADEWALE; TIAN, 2013)	PEC	Bobina de excitação + sensor Hall	Tempo e Frequência	Caracterização do efeito da permeabilidade e da condutividade
(LU <i>et al.</i> , 2018)	MEC	Bobina de excitação + duas bobinas diferenciais como sensores	Frequência	Determinação do <i>lift-off</i> e da permeabilidade, condutividade e espessura de placas de ferrite
(TONDO <i>et al.</i> , 2017)	PEC	Bobina única com função de excitação e sensor	Frequência	Identificação e caracterização de defeitos em metais
(RIBEIRO <i>et al.</i> , 2010)	SEC	Três bobinas + sensor GMR	Frequência	Correção do efeito do <i>lift-off</i> em imagens
(KRAL <i>et al.</i> , 2013)	PEC	Bobina de excitação + sensor GMR	Tempo	Medição de espessura independente do <i>lift-off</i>
(ANGANI <i>et al.</i> , 2016)	TECO	Bobina de excitação + sensor Hall	Tempo e Frequência	Medição de espessura de metais e da cobertura isolante
(LU <i>et al.</i> , 2016)	MEC	Duas bobinas (excitação + diferencial)	Frequência	Medição de espessura de metais com compensação do <i>lift-off</i>

2.2 Técnicas utilizadas em correntes parasitas

O método de ensaios não destrutivos utilizando correntes parasitas pode ser empregado de diversas formas, cada uma com suas características. As técnicas que fazem uso de sondas indutivas podem ser divididas em dois grupos, sendo um com relação ao sinal de excitação e outro com relação ao arranjo ou geometria da sonda utilizada.

2.2.1 Sinal de excitação

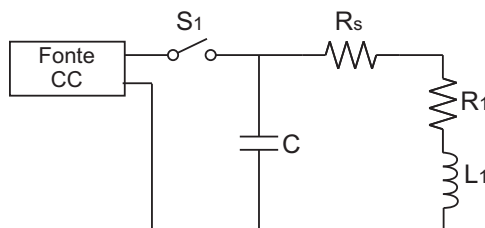
Com relação ao sinal de excitação da sonda, pode-se citar algumas técnicas tais como a de Frequência Única, de Múltiplas Frequências, de Correntes Pulsadas e de Transiente Oscilatório, conforme apresentado a seguir.

- Frequência única: ou SEC (do inglês *single-frequency eddy current*), é o método mais convencional utilizado em técnicas baseadas em correntes parasitas e consiste na aplicação de um simples sinal senoidal, de frequência única (TIAN; SOPHIAN, 2005).
- Múltiplas frequências: também conhecida por MEC (do inglês *multi-frequency eddy current*), nesta técnica são empregadas duas ou mais frequências para a realização dos testes, sendo utilizada para redução ou cancelamento de sinais indesejáveis, elevando a relação sinal-ruído. Entre as fontes de erros que podem ser minimizadas estão o *lift-off* e a variação de temperatura (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011).
- Correntes pulsadas: também conhecida por PEC (do inglês *pulsed eddy current*), diferentemente das técnicas convencionais, é baseada na geração de sinais com forma de onda quadrada ou triangular, tendo assim um amplo espectro de frequências. A sua principal vantagem é a de prover mais informações do que as demais técnicas, possibilitando a melhor caracterização das falhas (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011), porém torna o processamento simultâneo do sinal mais difícil (HUANG; WU, 2014).
- Transiente oscilatório: a partir de um pulso inicial, este método utiliza a oscilação amortecida livre em um circuito RLC para gerar as correntes parasitas, sendo também chamado de TECO (do inglês *transient eddy current oscillations*). Para que se produza a resposta oscilatória transitória desejada, é inserido um capacitor conhecido em paralelo com o indutor de excitação (que pode também ser utilizado como elemento sensor), conforme ilustra a Fig. 1, onde R_1 e L_1 representam a resistência e a indutância da sonda, respectivamente e C é o capacitor inserido para produzir as oscilações desejadas. Este método pode prover muito mais informações que o teste convencional baseado em correntes parasitas (ANGANI *et al.*, 2016; TODOROVA; GUNINSKI, 2016).

2.2.2 Arranjo da sonda indutiva

Existem sondas indutivas nas quais uma única bobina é responsável pela geração do campo magnético e a detecção de correntes parasitas. Já em outros casos, essas funções podem ser realizadas por indutores distintos que ainda podem apresentar diferentes formas de ligação. Além disso, outro objeto de pesquisa de alguns pesquisadores é a geometria desta sonda indutiva. A seguir são apresentadas algumas técnicas relacionadas ao arranjo ou geometria das sondas indutivas.

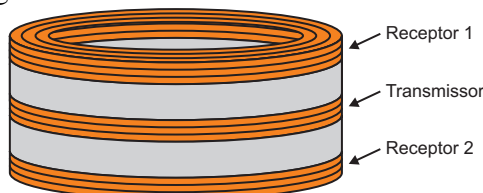
Figura 1: Exemplo de sonda utilizada para se avaliar a resposta transitória em correntes parasitas.



Fonte: Adaptado de TODOROVA; GUNINSKI (2016).

- Sonda planar: indutores planares concentram a maioria da energia do campo magnético na área próxima à sua superfície, enquanto que bobinas em formato de solenóides armazenam a maior parte dessa energia no seu interior (LI *et al.*, 2017).
- Bobina única: uma única bobina atua como transmissor, gerando o campo magnético a partir de uma corrente aplicada à mesma, e como elemento sensor. A presença de uma peça condutora próxima provoca uma alteração no campo magnético que percorre o indutor, alterando a impedância nos seus terminais. Muitas vezes a relação entre a sonda e a peça sob teste é modelada através do circuito equivalente de um transformador (TONDO *et al.*, 2017).
- Duas bobinas: consiste em um arranjo com duas bobinas, podendo ser dispostas uma sobre a outra ou de forma coaxial, onde uma fica externamente à outra. Neste caso, uma delas atua como bobina de excitação, no qual é aplicada uma determinada corrente, enquanto a outra tem a função de sensor, cuja tensão é dependente do campo magnético que a atravessa. Esse campo magnético sentido pela bobina secundária é influenciado pelo campo magnético secundário produzido pelas correntes parasitas induzidas na peça (LI *et al.*, 2015).
- Três bobinas axiais: este arranjo é composto por três bobinas de mesmo diâmetro configuradas como um gradiômetro axial. A bobina central tem a função de gerar o campo magnético (transmissor) enquanto as outras duas atuam como sensores (receptores), sendo conectadas em série e em oposição, no qual uma delas atua como bobina de teste e a outra como referência. A Fig. 2 ilustra essa sonda (LU *et al.*, 2018; RIBEIRO *et al.*, 2010).

Figura 2: Gradiômetro axial com 3 bobinas.



Fonte: Adaptado de LU *et al.* (2018).

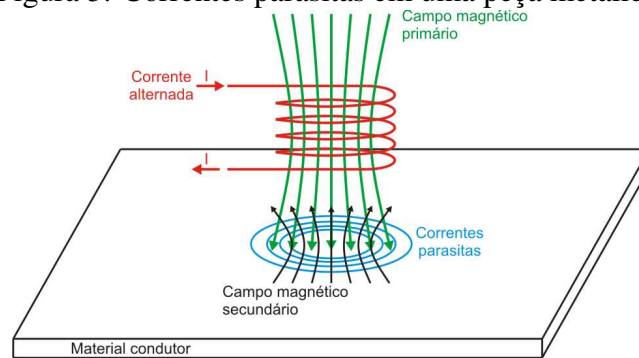
- Bobina de excitação e sensor de campo magnético: nesta configuração é utilizada uma bobina para geração e indução do campo magnético na peça condutora enquanto um sensor magnético como o GMR (*giant magnetoresistance*), de efeito

Hall ou *fluxgate* é responsável pela obtenção do campo magnético. Geralmente esse sensor é colocado na extremidade do indutor (RIBEIRO *et al.*, 2010; KRAL *et al.*, 2013; ANGANI *et al.*, 2016; HUANG; WU, 2014).

2.3 Princípios da inspeção através de correntes parasitas

A inspeção através da técnica de correntes parasitas é baseada na lei da indução eletromagnética de Faraday, na qual fluxo magnético variante no tempo induz uma corrente em um condutor elétrico. Quando uma bobina energizada com corrente alternada se aproxima de um material condutor, o campo magnético primário produzido penetra no material resultando no surgimento de correntes parasitas circulares, conforme ilustrado na Figura 3. No entanto, a corrente que surge no material condutor resulta em um campo magnético secundário, que se opõe ao campo produzido pela bobina. Como efeito, ocorre a mudança da impedância equivalente nos terminais do indutor que gerou o campo, sendo que a sua parcela imaginária decresce proporcionalmente ao aumento da intensidade da corrente na peça de teste (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011).

Figura 3: Correntes parasitas em uma peça metálica.



Fonte: Adaptado de GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ (2011).

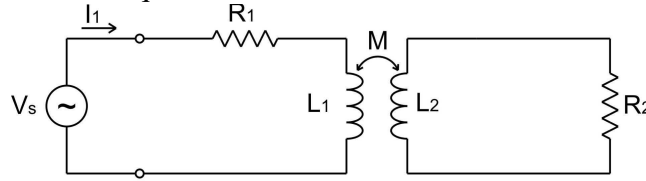
2.4 Modelagem da sonda de ECT como transformador

A interação entre uma sonda indutiva de correntes parasitas e uma peça metálica alvo pode ser modelada através de um circuito elétrico utilizando um transformador, conforme mostrado na Fig. 4 (WANG; LI; FENG, 2015; GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011; KRAL *et al.*, 2013). Neste modelo, o circuito primário corresponde à sonda indutiva, no qual R_1 e L_1 representam a resistência elétrica e a auto-indutância da bobina, respectivamente. Já o circuito secundário representa as características da peça em análise, sendo R_2 a resistência elétrica do caminho percorrido pela corrente induzida e L_2 a indutância resultante da circulação dessa mesma corrente no interior da peça. A indutância mútua M , que está relacionada ao acoplamento magnético entre os circuitos primário e secundário, é definida pela Eq. (1):

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (1)$$

Sendo k o fator ou coeficiente de acoplamento magnético, expresso em termos de fluxos magnéticos pela Eq. (2) e está relacionado com a distância entre a sonda e a peça sob teste (GAO *et al.*, 2014), onde ϕ_1 é o fluxo magnético produzido por L_1 e ϕ_{12} corresponde à parcela de ϕ_1 que atravessa L_2 .

Figura 4: Circuito equivalente modelado através de um transformador.



Fonte: Elaboração própria.

$$k = \frac{\phi_{12}}{\phi_1} \quad (2)$$

Alternativamente, o coeficiente de acoplamento magnético k também pode ser expresso em termos de relutâncias magnéticas, conforme Eq. (3), sendo que a relutância é influenciada principalmente pela geometria das partes e pelas suas propriedades magnéticas (BRUSAMARELLO; BLAUTH, 2012):

$$k = \frac{\sqrt{\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2}}{\mathfrak{R}_M} \quad (3)$$

Onde \mathfrak{R}_1 e \mathfrak{R}_2 correspondem às relutâncias equivalentes ao caminho dos fluxos ϕ_1 e ϕ_2 , respectivamente, e \mathfrak{R}_M corresponde à relutância equivalente ao caminho de ϕ_{12} . Dessa forma, fica evidente que k depende apenas da geometria das partes e de suas propriedades magnéticas.

De acordo com (WANG; LI; FENG, 2015), a resistência R e a indutância L equivalentes de entrada do transformador, considerando metais não-ferromagnéticos, ou seja com permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1$, podem ser descritos por (4) e (5), respectivamente, onde R_1 e L_1 correspondem à resistência e à autoindutância da sonda e R_2 e L_2 correspondem à resistência e à indutância da peça metálica. Já R_e e L_e representam a resistência e a indutância do secundário, R_2 e L_2 , refletidas para o circuito primário.

$$R = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} R_2 = R_1 + R_e \quad (4)$$

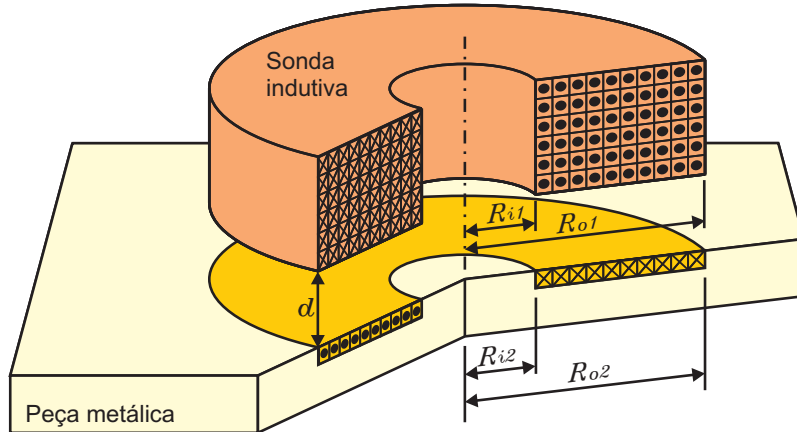
$$L = L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} L_2 = L_1 - L_e \quad (5)$$

Os autores também demonstraram que a maior parte da corrente que circula na peça metálica está contida na mesma área de superfície da sonda indutiva, conforme ilustra a Fig. 5, sendo $R_{i_1} \approx R_{i_2} = R_i$ e $R_{o_1} \approx R_{o_2} = R_o$. Ainda que a distribuição de corrente não seja homogênea nessa região, é possível aproximar o caminho percorrido pela corrente parasita por um indutor em forma de disco, com área de secção retangular. Caso a espessura da peça metálica seja muito maior que a profundidade de penetração do campo ($> 4\delta$), pode-se considerar a altura deste disco igual à própria profundidade de penetração do campo δ .

2.4.1 Cálculo da resistência R_2

Considerando o caminho percorrido pela corrente parasita como um disco, conforme apresentado, a resistência equivalente percorrida pela corrente parasita é dada por (6),

Figura 5: Caminho percorrido pelas correntes parasitas.



Fonte: Elaboração própria.

sendo dependente da profundidade de penetração do campo, da condutividade do material e das dimensões da sonda (WANG; LI; FENG, 2015):

$$R_2 = \frac{2\pi}{\delta\sigma \ln\left(\frac{R_o}{R_i}\right)} = \frac{1}{\delta\sigma} S_1(R_i, R_o) \quad (6)$$

Onde σ é a condutividade do metal, R_i e R_o são os raios interno e externo, respectivamente, da região no qual são induzidas as correntes parasitas, $S_1(R_i, R_o)$ indica uma função que depende apenas dos raios R_i e R_o , e δ é a profundidade de penetração do campo, sendo expressa pela Eq. (7) para materiais não-ferromagnéticos:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\sigma}} \quad (7)$$

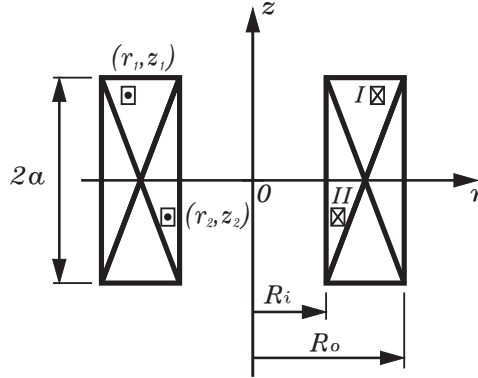
Sendo ω a velocidade angular da corrente de excitação da sonda (e consequentemente do campo magnético) e μ_0 a permeabilidade magnética do vácuo (aproximadamente igual a de um metal não-ferromagnético). A profundidade de penetração é definida como a profundidade no qual a densidade de corrente corresponde a $1/e$ da densidade de corrente na superfície condutora e o ângulo de fase é deslocado em 180° (TIAN; SOPHIAN, 2005).

2.4.2 Cálculo da autoindutância L_2

A Figura 6 representa uma bobina circular com núcleo de ar e seção retangular, com altura $2a$, raio interno R_i e raio externo R_o . Na figura também são representados dois laços elementares de corrente: laço I, com coordenadas cilíndricas (r_1, z_1) , e laço II, com coordenadas (r_2, z_2) . Em uma bobina montada de forma compacta e com espessura da camada de isolamento dos fios suficientemente fina, no qual a corrente elétrica possa ser considerada uniformemente distribuída, a autoindutância pode ser calculada genericamente através da integração ao longo de r , z e β , conforme Eq. (8) (YU; HAN, 1987; BABIC; AKYEL, 2000).

$$L = \frac{\mu_0 N^2 \int_0^\pi \int_{-a}^a \int_{-a}^a \int_{R_i}^{R_o} \int_{R_i}^{R_o} \frac{\cos(\beta) r_1 r_2 dr_1 dr_2 dz_1 dz_2 d\beta}{r_{QN}}}{4(R_o - R_i)^2 a^2} \quad (8)$$

Figura 6: Representação de uma bobina circular com seção retangular.



Fonte: Adaptado de BABIC; AKYEL (2000).

Sendo N o número de espiras da bobina, $d\beta$ o elemento de integração angular ao longo do indutor circular (considerando coordenadas cilíndricas) e r_{QN} é o vetor raio entre os laços de corrente I e II, definido por (9):

$$r_{QN} = \sqrt{(z_2 - z_1)^2 + r_1^2 + r_2^2 - 2r_1r_2\cos\beta} \quad (9)$$

No caso da indutância L_2 , tem-se que $\delta = 2a$ e, se a relação $\delta/2R_i \ll 1$, ou seja, quando o raio da sonda indutiva for muito maior que a profundidade de penetração do campo na superfície condutora, o indutor assume a forma de um disco. Nessas condições, a Eq. (8) pode ser simplificada conforme apresentado na Eq. (10), evidenciando a sua dependência apenas de constantes e dos raios interno e externo da mesma (BABIC; AKYEL, 2000; YU; HAN, 1987).

$$L_d = \frac{\mu_0 N^2}{(R_o - R_i)^2} \int_0^\pi \int_{R_i}^{R_o} \int_{R_i}^{R_o} \frac{\cos(\beta) r_1 r_2 dr_1 dr_2 d\beta}{\sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos\beta}} \quad (10)$$

Onde L_d é a autoindutância de uma bobina em formato de disco.

De fato, essa consideração também é apresentada em (WANG; LI; FENG, 2015), que define a indutância L_2 genericamente através da Eq. (11), sendo μ_0 a permeabilidade do vácuo (considerando um metal não-ferromagnético) e $S_2(R_i, R_o)$ uma função que depende apenas dos raios interno e externo do caminho percorrido pela corrente parasita.

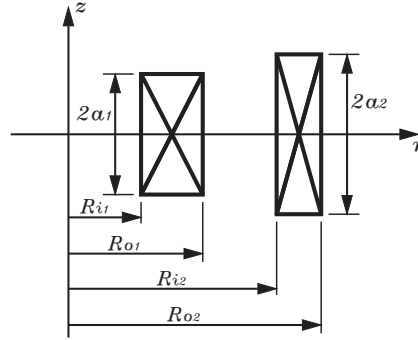
$$L_2 = \mu_0 S_2(R_i, R_o) \quad (11)$$

2.4.3 Cálculo da indutância mútua entre duas bobinas circulares

Na Fig. 7 são representadas duas bobinas com seção retangular magneticamente acopladas através de um núcleo de ar, utilizando o sistema de coordenadas cilíndricas. A bobina I possui altura $2a_1$, com sua posição inferior em $z = -a_1$ e superior em $z = a_1$ e raios interno e externo R_{i1} e R_{o1} , respectivamente. Já a bobina II apresenta posição inferior em $z = -a_2$ e superior em $z = a_2$, resultando em uma altura de $2a_2$, tendo R_{i2} e R_{o2} como raios interno e externo, respectivamente.

Considerando uma corrente uniformemente distribuída em cada uma das bobinas, a indutância mútua entre elas pode ser expressa pela Eq. (12) (BABIC; AKYEL, 2000):

Figura 7: Representação de duas bobinas circulares com seção retangular magneticamente acopladas.



Fonte: Adaptado de BABIC; AKYEL (2000).

$$M = \frac{\mu_0 N_1 N_2 \int_0^\pi \int_{-a_2}^{a_2} \int_{-a_1}^{a_1} \int_{R_{i_2}}^{R_{o_2}} \int_{R_{i_1}}^{R_{o_1}} \frac{\cos(\beta) r_1 r_2 dr_1 dr_2 dz_1 dz_2 d\beta}{r_{QN}}}{4(R_{o_1} - R_{i_1})(R_{o_2} - R_{i_2})a_1 a_2} \quad (12)$$

Onde N_1 e N_2 correspondem ao número de espiras da bobina I e II, respectivamente, e r_{QN} é o vetor raio entre os laços elementares de corrente, já definido na Eq. (9).

Considerando o caso específico onde um dos indutores seja na forma de um disco, por exemplo $a_2/R_{i_2} \ll 1$, a indutância mútua pode ser expressa através da Eq. (13) (BABIC; AKYEL, 2013):

$$M_d = \frac{\mu_0 N_1 N_2}{(R_{o_2} - R_{i_2})(R_{o_1} - R_{i_1})2a_1} \int_0^\pi \int_{-a_1}^{a_1} \int_{R_{i_2}}^{R_{o_2}} \int_{R_{i_1}}^{R_{o_1}} \frac{\cos(\beta) r_1 r_2 dr_1 dr_2 dz_1 d\beta}{\sqrt{(z_1 - d)^2 + r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos\beta}} \quad (13)$$

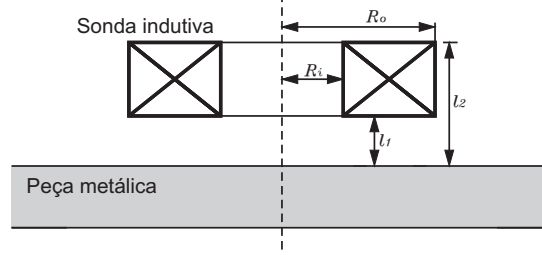
Sendo d a menor distância de afastamento entre os indutores.

2.5 Formulação de Dodd e Deeds

Uma das formulações mais utilizadas para modelar o efeito de correntes parasitas foi apresentado por DODD; DEEDS (1968). No trabalho, os autores demonstram o equacionamento da impedância apresentada por uma sonda indutiva circular e com seção retangular nas proximidades de um condutor recoberto por outro condutor. Esses condutores podem ser tanto ferromagnéticos quanto não-ferromagnéticos e a análise considera a permeabilidade magnética dos meios, a condutividade e a distância entre a sonda e o condutor.

A Figura 8 ilustra o caso de um único condutor, onde a formulação da impedância nos terminais da bobina pode ser simplificada por (14) (TIAN; UCHIMOTO; TAKAGI, 2006).

Figura 8: Sonda indutiva sobre peça de condutor único.



Fonte: Adaptado de TIAN; UCHIMOTO; TAKAGI (2006)

$$Z = \frac{j\omega\pi\mu_0 N^2}{(l_2 - l_1)^2 (R_o - R_i)^2} \int_0^\infty \frac{1}{\alpha^5} I^2(R_o, R_i) \left\{ 2(l_2 - l_1) + \alpha^{-1} (2e^{-\alpha(l_2 - l_1)}) - 2 \right. \\ \left. + (e^{-2\alpha l_2} + e^{-2\alpha l_1} - 2e^{-\alpha(l_2 - l_1)}) \frac{\alpha - \gamma_1}{\alpha + \gamma_1} \right\} d\alpha \quad (14)$$

Sendo que l_1 corresponde à distância de afastamento da sonda, N é o número de espiras do indutor, α é a variável de integração e γ_1 , α_1 e $I(R_o, R_i)$ são definidos pelas Eq. (15), (16) e (17), respectivamente:

$$\gamma_1 = \frac{\alpha_1}{\mu_r} \quad (15)$$

$$\alpha_1 = \sqrt{\alpha^2 + j\omega\mu_0\mu_r\sigma} \quad (16)$$

$$I(R_o, R_i) = \alpha^2 \int_{R_i}^{R_o} r_x J_1(\alpha r_x) dr_x \quad (17)$$

Onde $J_1(x)$ é a função de Bessel de primeira espécie e ordem 1.

Ainda de acordo com LU *et al.* (2018), baseado na fórmula de Dodd e Deeds e na utilização de uma sonda composta por dois indutores magneticamente acoplados, é apresentada uma forma de estimar o *lift-off* a partir de (18):

$$d = \frac{\pi^2 - \sqrt{\pi^4 + 4\pi^2 \ln \frac{\Delta L_0}{\Delta L_m}}}{4\alpha_0} \quad (18)$$

Onde d é a distância de afastamento da sonda, ΔL_m representa a variação da indutância mútua com a frequência do ponto inicial (frequências muito baixas ou muito altas, no qual a parte real da variação da indutância é praticamente estável) para uma distância de afastamento nula e ΔL_0 indica a variação da indutância mútua na presença de um *lift-off* desconhecido.

O termo α_0 é definido por (19):

$$\alpha_0 = \sqrt{\frac{\pi^2 \sigma \mu_0 \omega_1}{\left(\pi^2 + 4 \ln \frac{\Delta L_0}{\Delta L_m}\right) \mu_r}} \quad (19)$$

Sendo ω_1 a frequência de cruzamento por zero da componente real da indutância mútua normalizada, quando há um certo afastamento da sonda.

2.6 Análise da peça metálica

Com o objetivo de se avaliar uma peça ou superfície metálica, diversos trabalhos têm sido desenvolvidos de forma a compensar ou eliminar o efeito de variações na distância entre a sonda indutiva e o condutor sob teste. Tendo como foco mais objetivo a detecção de fissuras ou a medição de espessura de filmes metálicos, uma das técnicas que tem apresentado melhores resultados é baseada na relação entre a indutância L_2 e a resistência R_2 , ou, apresentado de outra forma, no ângulo de fase da impedância. A inclinação K_{sloc} da curva de *lift-off*, chamado de SLOC (*slop of lift-off curve*), é apresentada em (WANG; LI; FENG, 2015) para determinação da espessura de filmes metálicos e é definida através de (20):

$$K_{sloc} = \left| \frac{dL}{dR} \right| = \left| -\frac{L_e}{R_e} \right| = \frac{L_2}{R_2} = \frac{\mu_0 \sigma \delta}{2\pi} F_G \quad (20)$$

Onde F_G é uma constante chamada de *fator de geometria da bobina* e pode ser obtida através de (6), (10) e (11) quando $\delta/2R_i \ll 1$, sendo apresentada de forma simplificada por (21).

$$F_G = 2\pi \frac{S_2(R_i, R_o)}{S_1(R_i, R_o)} \quad (21)$$

A partir da Eq. (21) fica evidente que essa constante é dependente apenas dos raios interno e externo da sonda indutiva.

Já em (TONDO *et al.*, 2017) a mesma relação L_2/R_2 foi empregada para detecção de fissuras em uma peça metálica, sendo percebidas alterações no seu valor de acordo com as dimensões das fendas produzidas em uma peça de aço.

Uma outra forma alternativa de se avaliar a relação entre a indutância e a resistência equivalente da peça sob avaliação é através do seu ângulo de fase φ_2 , conforme (22), apresentado em (LI *et al.*, 2017) para determinação também da espessura de filmes metálicos.

$$|\tan(\varphi_2)| = \left| -\frac{\omega L_2}{R_2} \right| \quad (22)$$

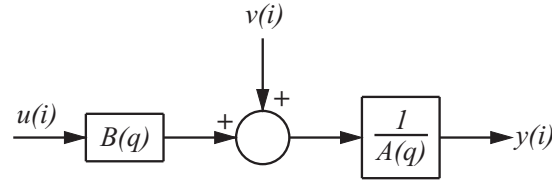
As análises apresentadas através de (20) e (22) indicam que as medições atribuídas à peça metálica são dependentes diretamente da frequência de excitação empregada nos testes (no caso da Eq. (20), representado através de δ). Em (LI *et al.*, 2017) é sugerido que a frequência atua como regulador de erro de medição devendo ser escolhida de forma a se obter $|\tan(\varphi_2)|$ em uma faixa de 0, 2 a 4, 0, ou seja, deve-se evitar tanto valores muito baixos quanto muito elevados.

Em ensaios com correntes parasitas, frequências mais altas são menos sensíveis à espessura do objeto metálico devido ao efeito pelicular (profundidade de penetração do campo), sendo mais sensíveis ao *lift-off* (LI *et al.*, 2015).

2.7 Mínimos quadrados recursivo

O modelo ARX (*autoregressive with exogenous inputs*), ou modelo auto-regressivo com entradas externas é uma das formas de representação de funções de transferência de tempo discreto. Esse modelo pode ser utilizado para representar sistemas IIR (do inglês, *infinite impulse response*), que apresentam natureza recursiva, e pode ser representado pela Eq. (23) (AGUIRRE, 2007):

Figura 9: Modelo ARX.



Fonte: AGUIRRE (2007)

$$y(i) = \frac{B(q)}{A(q)}u(i) + \frac{1}{A(q)}v(i) \quad (23)$$

Onde $u(i)$, $y(i)$ e $v(i)$ representam os sinais de entrada, saída e ruído branco no instante i , respectivamente, enquanto $A(q)$ e $B(q)$ são polinômios definidos a seguir:

$$\begin{cases} A(q) = 1 - a_1q^{-1} - \dots - a_{n_y}q^{-n_y} \\ B(q) = b_1q^{-1} + \dots + b_{n_u}q^{-n_u} \end{cases} \quad (24)$$

Sendo que q^{-1} representa um operador de atraso. A Figura 9 ilustra o modelo ARX expresso na Eq. (23)

O método de mínimos quadrados é baseado em sistemas sobredeterminados, no qual o número de observações é maior que o número de restrições. Neste contexto, o estimador tem como objetivo encontrar um vetor de parâmetros $\hat{\theta}$ tal que resulte no valor mínimo do somatório dos quadrados dos erros, sendo o erro a diferença entre o valor observado y e o valor estimado a partir de um vetor de regressores e do vetor de parâmetros.

A técnica recursiva permite que os parâmetros do modelo sejam estimados a medida que os dados são disponibilizados, embora também sejam úteis quando a resolução em batelada é difícil. Dessa forma, a saída $y(i)$ do sistema, no instante i , pode ser escrita como (25) (AGUIRRE, 2007):

$$y(i) = \psi_i^T \theta_i + e(i) \quad (25)$$

Onde ψ_i é o vetor de regressores no instante i , θ_i é o vetor de parâmetros no instante i e $e(i)$ é o erro associado ao instante i que pode ser devido a erros de medição.

O resíduo é definido como $\xi = y(i) - \psi_i^T \hat{\theta}_{i-1}$, ou seja, a diferença entre a saída y no instante i e o seu valor esperado a partir dos parâmetros θ estimados até o instante anterior ($i - 1$). Dessa forma, a função custo para o modelo ARX é dada pelo somatório dos quadrados dos resíduos, conforme Eq. (26), onde N é o total de observações (AGUIRRE, 2007):

$$J_{MQ} = \sum_{i=1}^N \xi(i)^2 = \xi^T \xi \quad (26)$$

Após derivar a função custo com relação à $\hat{\theta}$ e igualar a zero, de forma a minimizá-la, chega-se ao estimador de mínimos quadrados (MQ), (27):

$$\hat{\theta}_{MQ} = [\psi^T \psi]^{-1} \psi^T y \quad (27)$$

Outra forma de representação para o estimador é dado por (28):

$$\hat{\theta} = R_M^{-1}(i) D_M(i) \quad (28)$$

Onde $R_M(i) = [\boldsymbol{\psi}^T \boldsymbol{\psi}]$ corresponde à matriz de correlação, dada por (29) e $D_M(i) = [\boldsymbol{\psi}^T \mathbf{y}]$ é o vetor de correlação cruzada, dado por (30), ambos no seu formato recursivo (ABDULLAH; YUSOF; BAKI, 2002):

$$R_M(i) = \sum_{l=0}^i \boldsymbol{\psi}_M(l) \boldsymbol{\psi}_M^T(l) = R_M(i-1) + \boldsymbol{\psi}(i) \boldsymbol{\psi}^T(i) \quad (29)$$

$$D_M(i) = \sum_{l=0}^i \boldsymbol{\psi}_M(l) \mathbf{y}(l) = D_M(i-1) + \mathbf{y}(i) \boldsymbol{\psi}(i) \quad (30)$$

A matriz inversa $R_M^{-1}(j)$ pode ser obtida através do lema da inversão de matrizes, sendo redefinido como P_i em (31):

$$R_i^{-1} = P_i = R_{i-1}^{-1} - \frac{R_{i-1}^{-1} \boldsymbol{\psi}_i \boldsymbol{\psi}_i^T R_{i-1}^{-1}}{1 + \boldsymbol{\psi}_i^T R_{i-1}^{-1} \boldsymbol{\psi}_i} \quad (31)$$

Pode-se definir o vetor K_i como o vetor de ganho Kalman (ABDULLAH; YUSOF; BAKI, 2002):

$$K_i = \frac{P_{i-1} \boldsymbol{\psi}_i}{\boldsymbol{\psi}_i^T P_{i-1} \boldsymbol{\psi}_i + 1} \quad (32)$$

A partir de (31) e (32) a matriz P_i resulta na Eq. (33):

$$P_i = P_{i-1} - K_i \boldsymbol{\psi}_i^T P_{i-1} \quad (33)$$

Rearranjando as equações, obtém-se o resultado do vetor $\hat{\boldsymbol{\theta}}$, estimado de forma recursiva no instante i , conforme (34) (ABDULLAH; YUSOF; BAKI, 2002):

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_i = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i-1} + K_i [\mathbf{y}(i) - \boldsymbol{\psi}_i^T \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i-1}] \quad (34)$$

Assim, o vetor de parâmetros $\boldsymbol{\theta}$ pode ser estimado e atualizado a cada novo instante i , em função de um ganho aplicado ao resíduo, através do estimador recursivo de mínimos quadrados (MQR), cuja sequência de cálculo é dada por (35) (AGUIRRE, 2007):

$$\begin{cases} K_i = \frac{P_{i-1} \boldsymbol{\psi}_i}{\boldsymbol{\psi}_i^T P_{i-1} \boldsymbol{\psi}_i + 1}; \\ \hat{\boldsymbol{\theta}}_i = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i-1} + K_i [\mathbf{y}(i) - \boldsymbol{\psi}_i^T \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i-1}]; \\ P_i = P_{i-1} - K_i \boldsymbol{\psi}_i^T P_{i-1} \end{cases} \quad (35)$$

onde $\hat{\boldsymbol{\theta}}_i$ é a estimativa de $\boldsymbol{\theta}$ no instante i .

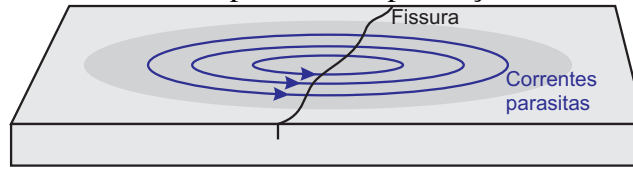
2.8 Detecção de falha em peças condutoras

Considerando apenas as características da sonda indutiva, ou seja, R_1 e L_1 , obtém-se a sua impedância no espaço livre, Z_0 , conforme Eq. (36):

$$Z_0 = R_0 + jX_0 = R_1 + j\omega L_1 \quad (36)$$

Enquanto que a impedância equivalente nos terminais da sonda, quando a mesma está próxima a uma superfície condutora, Z_c , é dada pela Eq. (37):

Figura 10: Correntes parasitas na presença de uma fissura.



Fonte: Adaptado de GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ (2011)

$$Z_c = R_c + jX_c \quad (37)$$

Dessa forma, em (GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ, 2011) é definido o conceito de impedância normalizada, sendo redefinida por R_{cn} e X_{cn} , conforme Eq. (38) e (39), respectivamente:

$$R_{cn} = \frac{R_c - R_0}{X_0} \quad (38)$$

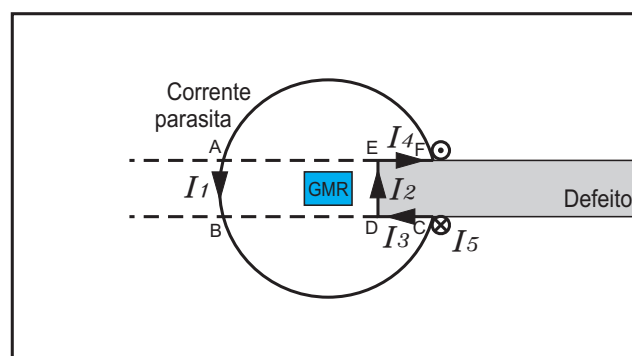
$$X_{cn} = \frac{X_c}{X_0} \quad (39)$$

Ainda, de acordo com GARCIA-MARTIN; GOMEZ-GIL; VAZQUEZ-SANCHEZ (2011), quando uma peça condutora não-ferromagnética apresenta uma fissura, a corrente parasita encontra uma obstrução para sua passagem, conforme ilustra a Fig. 10, tendo que percorrer um caminho maior e reduzindo assim o campo magnético secundário produzido por essa corrente. Dessa forma, a parte real da impedância $R_{cn+falha}$, que está relacionada com a dissipação da corrente parasita, decresce, ou seja, $R_{cn} > R_{cn+falha}$. Por outro lado, o resultado da interação entre o campo magnético primário, produzido pela sonda, e o secundário, produzido pela corrente parasita, aumenta, resultando em um aumento da parte indutiva da impedância $X_{cn+falha}$, ou seja, $X_{cn} < X_{cn+falha}$.

Um maior detalhamento do comportamento da corrente parasita na presença de uma falha na peça metálica é apresentada em (GAO *et al.*, 2014), no qual a análise baseia-se na utilização de um sensor GMR para detecção da fase do campo magnético. O caminho percorrido pela corrente induzida na peça metálica é ilustrado na Fig. 11, no qual a corrente I_1 , ao encontrar a falha, é dividida em duas parcelas, I_3 e I_5 . Devido ao efeito pelicular (ou efeito *skin*), a corrente concentra-se principalmente em I_1 , I_2 , I_3 e I_4 , podendo-se desprezar o efeito de I_5 . Devido ao defeito na peça metálica, surge em série com o circuito secundário da Fig. 4 uma resistência R_{pa} e uma indutância L_{pa} , referente aos segmentos CD e EF . Dessa forma, é possível relacionar a presença de um defeito com o ângulo de fase do fluxo magnético.

Utilizando também a característica da variação da parte real e da parte imaginária da impedância no secundário do transformador, utilizado como equivalente elétrico, em (TONDO *et al.*, 2017) foi apresentado um estudo baseado na constante de tempo $\tau = L_2/R_2$. A partir da função de transferência da admitância equivalente nos terminais da sonda e da utilização de técnicas de identificação de sistemas lineares, foram estimados os valores de τ para falhas de diferentes dimensões em uma peça de metal ferromagnético. Verificou-se, de forma experimental, que quanto maior as dimensões da falha, maior o valor de τ , sendo o menor valor o obtido na ausência de falhas.

Figura 11: Comportamento das correntes parasitas na presença de uma fissura - Vista superior.



Fonte: Adaptado de GAO *et al.* (2014)

3 METODOLOGIA

A seguir é apresentada a metodologia empregada neste trabalho. Serão apresentados desde a formulação matemática utilizada para estimação dos parâmetros desconhecidos, sendo eles o coeficiente de acoplamento magnético k e uma constante \mathcal{C} associada à peça metálica sob inspeção até o aparato experimental utilizado nos ensaios. Também serão apresentadas simulações implementadas antes da realização dos ensaios, a fim de determinar as principais variáveis que podem influenciar no resultado esperado, tais como as frequências adotadas para excitação da sonda, resolução do conversor analógico-digital, entre outras.

3.1 Impedância equivalente

A impedância equivalente de entrada da sonda, considerando o circuito equivalente do transformador apresentado na Fig. 4, pode ser obtida através das leis de Kirchhoff, conforme Eq. (40):

$$Z = \frac{V_s}{I_1} = \frac{R_1 R_2^2 + \omega^2 R_2 M^2 + \omega^2 R_1 L_2^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + j \frac{\omega R_2^2 L_1 + \omega^3 L_1 L_2^2 - \omega^3 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (40)$$

Sendo que os valores de R_1 e L_1 , que são dependentes apenas das características da sonda indutiva, podem ser facilmente obtidos através de uma simples medição com equipamentos adequados. Já os valores de R_2 , L_2 e M , que são referentes à peça sob teste, não podem ser mensurados de forma direta. Dessa maneira, a impedância deverá ser expressa apenas em função de R_1 , L_1 e ω (parâmetros conhecidos ou controláveis), assim como k e \mathcal{C} , que são os valores desejados.

Combinando as equações (7) e (20), pode-se definir a relação L_2/R_2 em função de ω através de (41)

$$\frac{L_2}{R_2} = \frac{\mathcal{C}}{\sqrt{\omega}} \quad (41)$$

Se a frequência de excitação da sonda indutiva for tal que resulte em uma profundidade de penetração do campo muito menor que o próprio raio da sonda, ou seja $\delta/2R_i \ll 1$, a sua indutância pode ser simplificada através da Eq. (10), e dessa forma \mathcal{C} será uma constante que depende apenas das características da sonda indutiva (F_G) e das propriedades da peça sob análise (μ e σ), definida para metais não-ferromagnéticos através da Eq. (42):

$$\mathcal{C} \approx \frac{\sqrt{2\mu_0\sigma}}{2\pi} F_G \quad (42)$$

O fator de acoplamento entre os enrolamentos primário e secundário do transformador, em função das indutâncias, é dado por (43):

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (43)$$

Já a partir de (41), M^2 pode ser escrito como em função de k e \mathcal{C} por (44):

$$M^2 = \frac{k^2 \mathcal{C} R_2 L_1}{\sqrt{\omega}} \quad (44)$$

Assim, a impedância Z pode ser expressa em função dos parâmetros da sonda, L_1 e R_1 , uma constante \mathcal{C} característica da peça metálica e um fator de acoplamento magnético k , assim como a velocidade angular da corrente elétrica aplicada à sonda, ω :

$$Z = \frac{R_1 + k^2 \mathcal{C} L_1 \omega^{1,5} + R_1 \mathcal{C}^2 \omega}{1 + \mathcal{C}^2 \omega} + j \frac{L_1 \omega + L_1 \mathcal{C}^2 \omega^2 - k^2 \mathcal{C}^2 L_1 \omega^2}{1 + \mathcal{C}^2 \omega} \quad (45)$$

Separando (45) em suas partes real e imaginária, Z_R e Z_I , respectivamente:

$$Z_R = \frac{R_1 + k^2 \mathcal{C} L_1 \omega^{1,5} + R_1 \mathcal{C}^2 \omega}{1 + \mathcal{C}^2 \omega} \quad (46)$$

$$Z_I = \frac{L_1 \omega + L_1 \mathcal{C}^2 \omega^2 - k^2 \mathcal{C}^2 L_1 \omega^2}{1 + \mathcal{C}^2 \omega} \quad (47)$$

Sendo que Z_R e Z_I podem ser obtidos a partir do seu módulo e ângulo de fase, conforme Eq. (48) e (49), respectivamente:

$$Z_R = |Z| \cos(\varphi_Z) \quad (48)$$

$$Z_I = |Z| \sen(\varphi_Z) \quad (49)$$

Ou, realizando a operação inversa, o módulo $|Z|$ e ângulo de fase φ_Z em função dos componentes real e imaginário da impedância podem ser expressos por (50) e (51), respectivamente:

$$|Z| = \sqrt{Z_R^2 + Z_I^2} \quad (50)$$

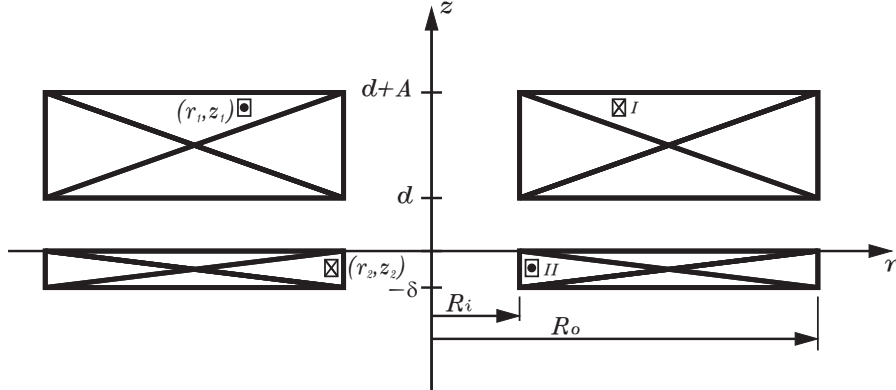
$$\varphi_Z = \text{atan} \left(\frac{Z_I}{Z_R} \right) \quad (51)$$

3.2 Cálculo analítico dos parâmetros não mensuráveis: R_2 , L_2 e M

Tendo em vista a impossibilidade de se mensurar diretamente a resistência e a indutância correspondentes à peça metálica sob teste, R_2 e L_2 , assim como a indutância mútua M que está relacionada à parcela do fluxo magnético gerado pela sonda que é transferido para a peça, estes valores serão calculados de forma analítica com base nas propriedades elétricas e magnéticas conhecidas.

Conforme já apresentado na Seção 2.4, a sonda indutiva circular, quando próxima à peça metálica, irá induzir nessa uma corrente elétrica (corrente de Foucault) com trajetória também circular, cujos raios interno e externo serão muito próximos aos da sonda. Além

Figura 12: Representação do acoplamento entre a sonda (bobina superior) e a região da peça alvo no qual circula a corrente induzida (bobina inferior).



Fonte: Elaboração própria.

disso, a profundidade na qual a corrente irá circular pode ser estimada através da profundidade de penetração do campo magnético, δ . Esse arranjo é apresentado na Figura 12, onde A é a altura da bobina da sonda indutiva e d é a distância entre a sonda e a peça sob teste.

Dessa forma, a resistência R_2 pode ser obtida diretamente a partir de (6). Já a indutância L_2 pode ser obtida a partir de (8), considerando-se a altura do indutor $\delta = 2a_1$ e $N = 1$, sendo reescrita por (52).

$$L_2 = \frac{\mu_0 \int_0^\pi \int_{-\delta/2}^{\delta/2} \int_{-\delta/2}^{\delta/2} \int_{R_i}^{R_o} \int_{R_i}^{R_o} \frac{\cos(\beta) r_1 r_2 dr_1 dr_2 dz_1 dz_2 d\beta}{r_{QN}}}{(R_o - R_i)^2 \delta^2} \quad (52)$$

Tendo em vista o que foi exposto, tem-se $R_{i1} = R_{i2} = R_i$ e $R_{o1} = R_{o2} = R_o$. Além disso, considerando que o caminho percorrido pela corrente induzida corresponde a um indutor de uma única espira, a Equação (12), que expressa a indutância mútua entre dois indutores, pode ser reescrita como (53):

$$M = \frac{\mu_0 N_1 \int_0^\pi \int_{-\delta}^0 \int_d^{d+A} \int_{R_i}^{R_o} \int_{R_i}^{R_o} \frac{\cos(\beta) r_1 r_2 dr_1 dr_2 dz_1 dz_2 d\beta}{r_{QN}}}{(R_o - R_i)^2 A \delta} \quad (53)$$

Uma vez conhecidos os valores de R_i , R_o , L_1 , L_2 e M , pode-se calcular também o fator de acoplamento magnético k e a constante \mathcal{C} que caracteriza a peça metálica através das Equações (43) e (42), respectivamente. Dessa forma, tem-se todos os parâmetros do circuito equivalente do transformador obtidos de forma analítica.

3.3 Identificação de parâmetros utilizando Mínimos Quadrados Recursivo

Considerando a Eq. (45), k e \mathcal{C} são desconhecidos e não podem ser diretamente mensurados, enquanto que R_1 , L_1 e ω podem ser facilmente obtidos e até mesmo controlados.

Obtendo-se as medições de $|Z|$ e φ_Z (e consequentemente Z_R e Z_I , a partir das Eq. (48) e (49), respectivamente) para diferentes velocidades angulares ω , e tendo em vista que R_1 e L_1 são fixos e conhecidos, pode-se identificar os parâmetros desconhecidos \mathcal{C} e

k . Partindo do pressuposto que a saída de um sistema linear qualquer possa ser escrita através da Eq. (54), onde y é a variável dependente, ψ é um vetor de regressores e θ é o vetor de parâmetros, as Eq. (46) e (47) podem ser reescritas no formato matricial, conforme Eq. (55) e (56), respectivamente.

$$y(i) = \psi\theta \quad (54)$$

$$Z_R - R_1 = [L_1\omega^{1,5} \quad R_1\omega - Z_R\omega] \begin{bmatrix} k^2\mathcal{C} \\ \mathcal{C}^2 \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$Z_I - L_1\omega = [L_1\omega^2 - Z_I\omega \quad -L_1\omega^2] \begin{bmatrix} \mathcal{C}^2 \\ k^2\mathcal{C}^2 \end{bmatrix} \quad (56)$$

Sendo os termos referentes à componente real da impedância:

$$\begin{aligned} y_R(i) &= Z_{R_i} - R_1 \\ \psi_{R_i} &= [L_1\omega_i^{1,5} \quad R_1\omega_i - Z_{R_1}\omega_i] \end{aligned} \quad (57)$$

$$\theta_{R_i} = \begin{bmatrix} k^2\mathcal{C} \\ \mathcal{C}^2 \end{bmatrix}$$

E os termos referentes à componente imaginária da impedância:

$$\begin{aligned} y_I(i) &= Z_{I_i} - L_1\omega_i \\ \psi_{I_i} &= [L_1\omega_i^2 - Z_{I_i}\omega_i \quad -L_1\omega_i^2] \end{aligned} \quad (58)$$

$$\theta_{I_i} = \begin{bmatrix} \mathcal{C}^2 \\ k^2\mathcal{C}^2 \end{bmatrix}$$

Este formato é mais claro e permite a aplicação direta do método recursivo de mínimos quadrados, apresentado na Seção 2.7.

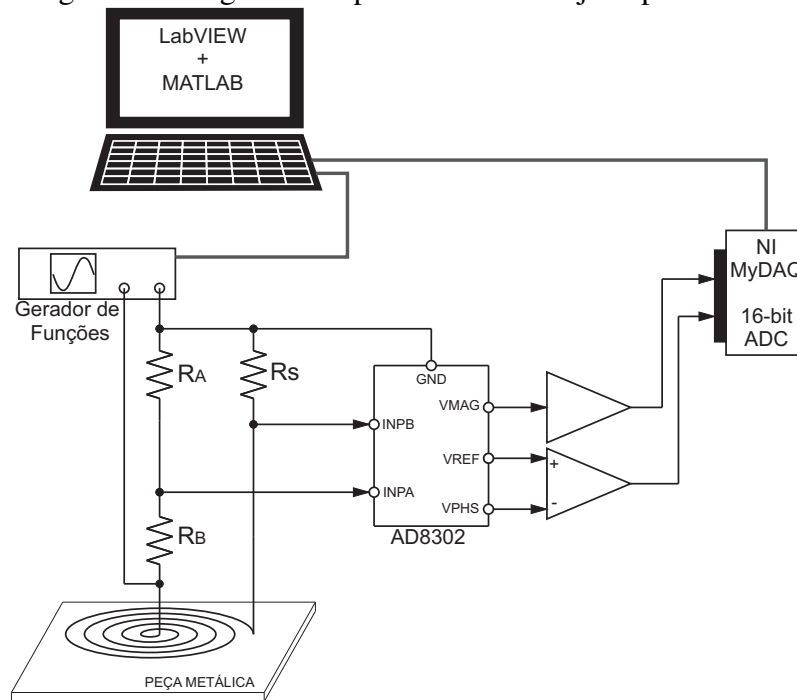
3.4 Experimento

O experimento proposto consiste em obter repetidas medições de impedância nos terminais de uma sonda indutiva, excitada com corrente alternada em seis diferentes frequências e, a partir desses dados, estimar o fator de acoplamento magnético entre a sonda e a peça metálica sob teste, assim como uma constante (\mathcal{C}) que caracterize a mesma. A seguir são detalhadas as etapas de desenvolvimento implementadas para a realização dos experimentos, incluindo hardware e software.

3.4.1 Hardware

O hardware proposto pode ser subdividido em cinco blocos: geração do sinal de excitação, sonda indutiva, detecção de magnitude e fase da impedância, aquisição e processamento. A Figura 13 ilustra, de forma simplificada, o arranjo experimental implementado para aquisição dos dados e estimação dos parâmetros propostos, sendo que o diagrama completo do hardware implementado está disponível no Apêndice A.

Figura 13: Diagrama simplificado do arranjo experimental.



Fonte: Elaboração própria.

- Geração de sinal: para a geração do sinal de excitação, foi empregado um gerador de funções (Rigol, modelo DG1022, 20 MHz), sendo sua frequência e amplitude controladas através de uma aplicação em LabVIEW, por meio da comunicação USB. A amplitude utilizada foi de 1 Vpp com forma de onda senoidal, em todos os testes realizados. A frequência foi alternada a cada 1 s , dentro da faixa de frequências propostas, sendo esse procedimento repetido seis vezes para cada faixa.
- Sonda indutiva: a sonda indutiva consiste de uma bobina circular, com área de secção retangular, composta por 203 espiras de fio de cobre esmaltado 29 AWG. As dimensões e características elétricas da mesma são apresentadas na Tabela 2.

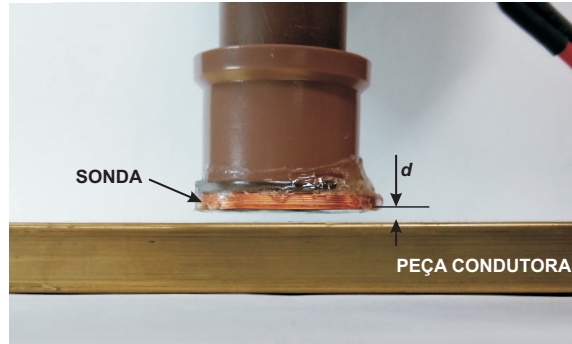
Tabela 2: Características da sonda indutiva

Raio interno (R_i)	$6,0\text{ mm}$
Raio externo (R_o)	$14,5\text{ mm}$
Altura (A)	$2,2\text{ mm}$
Resistência (R_1)	$3,713\ \Omega$
Indutância (L_1)	$840,8\ \mu\text{H}$

A Fig. 14 exibe a sonda indutiva utilizada sobre uma peça metálica, destacando também a distância de afastamento d entre a peça e a sonda (*lift-off*).

- Detecção de magnitude e fase da impedância: foi realizada através do CI AD8302 (Analog Devices). Esse componente detecta o ganho em dB entre dois sinais (A e B), assim como a diferença de fase entre eles, podendo operar com sinais de até $2,7\text{ GHz}$. Como o detector possui um filtro passa-baixa em sua saída a taxa de

Figura 14: Sonda indutiva e uma das peças metálicas utilizadas no experimento



Fonte: Elaboração própria.

amostragem pode ser muito inferior à frequência de excitação da sonda. Os sinais de saída da magnitude V_{MAG} e da diferença de fase V_{PHS} estão relacionadas com os sinais de entrada conforme Eq. (59) e (60):

$$V_{MAG} \propto \log \left(\frac{V_{IN_A}}{V_{IN_B}} \right) \quad (59)$$

$$V_{PHS} \propto -(\varphi_{V_{IN_A}} - \varphi_{V_{IN_B}}) \quad (60)$$

Onde V_{IN_A} e V_{IN_B} correspondem às tensões dos sinais aplicados às entradas $INPA$ e $INPB$, respectivamente. Já $\varphi_{V_{IN_A}}$ e $\varphi_{V_{IN_B}}$ correspondem aos ângulos de fase dos sinais aplicados às entradas $INPA$ e $INPB$.

A saída V_{PHS} não diferencia ângulos de fase positivos ou negativos e apresenta uma tensão de 1,8 V para o ângulo de 0°, o que não representa um problema, uma vez que a característica da impedância a ser obtida é apenas indutiva. Tendo isso em vista, foi projetado apenas um amplificador subtrator para eliminar o deslocamento de 1,8 V a partir de V_{REF} , um terminal de referência de tensão de 1,8 V, e assim se obter uma saída diretamente proporcional ao ângulo de fase.

Dessa forma, percebe-se que é possível obter a impedância nos terminais da sonda indutiva fazendo com que seja aplicado um sinal correspondente à tensão sobre a mesma na entrada $INPA$ e um sinal correspondente à sua corrente na entrada $INPB$. Para tal, foi inserido um resistor R_S em série com a sonda indutiva para obtenção da corrente na mesma e também dois resistores, R_A e R_B que atuam como divisor de tensão, a fim de adequar o nível de tensão de saída do gerador à entrada do AD8302.

- Aquisição: para aquisição dos sinais de tensão correspondentes à magnitude e ao ângulo de fase da impedância nos terminais da sonda, foi utilizada uma placa de aquisição myDAQ (National Instruments), que possui conversor analógico-digital de 16 bits. A placa foi utilizada juntamente com um computador pessoal (PC), onde foram armazenados os dados.

A cada troca da frequência de excitação da sonda são realizadas dez aquisições dos sinais de magnitude e fase da impedância. Dessa forma, tendo-se em vista que a sonda é excitada seis vezes com seis frequências diferentes, tem-se um total de 360 medidas de impedância para cada ponto amostrado.

- **Processamento:** o armazenamento e processamento dos dados coletados através da placa de aquisição myDAQ foi realizado em um computador pessoal (PC Desktop) com os softwares LabVIEW[®] e MATLAB[®]. A interface com a placa de aquisição se dá através do LabVIEW[®], sendo que o mesmo também executa *scripts* desenvolvidos em MATLAB[®], responsáveis pela escolha das frequências, pré-processamento e armazenamento dos dados em formato *.mat*. Essa estrutura permite que seja feito tanto o processamento e estimativa dos parâmetros desejados de forma automática, logo após a sua aquisição, quanto posteriormente, *off-line*.

É importante observar que os sinais de saída V_{MAG} e V_{PHS} são contínuos para cada condição de ensaio (frequência e posição da sonda indutiva), ou seja, a taxa de amostragem destes sinais de saída não está diretamente relacionada à frequência de alimentação da sonda. Conforme pode ser observado no diagrama completo do hardware, apresentado no Apêndice A, o circuito ainda conta com dois capacitores (C6 e C8) que exercem a função de filtros passa-baixa. Dessa forma, o método proposto permite a utilização de taxas de amostragem do conversor analógico-digital relativamente baixas, uma vez que a variação dos sinais de saída é dependente apenas da velocidade de realização da inspeção.

3.4.2 Software e processamento dos dados

Conforme já citado, o processamento e gerenciamento da execução dos ensaios foi realizado através de uma aplicação em LabVIEW[®], juntamente com *scripts* desenvolvidos em MATLAB[®]. A aplicação faz a interface com o hardware através de comunicação USB, enviando comandos ao gerador de funções (forma de onda, frequência e amplitude do sinal a ser gerado) e solicitando a aquisição dos sinais analógicos para a placa de aquisição myDAQ. Na Fig. 15 é apresentado o fluxograma dessa aplicação.

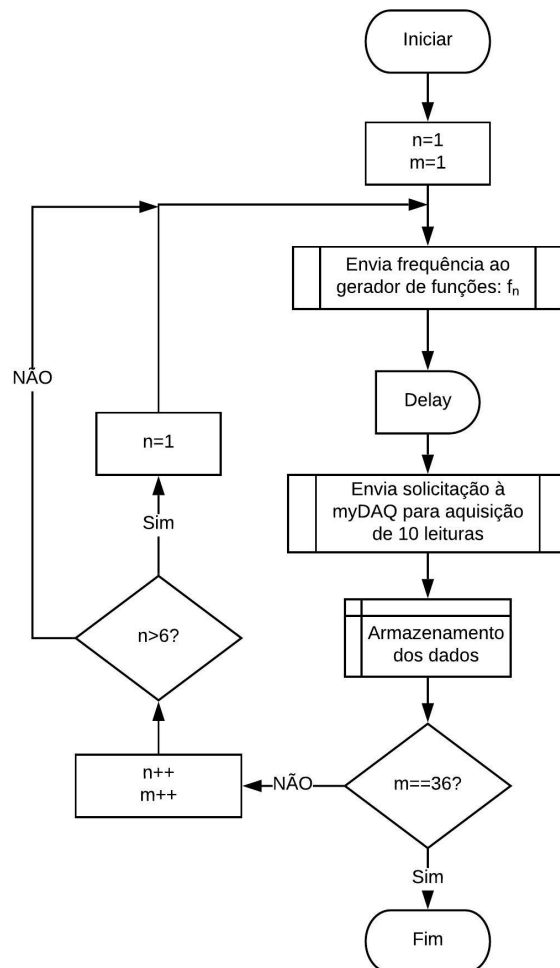
O fluxograma da Fig. 15 representa a aquisição de dados para um único ponto no ensaio, ou seja, uma distância específica em um dos materiais. O *delay* inserido se faz necessário em função do tempo de resposta para atualização da frequência no gerador de funções. Todos os dados adquiridos, tais como informações de frequência e sinais de magnitude e ângulo de fase da impedância são armazenados em arquivo para permitir futuras análises, embora o *script* para essa análise possa ser executado dentro da aplicação no LabVIEW[®].

A estimação do coeficiente de acoplamento magnético k e a constante relacionada ao material sob teste, \mathcal{C} , são estimadas através de mínimos quadrados, conforme apresentado na Seção 3.3. O *script* de estimação carrega os parâmetros da sonda, L_1 e R_1 , e todas as leituras de impedância realizadas para o ponto em questão, assim como a frequência utilizada em cada leitura. De posse desses dados, são então estimados os parâmetros desejados.

3.4.3 Corpos de prova

Foram utilizadas três peças retangulares de condutores não-ferromagnéticos como corpos de prova: alumínio, cobre e latão, cujas dimensões e condutividades são apresentadas na Tabela 3. Na mesma tabela também são apresentados os valores de referência para a constante \mathcal{C} , calculados a partir das condutividades de cada material e das dimensões da sonda, conforme Seção 3.4.1.

Figura 15: Fluxograma simplificado da aplicação em LabVIEW[®]



Fonte: Elaboração própria.

Tabela 3: Características dos condutores utilizados nos ensaios.

Material	Comprimento [mm]	Largura [mm]	Espessura [mm]	Condutividade [MS/m]	Constante C
Alumínio	800	50	6,3	34,2	0,0235
Cobre	250	50	15,9	58,0	0,0308
Latão	300	50	9,5	14,9	0,0235

3.5 Avaliação de sensibilidade

Uma vez que ambos os parâmetros desejados podem ser identificados tanto através da Eq. (55) quanto da Eq. (56), faz-se necessário identificar a que produz melhores resultados. Dessa forma, foi caracterizada a sensibilidade das componentes real (Z_R) e imaginária (Z_I) da impedância nos terminais da sonda com relação aos parâmetros k e C .

A sensibilidade com relação ao fator de acoplamento é dada por (61) e (62), enquanto que a sensibilidade com relação à constante C é dada por (63) e (64), sendo Z_R e Z_I expressos em (46) e (47), respectivamente.

$$S_{R_k} = \frac{\partial Z_R}{\partial k} \quad (61)$$

$$S_{I_k} = \frac{\partial Z_I}{\partial k} \quad (62)$$

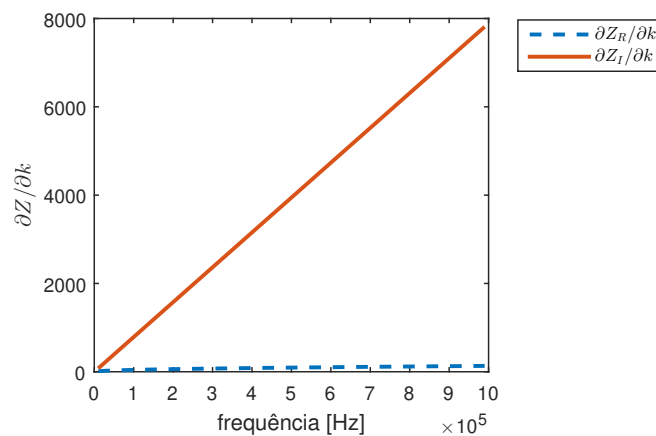
$$S_{R_C} = \frac{\partial Z_R}{\partial C} \quad (63)$$

$$S_{I_C} = \frac{\partial Z_I}{\partial C} \quad (64)$$

As Figuras 16 e 17 apresentam os resultados da sensibilidade, obtidos através das derivadas, em função da frequência da corrente aplicada à sonda. Para estes cálculos foram considerados $R_1 = 181,65 \Omega$ (que corresponde à resistência da sonda somada ao resistor R_s), $L_1 = 838 \mu H$, fator de acoplamento magnético k entre 0,5 e 1,0, constante C entre 0,015 e 0,035 e faixa de frequências de 10 kHz a 1 MHz .

Para as curvas da Fig. 16, que representam a sensibilidade da componente real e da componente imaginária da impedância em relação ao fator de acoplamento magnético, adotou-se o resultado médio ao longo da faixa de C considerada. Já nas curvas da Fig. 17, que representam a sensibilidade da componente real e imaginária da impedância em relação à constante C , adotou-se o resultado médio ao longo da faixa de k considerada.

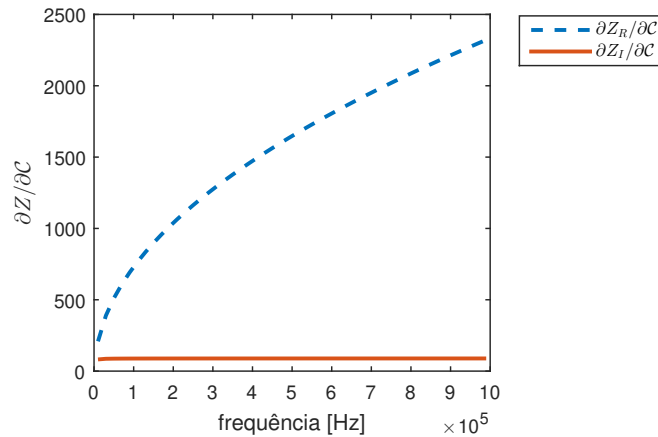
Figura 16: Derivadas de (46) e (47) em relação a k .



Fonte: Elaboração própria.

Os resultados indicam que a componente imaginária da impedância, Z_I , é significativamente mais sensível ao fator de acoplamento magnético do que a componente real, Z_R . Já com relação à constante C , relacionada às características da peça condutora, ocorre o

Figura 17: Derivadas de (46) e (47) em relação a C .



Fonte: Elaboração própria.

inverso, sendo a componente real significativamente mais sensível a este parâmetro do que a componente imaginária. Dessa forma, a Eq. (47) é preferível para estimação de k , enquanto que a Eq. (46) é preferível para estimação de C , uma vez que a maior sensibilidade a um parâmetro tende a resultar em uma maior relação sinal-ruído para este parâmetro (aumento do sinal).

3.6 Estimação da distância de afastamento da sonda

O fator de acoplamento magnético depende apenas das propriedades eletromagnéticas do material e da geometria do conjunto (BRUSAMARELLO; BLAUTH, 2012). Assim, considerando um condutor com superfície plana, o afastamento da sonda implica apenas na variação de uma das dimensões do sistema, que é a distância d (eixo z), e pode-se então buscar uma equação característica que relacione a distância e o fator de acoplamento.

Em (LI *et al.*, 2015) foi obtida uma curva exponencial, de forma experimental, para determinação do *lift-off* a partir da observação da variação relativa do fluxo magnético para materiais ferromagnéticos. Essa variação relativa consiste na relação entre a variação do fluxo magnético medido a uma determinada distância de afastamento da sonda e a variação do fluxo medido a uma distância de referência, durante um determinado intervalo de tempo, considerando uma corrente de excitação do tipo pulsada.

Tendo isso em vista, o fator de acoplamento magnético k que relaciona a parcela de fluxo magnético que atravessa a peça condutora com o total produzido pela sonda, deverá apresentar comportamento similar, possibilitando a obtenção do afastamento da sonda a partir do valor estimado de k .

3.7 Estimação da condutividade

A estimação da condutividade, através da técnica proposta, é possível quando a peça condutora é não-ferromagnética e apresenta superfície plana e isenta de falhas. A partir da Eq. (42), considerando que a profundidade de penetração do campo seja suficientemente pequena ($\delta/2R_i \ll 1$), pode-se isolar o parâmetro σ , conforme Eq. (65):

$$\sigma = \frac{2\pi^2 \mathcal{C}^2}{\mu_0 F_G^2} \quad (65)$$

Sendo que o valor de F_G é uma constante que depende apenas das características da bobina e pode ser obtida combinando-se as Equações (6) e (20), conforme (66):

$$F_G = \frac{L_2 \ln\left(\frac{R_o}{R_i}\right)}{\mu_0} \quad (66)$$

Onde a indutância L_2 pode ser obtida a partir da Eq. (10), na qual $N = 1$, R_o e R_i são os raios externo e interno do indutor, respectivamente, considerados iguais aos da sonda. Dessa forma, percebe-se que embora o termo L_2 da Eq. (66) seja referente à peça metálica, no caso de um condutor não-ferromagnético será dependente apenas das características geométricas da sonda.

Aplicando-se os valores conhecidos da bobina apresentados na Tabela 2, a partir da Eq. (10), obtém-se a indutância $L_2 = 23,3 \text{ nH}$. Substituindo a indutância e os demais valores conhecidos na Eq. (66) para a bobina utilizada nos testes deste trabalho, obtém-se $F_G = 16,36 \text{ mm}$. Dessa forma, a condutividade poderá ser obtida a partir da constante \mathcal{C} estimada, conforme Eq. (67):

$$\sigma = 5,868 \cdot 10^{10} \mathcal{C}^2 [S/m] \quad (67)$$

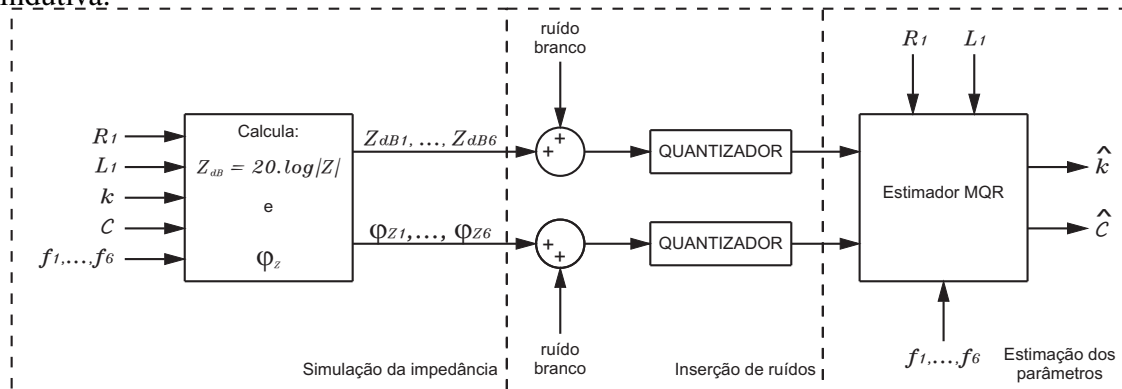
3.8 Determinação da frequência de excitação da sonda

Neste trabalho é proposta a utilização de múltiplas frequências de excitação (MEC) para a sonda indutiva de correntes parasitas de forma a se obter um número expressivo de dados que permita a aplicação de métodos para estimação dos parâmetros. Assim, tendo em vista que o conjunto sonda e peça pode ser modelado por um circuito elétrico equivalente ao de um transformador não-ideal, cuja resposta é dependente da frequência, é de grande importância avaliar o seu efeito na estimação dos parâmetros desejados.

Para avaliar as frequências mais adequadas à estimação dos parâmetros, foram realizadas simulações através de um *script* implementado no software MATLAB[®], semelhante à estrutura do sistema experimental utilizado na obtenção dos resultados apresentados neste trabalho. Nessas simulações, foi avaliado o erro na estimativa do fator de acoplamento k a partir de diferentes conjuntos de frequências de excitação, em função de \mathcal{C} . Além disso, também foram inseridos erros referentes a ruído branco e de quantização, conforme ilustra a Figura 18.

A partir de valores previamente estipulados para R_1 , L_1 , k , \mathcal{C} e seis frequências f_n , foram calculadas seis diferentes impedâncias, em magnitude ($Z_{dB_n} = 20 \log|Z_n|$) e ângulo de fase (φ_{Z_n}) a partir de (46), (47), (50) e (51). Esses valores de magnitude e fase correspondem aos sinais analógicos de saída do detector de ganho e fase utilizado no experimento. Considerando ainda que sinais analógicos estão sujeitos a ruídos diversos e que os mesmos precisarão ser digitalizados, foi adicionado um ruído branco e considerado o efeito da quantização do conversor A/D. Por fim, no bloco "Estimador MQR", foram utilizados como dados de entrada R_1 e L_1 , que são os parâmetros conhecidos da sonda, as frequências da corrente de excitação da sonda, também conhecidas, e os sinais da impedância sob influência dos erros citados. Na saída do estimador, tem-se o valor estimado para o fator de acoplamento magnético e para a constante associada à peça metálica, \hat{k} e $\hat{\mathcal{C}}$, respectivamente.

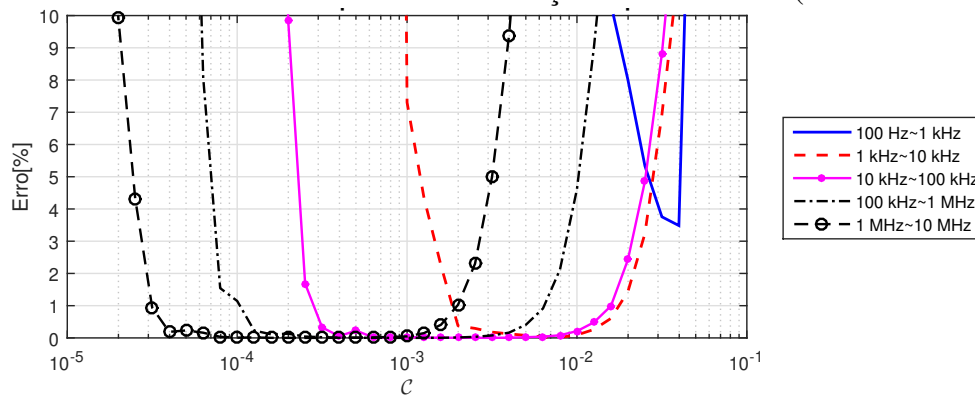
Figura 18: Diagrama da simulação para avaliação da frequência de excitação da sonda indutiva.



Fonte: Elaboração própria.

Os parâmetros constantes utilizados como dados de entrada para a simulação proposta são $R_1 = 181,65 \Omega$, $L_1 = 838 \mu H$ e $k = 0,9$. Observa-se que optou-se por uma escala de progressão geométrica entre cada frequência, cujas faixas são apresentadas na Tabela 4. A avaliação inicial foi realizada considerando uma larga faixa de valores para a constante C , de 10^{-5} a 10^{-1} , e ruído branco resultando em uma relação sinal-ruído de 60 dB . Os resultados são apresentados no gráfico da Fig. 19.

Figura 19: Erro no valor estimado de k em função da constante C (100 Hz a 10 MHz).



Fonte: Elaboração própria.

Tabela 4: Faixas de frequências utilizadas para avaliação do seu efeito na estimativa de k

Faixa de Frequências	Frequências (kHz)					
	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6
100 Hz ~ 1 kHz	0,10	0,16	0,25	0,40	0,63	1,00
1 kHz ~ 10 kHz	1,0	1,6	2,5	4,0	6,3	10,0
10 kHz ~ 100 kHz	10	16	25	40	63	100
100 kHz ~ 1 MHz	100	160	250	400	630	1000
1 MHz ~ 10 MHz	1000	1600	2500	4000	6300	10000

Analisando-se o gráfico da Fig. 19, verifica-se que nas condições dadas, a faixa de

frequências de 100 Hz a 1 kHz apresenta erros elevados na estimativa do fator de acoplamento magnético, devendo ser evitada. Também pode-se determinar os valores mínimos e máximos da constante C que resultam em um erro de até 2% na estimativa do k , cujos resultados são apresentados na Tabela 5. Nessa mesma tabela também são apresentados os mínimos e máximos de $\tan(\varphi_2)$ em função das frequências e de C , calculados conforme (68), a partir das Equações (41) e (22). Os resultados obtidos estão de acordo com os resultados apresentados em (LI *et al.*, 2017), que sustenta que $|\tan(\varphi_2)|$ não deve ser nem muito próximo de zero e nem muito elevado.

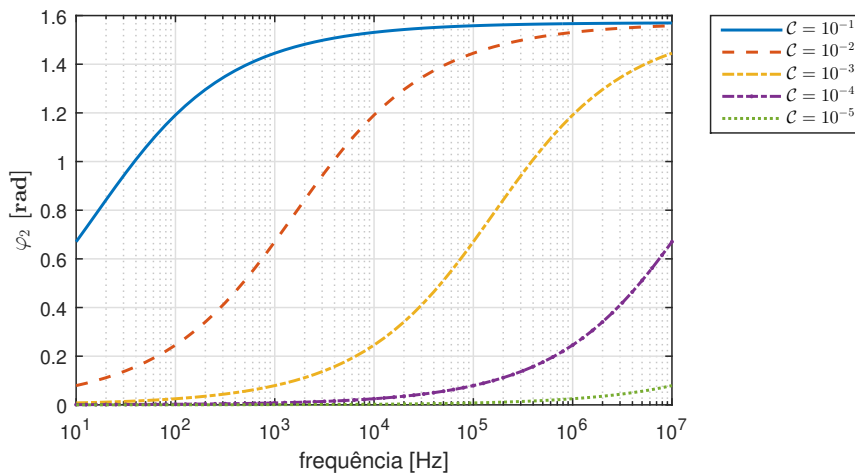
$$\tan(\varphi_2) = \frac{Z_{2I}}{Z_{2R}} = \frac{\omega L_2}{R_2} = C\sqrt{\omega} \quad (68)$$

Tabela 5: Faixas de frequências utilizadas para avaliação do seu efeito na estimativa de k

Faixa de Frequências	C_{min}	C_{max}	$\tan(\varphi_2)_{min}$	$\tan(\varphi_2)_{max}$
1 kHz ~ 10 kHz	$1,63 \cdot 10^{-3}$	$2,15 \cdot 10^{-2}$	0,13	5,39
10 kHz ~ 100 kHz	$2,49 \cdot 10^{-4}$	$1,86 \cdot 10^{-2}$	0,06	14,74
100 kHz ~ 1 MHz	$7,82 \cdot 10^{-5}$	$7,77 \cdot 10^{-3}$	0,06	19,48
1 MHz ~ 10 MHz	$2,94 \cdot 10^{-5}$	$2,38 \cdot 10^{-3}$	0,07	18,86

A partir da Fig. 19 fica evidente que para cada faixa de valores da constante C tem-se uma faixa de frequências mais adequada, resultando em um menor erro. Também foi avaliado o ângulo de fase φ_2 associado à peça metálica. O comportamento do ângulo φ_2 em função da frequência, para diferentes valores de C , é apresentado na Fig. 20. Comparando-se os gráficos da Fig. 20 e da Fig. 19, percebe-se que os menores erros na estimativa de k estão associados ao intervalo de maior variação do ângulo φ_2 em relação à frequência. Por exemplo, para $C = 10^{-2}$ frequências de 100 Hz a 100 kHz são mais adequadas enquanto que para $C = 10^{-4}$ as frequências devem ser superiores a 1 MHz.

Figura 20: φ_2 em função da frequência, para diferentes constantes C .



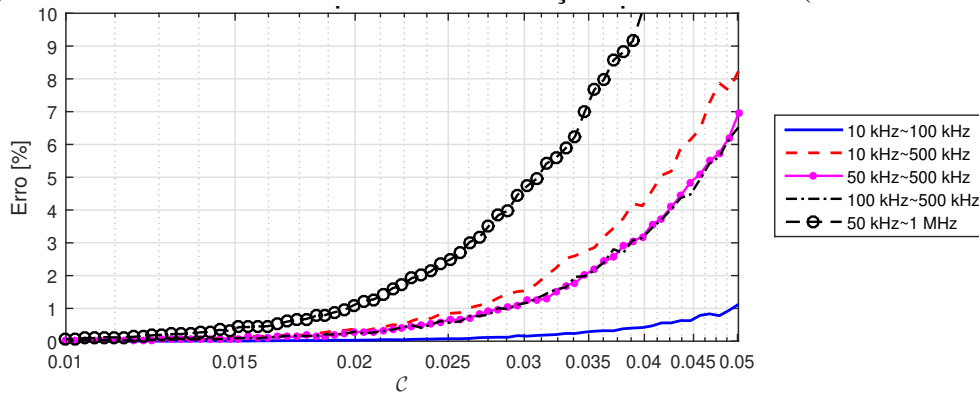
Fonte: Elaboração própria.

Dessa forma, tendo em vista que os valores de C esperados para esse trabalho são da ordem de $1,5 \cdot 10^{-2}$ a $3,0 \cdot 10^{-2}$, foi realizada nova simulação, considerando agora as

faixas de frequências da Tabela 6 e uma relação sinal-ruído de 80 dB. Essas frequências foram baseadas no resultado apresentado na Fig. 19, onde percebe-se que, para os valores de C esperados, frequências de 1 kHz até pouco mais que 100 kHz são as mais indicadas. Os resultados são apresentados na Fig. 21, indicando que as frequências da Tabela 6 são adequadas para a realização do experimento, sendo que a faixa de frequências de 10 kHz a 100 kHz deverá resultar em menor erro na estimativa de k , enquanto que são esperados erros maiores na estimativa quando utilizada a faixa de 50 kHz a 1 MHz .

Cabe ressaltar que, frequências mais baixas apresentam maior profundidade de penetração e ficam mais dependentes da espessura da peça metálica. Assim, é desejável utilizar frequências mais elevadas de forma a viabilizar os ensaios em peças de menor espessura.

Figura 21: Erro no valor estimado de k em função da constante C (10 kHz a 1 MHz).



Fonte: Elaboração própria.

Tabela 6: Faixas de frequências utilizadas para avaliação do seu efeito na estimativa de k

Faixa de Frequências	Frequências (kHz)					
	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6
10 kHz ~ 100 kHz	10	16	25	40	63	100
10 kHz ~ 500 kHz	10	22	48	105	229	500
50 kHz ~ 500 kHz	50	79	126	199	315	500
100 kHz ~ 500 kHz	100	138	190	263	362	500
50 kHz ~ 1000 kHz	50	91	166	302	549	1000

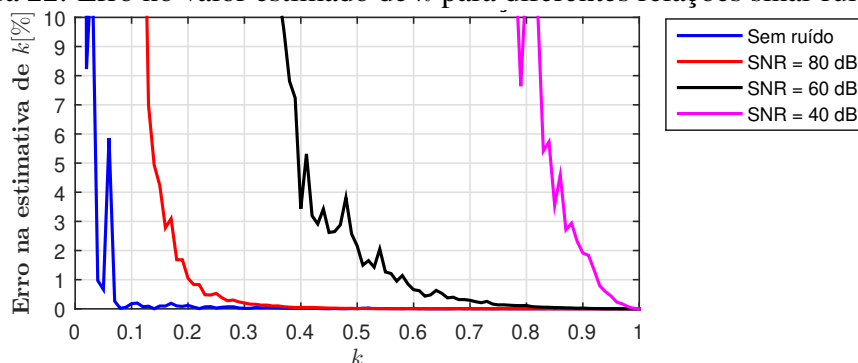
3.9 Fontes de interferência na estimação dos parâmetros

A realização de ensaios está sujeita a interferências que prejudicam a fidelidade do sinal desejado. Conforme ilustrado na Fig. 18, algumas das principais fontes de interferência são os ruídos de medição, representados genericamente por um ruído branco, e o erro de quantização. Dessa forma, os efeitos destas fontes de interferências no processo de estimativa dos parâmetros k e C , descritos na seção 3.3 foram simulados (valores dos parâmetros descritos na seção 3.8) e são apresentados a seguir.

3.9.1 Efeito da relação sinal-ruído

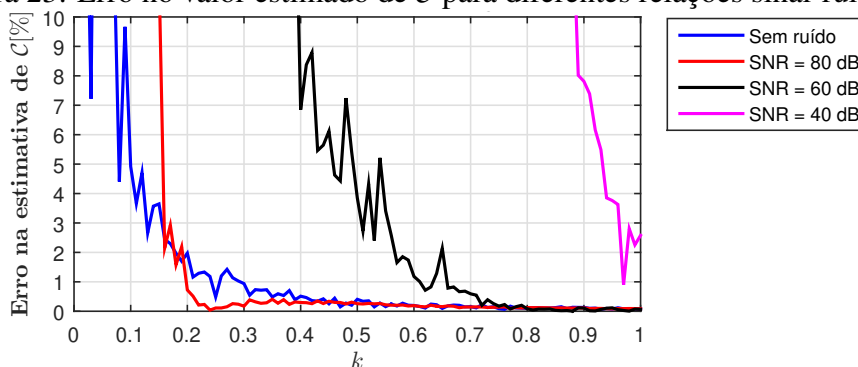
As Figuras 22 e 23 apresentam o erro no valor estimado de k e \mathcal{C} , respectivamente, em função do coeficiente de acoplamento magnético k , considerando relações sinal-ruído de 40 dB a 80 dB, e também sem a presença de ruído. Os dados foram simulados considerando o efeito da relação sinal-ruído presentes nas medições de $|Z|$ e φ_Z , resolução do conversor A/D de 16 bits, constante \mathcal{C} de 0,025 e fundo de escala de $2 k\Omega$ e $\pi/2 rad$ para o módulo e fase da impedância, respectivamente. A faixa de frequências utilizada foi de $10 kHz \sim 100 kHz$.

Figura 22: Erro no valor estimado de k para diferentes relações sinal-ruído (SNR)



Fonte: Elaboração própria.

Figura 23: Erro no valor estimado de \mathcal{C} para diferentes relações sinal-ruído (SNR)



Fonte: Elaboração própria.

A partir desses gráficos, considerando um coeficiente de acoplamento maior ou igual a 0,5 e uma relação sinal-ruído de 60 dB no sistema de medição, o erro na estimativa do próprio k será da ordem de 2% e de 5% para a constante \mathcal{C} .

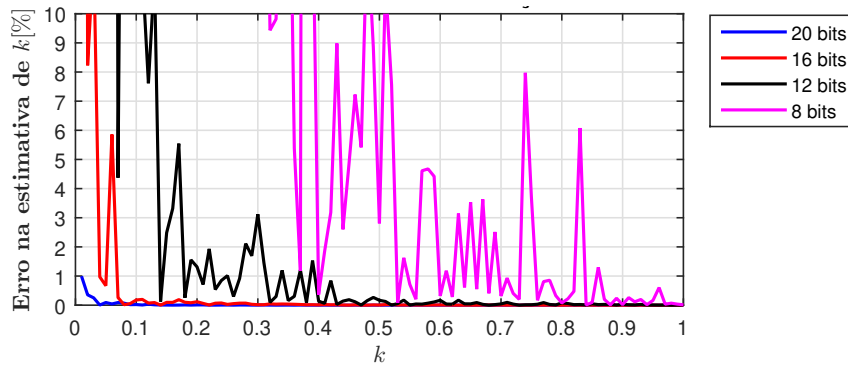
Além disso, percebe-se que quanto menor o fator de acoplamento maior será o erro. De fato, o fator de acoplamento está diretamente relacionado com a intensidade de corrente induzida na peça sob teste, de forma que a redução de k implica na redução da parcela do sinal de interesse e maior sensibilidade ao ruído.

3.9.2 Efeito da resolução do conversor AD

As Figuras 24 e 25 apresentam o erro no valor estimado de k e \mathcal{C} , respectivamente, em função do coeficiente de acoplamento magnético k , considerando resoluções do conversor analógico-digital de 8 bits a 20 bits.

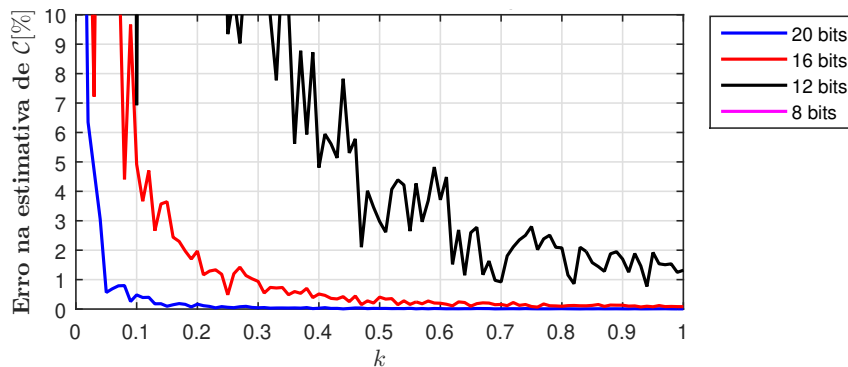
Os dados foram simulados desconsiderando o efeito de ruído nas medições da impedância. Da mesma forma que na seção anterior, adotou-se a faixa de frequências de $10\text{ kHz} \sim 100\text{ kHz}$.

Figura 24: Erro no valor estimado de k para diferentes resoluções do conversor analógico-digital



Fonte: Elaboração própria.

Figura 25: Erro no valor estimado de \mathcal{C} para diferentes resoluções do conversor analógico-digital



Fonte: Elaboração própria.

De acordo com esses resultados simulados, considerando que o coeficiente de acoplamento magnético seja maior ou igual a 0,5, um conversor analógico-digital de pelo menos 12 bits de resolução já resulta em um erro menor que 1% na estimativa do próprio k e da ordem de 5% para estimativa de \mathcal{C} .

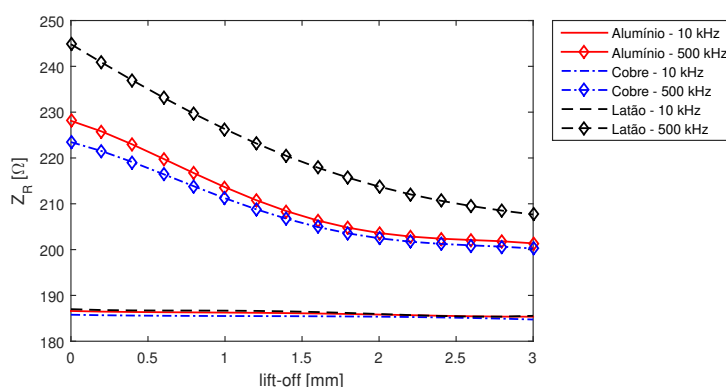
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A medição da impedância de entrada da sonda magnética foi realizada utilizando o sistema apresentado na Figura 13, com seis frequências de excitação diferentes, de acordo com as faixas apresentadas na Tabela 6. No total, foram realizadas 360 leituras de magnitude e ângulo de fase da impedância, em cada posição da sonda, para cada faixa de frequências. Ainda, considerando cada uma das faixas de frequências, esse procedimento foi realizado alterando-se 50 vezes a distância de forma aleatória entre 0 *mm* e 3 *mm*, com resolução de 0,1 *mm*. O posicionamento da sonda foi realizado de forma manual, utilizando isolantes não-ferromagnéticos de 0,1 *mm* de espessura como espaçadores.

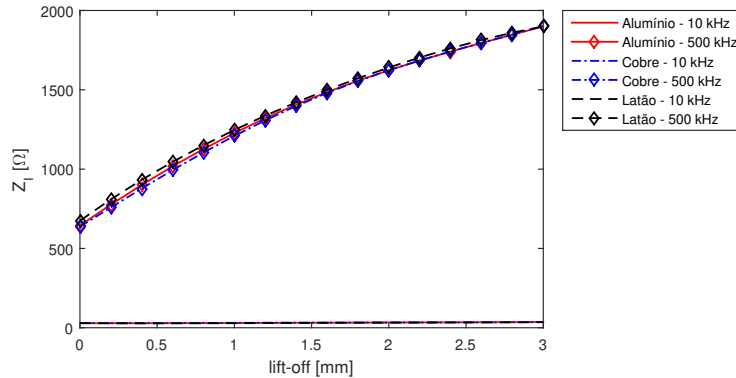
Os resultados de impedância medida nos terminais da sonda são mostrados nos gráficos das Figuras 26 e 27 em função da distância de afastamento da mesma. De forma a deixar mais claros os gráficos, foram representadas apenas as curvas de tendência para as frequências de 10 *kHz* e 500 *kHz*, para cada um dos três metais testados. A Fig. 26 representa a componente real da impedância enquanto que a Fig. 27 mostra o comportamento da componente imaginária.

Conforme já indicado na Seção 3.5, para os metais não-ferromagnéticos, a componente imaginária é fortemente dependente da distância de afastamento da sonda e praticamente independente das características da peça condutora. Já a componente real da impedância apresenta uma variação menor em relação à distância, mas também é dependente das propriedades do metal. Observando ainda o gráfico da Fig. 26, nota-se que, para cada metal, a componente real da impedância tende a estabilizar-se a partir de uma distância de afastamento de 2 *mm*, o que representa uma maior dificuldade para estimação de distâncias maiores a partir da componente real da impedância.

Figura 26: Z_R versus lift-off



Fonte: Elaboração própria.

Figura 27: Z_I versus lift-off

Fonte: Elaboração própria.

O coeficiente de acoplamento magnético k foi estimado utilizando o método de Mínimos Quadrados Recursivo e a Eq. (47) a partir das medições de impedância. Já a constante associada às propriedades eletromagnéticas da peça metálica, \mathcal{C} , foi identificada a partir da Eq. (46), utilizando o valor de k já estimado.

A auto-indutância do disco pelo qual circula a corrente parasita, L_2 , a resistência R_2 e a indutância mútua entre a sonda e a peça alvo, M podem ser calculadas com as características da sonda (Tabela 2) e as propriedades da peça metálica, sendo a mesma de metal não-ferromagnético, utilizando as Equações (8), (6) e (53), respectivamente. Por fim, conhecendo-se esses valores, obtém-se o fator de acoplamento magnético k e a constante \mathcal{C} teóricas através de (42) e (43).

Nas seções 4.1 a 4.3 são apresentados tanto os valores do fator de acoplamento magnético k e constante \mathcal{C} estimados quanto os obtidos de forma analítica (teóricos). Além disso, para o fator de acoplamento magnético, também foi inserida uma curva de tendência. Avaliando-se os gráficos do coeficiente de acoplamento magnético k em função do *lift-off*, verifica-se que os mesmos apresentam uma tendência exponencial, podendo ser expresso de forma genérica por (69):

$$k = Ae^{Bd} \quad (69)$$

Onde A e B são constantes que variam de acordo com a geometria da sonda e d é a distância de afastamento da mesma.

Por outro lado, uma vez estimado o k e as constantes A e B , é possível obter a distância estimada entre a sonda e a peça metálica apenas isolando a distância d na Eq. (69), conforme mostra a Eq. (70).

$$d = \frac{1}{B} \ln \left(\frac{k}{A} \right) \quad (70)$$

Por fim, também é calculada a condutividade dos metais utilizados, a partir do valor da constante \mathcal{C} estimada, utilizando a Eq. (67). Uma análise a partir dos desvios padrões entre os valores estimados e os esperados (calculados de forma analítica) é realizada, considerando duas condições: ensaios realizados com *lift-off* de 0 mm a 1 mm e ensaios realizados com *lift-off* de 0 mm a 3 mm. Essas duas condições tem por objetivo avaliar a influência da redução do fator de acoplamento magnético k na estimativa dos parâmetros desejados.

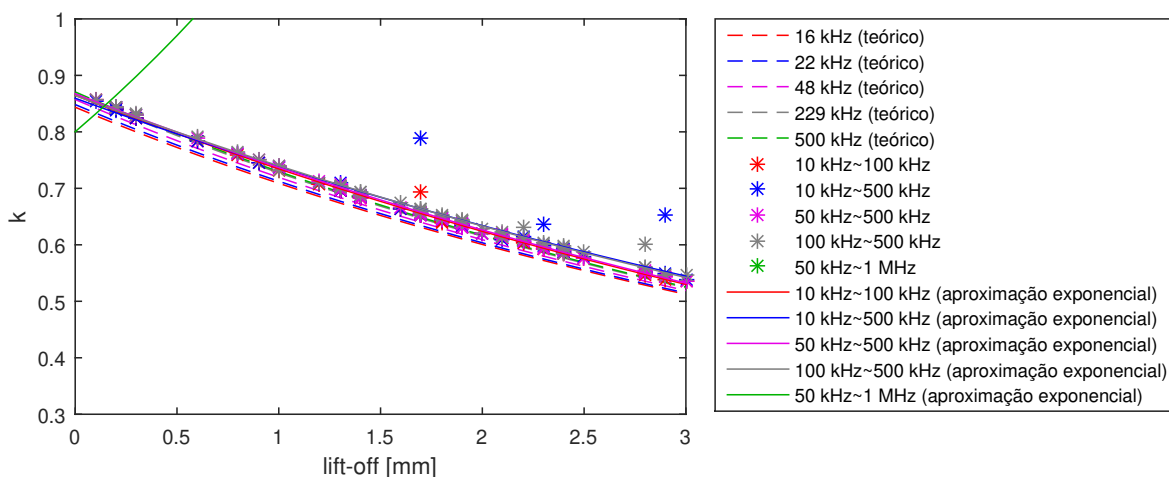
É importante ressaltar também que os valores de referência das constantes de cada material utilizado e mostrados na Tabela 3 foram obtidos na literatura e podem ser levemente diferentes das constantes do material das peças utilizadas. Seria necessária uma análise da composição do material para reduzir essa fonte de incerteza.

4.1 Peça de alumínio

A peça de alumínio utilizada como corpo de prova consiste de uma barra com largura de 50 mm , espessura de $6,3\text{ mm}$ e comprimento de 800 mm . Considerando a condutividade típica do alumínio $\sigma_{Al} = 34,2\text{ MS/m}$, a profundidade de penetração do campo, calculada conforme a Eq. (7) é de $0,27\text{ mm}$, o que é muito menor que a espessura da peça. Os resultados obtidos para o coeficiente de acoplamento são apresentados na Fig. 28, sendo a linha tracejada os valores obtidos de forma analítica com as frequências indicadas e os pontos indicados por asteriscos são os obtidos de forma experimental em cada uma das faixas de frequências indicadas. Já a linha contínua representa a aproximação exponencial em cada faixa de frequências, sendo os valores de A e B para a Eq. (69) os apresentados na Tabela 7.

Conforme já indicava o resultado simulado apresentado na Fig. 21, a faixa de frequências de 50 kHz a 1 MHz resultou em um pior desempenho, não sendo possível utilizá-la para o ensaio na condição presente, de forma que a mesma não foi incluída na Tabela 7. As demais faixas de frequências apresentaram resultado satisfatório, cujos valores foram muito próximos aos esperados, obtidos de forma analítica.

Figura 28: Alumínio: Estimativa de k versus *lift-off*



Fonte: Elaboração própria.

Uma vez conhecida a equação que descreve a relação entre o coeficiente de acoplamento magnético k e o afastamento da sonda d para determinado material, é possível estimar a distância d a partir do valor de k estimado. Com base na Eq. (70), nos coeficientes A e B e nos valores estimados de \hat{k} , obtém-se a distância estimada \hat{d} .

Os desvios padrões entre o coeficiente de acoplamento magnético estimado experimentalmente e o teórico, assim como entre a distância estimada e a real são também apresentados na Tabela 7. A fim de se avaliar o efeito da redução do coeficiente de acoplamento magnético e consequente redução da corrente induzida na peça metálica, os desvios padrões foram calculados considerando a faixa de ensaios com distâncias de 0

a 1 mm e de 0 a 3 mm. A última linha da tabela inclui os coeficientes e os desvios das estimativas de \hat{k} e \hat{d} considerando o total de ensaios das quatro faixas de frequências utilizadas.

Tabela 7: Alumínio: Constantes A e B da aproximação exponencial de k e desvios padrões experimentais de k e d

Faixa de Frequências	Coeficientes		Des. pad. 1 mm		Des. pad. 3 mm	
	A	B	s_k	s_d [mm]	s_k	s_d [mm]
10 kHz ~ 100 kHz	0,8646	-0,1632	0,0140	0,034	0,0150	0,077
10 kHz ~ 500 kHz	0,8595	-0,1522	0,0155	0,031	0,0330	0,239
50 kHz ~ 500 kHz	0,8674	-0,1629	0,0175	0,036	0,0165	0,044
100 kHz ~ 500 kHz	0,8643	-0,1555	0,0182	0,047	0,0230	0,088
Geral	0,8640	-0,1585	0,0159	0,036	0,0228	0,134

Os resultados comprovam um maior desvio na estimativa dos parâmetros considerando a faixa de 0 a 3 mm de afastamento da sonda, quando comparados aos valores estimados na faixa de 0 a 1 mm. Tal fato se deve à redução do fator de acoplamento magnético com o aumento da distância, resultando em menor intensidade das correntes parasitas e conseqüentemente menor relação sinal-ruído.

Ainda com base nos resultados apresentados na Tabela 7, com distâncias de até 3 mm, verifica-se um desvio padrão de 1,9% na estimativa do coeficiente de acoplamento magnético k e de 1,5% na estimativa da distância de afastamento d , com relação aos valores de fundo de escala, considerando a melhor faixa de frequências utilizada.

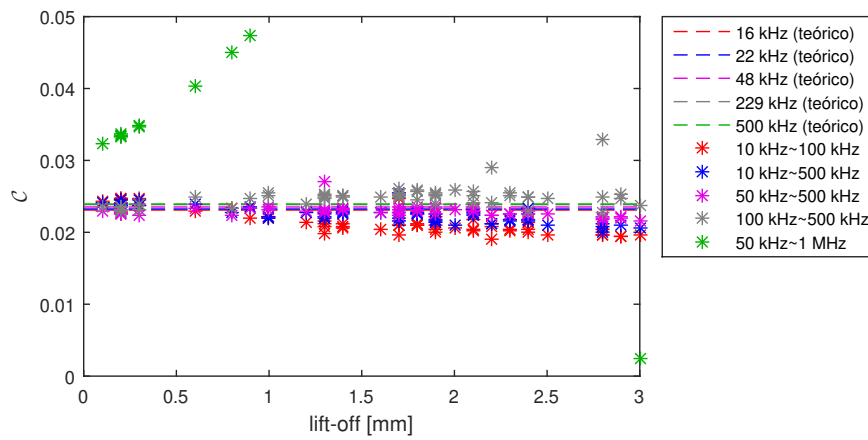
A partir das impedâncias mensuradas nas diferentes faixas de frequências propostas e do coeficiente de acoplamento magnético já estimado, obteve-se também a constante \mathcal{C} estimada, que está relacionada às propriedades da peça metálica. Os valores estimados dessa constante são representados através dos pontos indicados por asteriscos no gráfico da Fig. 29, enquanto que os valores obtidos de forma analítica são indicados através de linhas tracejadas. O valor teórico para a constante \mathcal{C} , obtida a partir da Eq. (42) foi de 0,0235.

Tendo-se os valores de \mathcal{C} estimados, é possível determinar a condutividade elétrica da peça com a Eq. (67). Os pontos indicados com asteriscos no gráfico da Fig. 30 representam o valor estimado da condutividade em função da distância de afastamento da sonda, enquanto que a linha contínua representa o seu valor teórico.

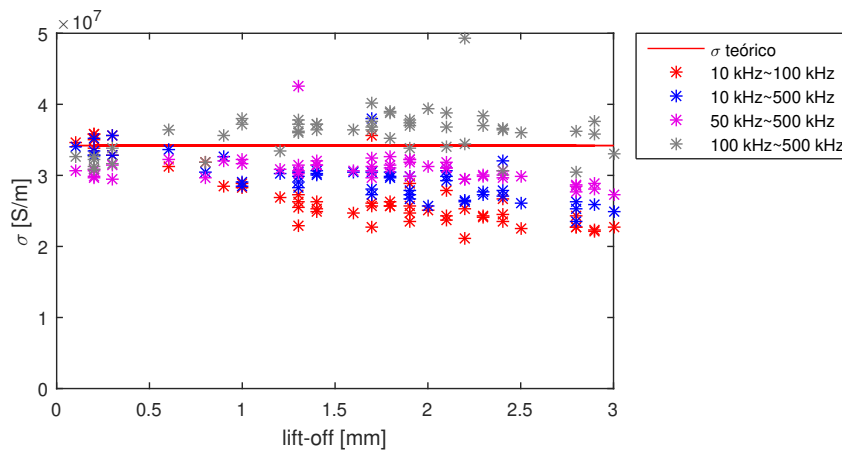
Os valores estimados para a constante \mathcal{C} e para a condutividade σ do alumínio, considerando apenas os ensaios realizados com distâncias de até 1 mm, são apresentados na Tabela 8, para cada uma das faixas de frequências utilizadas. Na mesma tabela também são apresentadas as médias dos valores estimados e os respectivos desvios padrões dessas estimativas com relação aos valores teóricos esperados. Resultados semelhantes, porém considerando todos os ensaios com distâncias de afastamento de até 3 mm são apresentados na Tabela 9.

Com relação aos valores médios, o erro na estimativa de \mathcal{C} foi de 0,4% com distâncias até 1 mm e de 1,7% com distâncias de até 3 mm. Já o erro da estimativa da condutividade foi de 1,5% com distâncias de até 1 mm e de 3,8% considerando distâncias de até 3 mm.

No que diz respeito ao desvio padrão das estimativas da constante \mathcal{C} e da condutividade elétrica, percebe-se que em todas as faixas de frequências avaliadas ocorreu um

Figura 29: Alumínio: Estimativa da constante \mathcal{C} versus *lift-off*

Fonte: Elaboração própria.

Figura 30: Alumínio: Estimativa da condutividade σ_{Al} versus *lift-off*

Fonte: Elaboração própria.

Tabela 8: Alumínio: Valores estimados e desvio padrão das estimativas de \mathcal{C} e da condutividade σ (afastamento da sonda de 0 a 1 mm)

Faixa de Frequências	Média		Desvio padrão	
	$\hat{\mathcal{C}}$	$\hat{\sigma}$ [MS/m]	$s_{\mathcal{C}}$	s_{σ} [MS/m]
10 kHz ~ 100 kHz	0,0236	32,716	0,0011	3,311
10 kHz ~ 500 kHz	0,0236	32,596	0,0008	2,767
50 kHz ~ 500 kHz	0,0229	30,831	0,0007	3,674
100 kHz ~ 500 kHz	0,0239	33,686	0,0010	2,533
Geral	0,0235	32,457	0,0009	3,003
Referência (teórico)	0,0235	34,200	—	—

Tabela 9: Alumínio: Valores estimados e desvio padrão das estimativas de \mathcal{C} e da condutividade σ (afastamento da sonda de 0 a 3 mm)

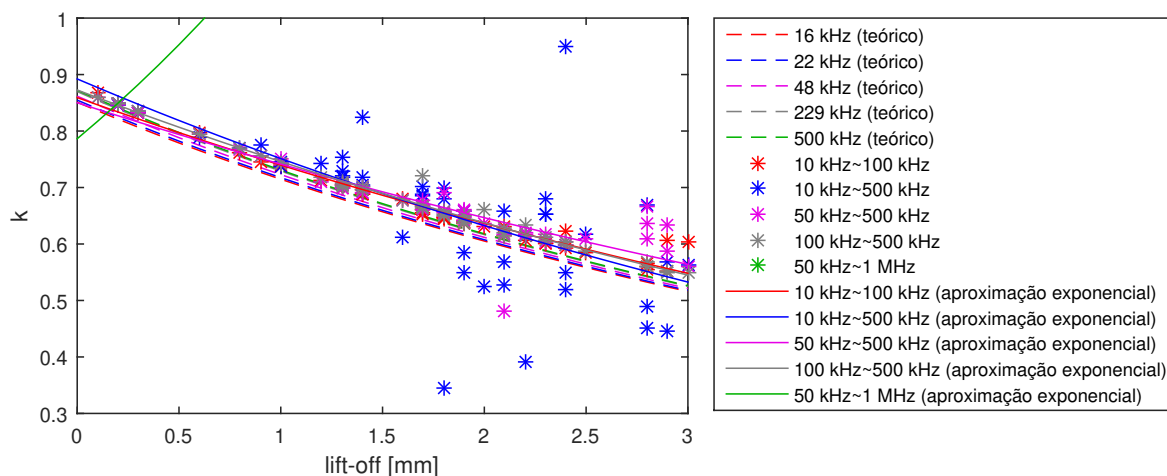
Faixa de Frequências	Média		Desvio padrão	
	$\hat{\mathcal{C}}$	$\hat{\sigma}$ [MS/m]	$s_{\mathcal{C}}$	s_{σ} [MS/m]
10 kHz ~ 100 kHz	0,0213	26,860	0,0027	8,522
10 kHz ~ 500 kHz	0,0231	32,915	0,0052	23,946
50 kHz ~ 500 kHz	0,0229	30,793	0,0010	4,045
100 kHz ~ 500 kHz	0,0249	36,524	0,0021	5,505
Geral	0,0231	31,773	0,0031	13,060
Referência (teórico)	0,0235	34,200	—	—

aumento do mesmo quando considerados os ensaios com distâncias até 3 mm. O melhor desvio padrão de \mathcal{C} passou de 3,0% para 4,3% e da condutividade passou de 7,4% para 11,8%, quando aumentada a faixa do *lift-off* de 0 a 1 mm para 0 a 3 mm.

Com exceção da faixa de frequências de 50 kHz a 1 MHz que já se mostrou ineficaz para a estimativa proposta, as demais faixas propostas apresentaram valores próximos aos esperados, aumentando a sua dispersão com o aumento do afastamento da sonda. Esse aumento da dispersão é devido à redução do fator de acoplamento magnético com o aumento do *lift-off*, que resulta em redução da corrente induzida e piora da relação sinal-ruído.

4.2 Peça de cobre

A peça de cobre utilizada como corpo de prova consiste de uma barra com largura de 50 mm, espessura de 15,9 mm e comprimento de 250 mm. Considerando a condutividade típica do cobre, $\sigma_{Cu} = 58 \text{ MS/m}$, tem-se uma profundidade máxima de penetração do campo magnético de 0,21 mm (a 10 kHz), que é muito menor que a espessura da peça. De forma semelhante ao Alumínio, os resultados obtidos para o coeficiente de acoplamento magnético são apresentados na Fig. 31, onde as linhas tracejadas representam os valores obtidos de forma analítica com as frequências indicadas e os pontos representados por asteriscos são os obtidos de forma experimental em cada uma das faixas de frequências indicadas. As linhas contínuas do gráfico representam a aproximação exponencial em cada faixa de frequências, sendo os valores de A e B para a Eq. (69) os apresentados na Tabela 10. Na tabela, são apresentados os valores dos coeficientes A e B para cada uma das faixas de frequências, excetuando-se a faixa de 50 kHz a 1 MHz, que apresentou erros bastante elevados. Também são apresentados os seus valores obtidos a partir de todos os ensaios, com as quatro faixas de frequências consideradas.

Figura 31: Cobre: Estimativa de k versus $lift-off$ 

Fonte: Elaboração própria.

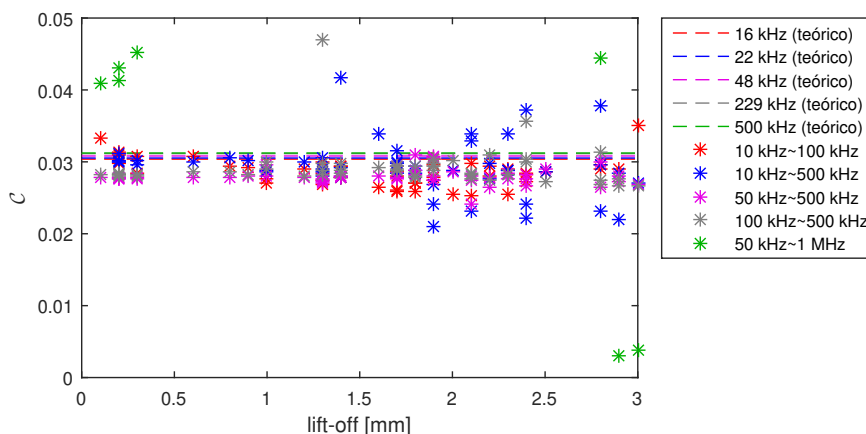
Substituindo-se os valores de A e B da Tabela 10 na Eq. (70), é possível obter a distância estimada entre a sonda indutiva e a peça de cobre. Os desvios padrões resultantes da estimação de k e da distância d em cada uma das faixas de frequências, assim como os desvios gerais (considerando todos os ensaios das quatro faixas) também são apresentados na Tabela 10. Os desvios são indicados considerando o total de ensaios até 1 mm e o total de ensaios até 3 mm .

Tabela 10: Cobre: Constantes A e B da aproximação exponencial de k e desvios padrões experimentais

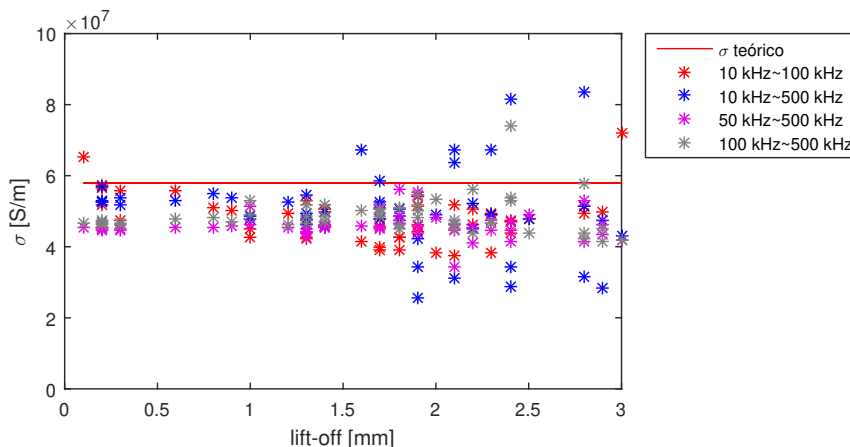
Faixa de Frequências	Coeficientes		Des. pad. 1 mm		Des. pad. 3 mm	
	A	B	s_k	s_d [mm]	s_k	s_d [mm]
10 kHz ~ 100 kHz	0,8592	-0,1498	0,0178	0,062	0,0250	0,150
10 kHz ~ 500 kHz	0,8922	-0,1720	0,0216	0,063	0,1857	1,378
50 kHz ~ 500 kHz	0,8501	-0,1368	0,0195	0,038	0,04255	0,356
100 kHz ~ 500 kHz	0,8726	-0,1569	0,0191	0,037	0,0257	0,095
Geral	0,8685	-0,1539	0,0189	0,049	0,0962	0,712

Considerando os ensaios com afastamento da sonda de até 1 mm , obteve-se desvios padrões para o fator de acoplamento k de $2,2\%$ e para a distância de $3,7\%$, dependendo a faixa de frequências utilizada. Já considerando os ensaios com afastamento de até 3 mm , o melhor desvio para coeficiente k passou para $3,0\%$. Dessa forma, os resultados evidenciam que, embora os valores estimados tenham seguido a mesma tendência dos valores obtidos de forma analítica, o aumento do $lift-off$ resultou em maior dispersão dos dados, devido à redução da relação sinal-ruído.

Através da medida da impedância complexa obtida nos terminais da sonda nas diferentes faixas de frequências, assim como do fator de acoplamento já estimado, foi determinada também a constante C , associada à peça de cobre. Na Fig. 32 são exibidos os valores estimados da constante, representados através de asteriscos, e também os valores calculados de forma analítica, indicados por linhas tracejadas. O valor teórico esperado

Figura 32: Cobre: Estimativa da constante \mathcal{C} versus *lift-off*

Fonte: Elaboração própria.

Figura 33: Cobre: Estimativa da condutividade σ_{Cu} versus *lift-off*

Fonte: Elaboração própria.

para a constante \mathcal{C} do cobre, calculada a partir da Eq. (42) e da sua condutividade típica é de 0,0308.

A partir dos valores estimados da constante \mathcal{C} , também foi estimada a condutividade da peça de cobre em função do afastamento da sonda, com a Eq. (67), sendo o resultado exibido no gráfico da Fig. 33, onde os pontos indicados por asteriscos representam os valores de condutividade estimados e a linha contínua indica a condutividade típica do material.

A média dos valores estimados para a constante \mathcal{C} e para a condutividade σ , assim como os desvios padrões entre os valores estimados e o teórico esperado são apresentados nas Tabelas 11 e 12, sendo que a primeira considera todos os ensaios com *lift-off* de até 1 mm e a segunda até 3 mm. As tabelas também apresentam a média e os desvios considerando o total de ensaios das quatro faixas de frequências utilizadas.

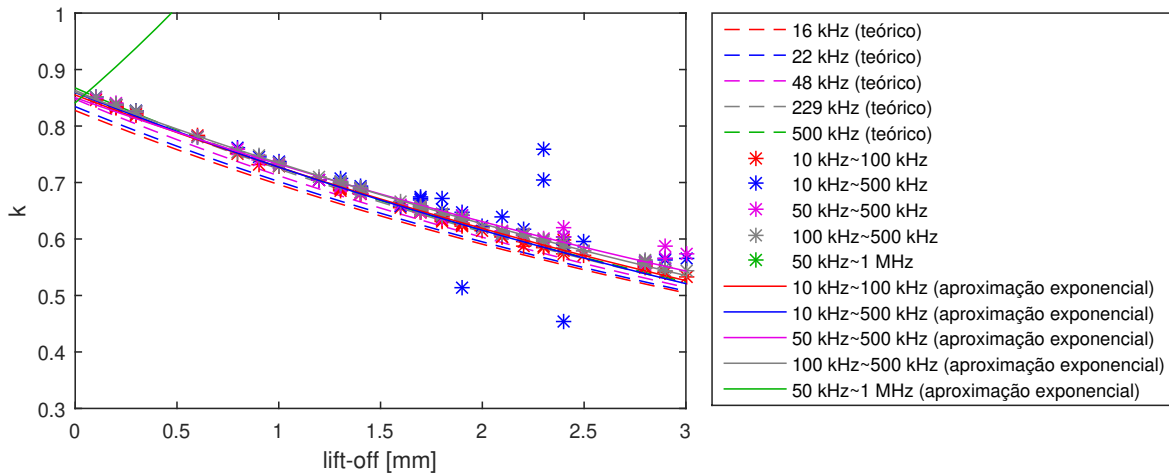
Analisando-se os resultados estimados da constante \mathcal{C} e da condutividade com distâncias de afastamento de até 1 mm, dependendo a faixa de frequências utilizada, chegou-se a um erro de 2,9% na estimativa da constante \mathcal{C} e de 9,3% na estimativa da condutividade. Da mesma forma, o desvio padrão foi de 3,9% para a constante \mathcal{C} e de 10,8% para a condutividade.

Tabela 11: Cobre: Valores médios e desvio padrão da estimativa da constante \mathcal{C} e da condutividade σ (de 0 a 1 mm)

Faixa de Frequências	Média		Desvio padrão	
	$\hat{\mathcal{C}}$	$\hat{\sigma}$ [MS/m]	$s_{\mathcal{C}}$	s_{σ} [MS/m]
10 kHz ~ 100 kHz	0,0299	52,611	0,0021	8,548
10 kHz ~ 500 kHz	0,0299	52,555	0,0012	6,281
50 kHz ~ 500 kHz	0,0279	45,856	0,0030	12,819
100 kHz ~ 500 kHz	0,0285	47,593	0,0025	11,030
Geral	0,0290	49,526	0,0023	9,742
Referência (teórico)	0,0308	58,000	—	—

Tabela 12: Cobre: Valores médios e desvio padrão da estimativa da constante \mathcal{C} e da condutividade σ (de 0 a 3 mm)

Faixa de Frequências	Média		Desvio padrão	
	$\hat{\mathcal{C}}$	$\hat{\sigma}$ [MS/m]	$s_{\mathcal{C}}$	s_{σ} [MS/m]
10 kHz ~ 100 kHz	0,0301	57,090	0,0083	50,190
10 kHz ~ 500 kHz	0,0298	53,948	0,0056	24,538
50 kHz ~ 500 kHz	0,0286	49,235	0,0050	24,255
100 kHz ~ 500 kHz	0,0292	50,424	0,0034	14,654
Geral	0,0294	52,674	0,0058	31,085
Referência (teórico)	0,0308	58,000	—	—

Figura 34: Latão: Estimativa de k versus $lift-off$ 

Fonte: Elaboração própria.

Já avaliando os resultados dos ensaios com afastamentos de até 3 mm , verificam-se erros de 2,3% e 1,6% nas médias dos valores estimados para a constante C e para a condutividade, respectivamente. No entanto, os melhores desvios padrões para os mesmos parâmetros foram de 11,3% e 25,3%. Novamente, é notável que o maior afastamento da sonda resulta em maior dispersão dos dados, evidenciado pelo aumento do desvio padrão.

Da mesma forma que na peça de alumínio, a faixa de frequências de 50 kHz a 1 MHz resultou em um pior desempenho, não sendo possível utilizá-la para estimação nem do coeficiente k e nem da constante C , nas condições apresentadas. As demais faixas de frequências apresentaram resultados com valores próximos aos esperados, obtidos de forma analítica.

4.3 Peça de latão

A terceira peça utilizada como corpo de prova para validação do método proposto foi uma barra de latão, com largura de 50 mm , espessura de $9,5\text{ mm}$ e comprimento de 300 mm . Considerando a condutividade elétrica típica do latão, $\sigma_{Lat} = 14,9\text{ MS/m}$, a menor frequência utilizada resulta em uma profundidade de penetração máxima do campo $\delta = 0,41\text{ mm}$, que é muito menor que a espessura da peça metálica. Os resultados obtidos para o coeficiente de acoplamento magnético são apresentados na Fig. 34. De forma semelhante aos demais materiais, a linha tracejada indica os valores obtidos de forma analítica, os pontos identificados por asteriscos indicam os valores obtidos de forma experimental e a linha contínua é a aproximação exponencial em cada faixa de frequências, todos em função da distância de afastamento da sonda. Os coeficientes A e B para a Eq. (69), da aproximação exponencial, estão dados na Tabela 13. Devido ao fato de que a faixa de frequências de 50 kHz a 1 MHz ter apresentado erros muito elevados, a mesma não foi utilizada na construção da tabela.

Novamente, a distância entre a sonda e a peça de latão pode ser calculada a partir do coeficiente de acoplamento magnético estimado \hat{k} , da Eq. (70) e dos valores dos coeficientes A e B da Tabela 13. Na mesma tabela, também são apresentados os desvios padrões entre os valores estimados e os esperados para o coeficiente de acoplamento k e para a distância d , tanto para cada faixa de frequências como o geral, considerando as

Tabela 13: Latão: Constantes A e B da aproximação exponencial de k e desvios padrões experimentais de k e de d

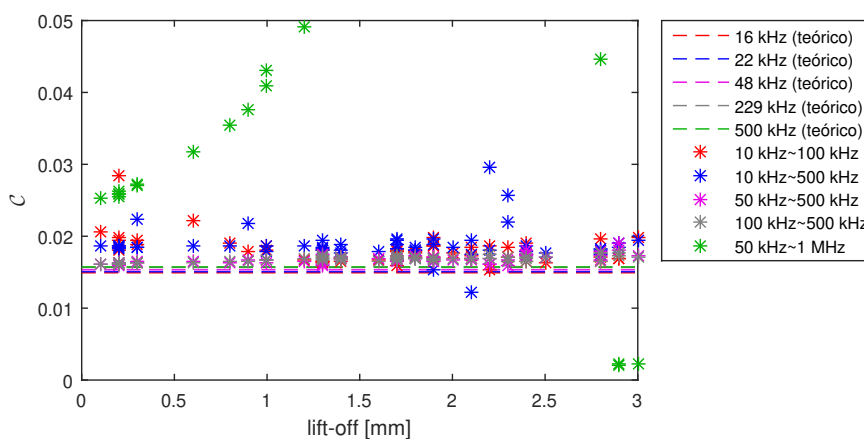
Faixa de Frequências	Coeficientes		Desv. pad. 1 mm		Desv. pad. 3 mm	
	A	B	s_k	s_d [mm]	s_k	s_d [mm]
10 kHz ~ 100 kHz	0,8550	-0,1617	0,0162	0,039	0,0150	0,069
10 kHz ~ 500 kHz	0,8592	-0,1668	0,0221	0,064	0,1016	1,771
50 kHz ~ 500 kHz	0,8502	-0,1493	0,0204	0,057	0,0260	0,136
100 kHz ~ 500 kHz	0,8600	-0,1581	0,0208	0,059	0,0223	0,056
Geral	0,8561	-0,1590	0,0195	0,054	0,0537	0,883

quatro faixas. Os desvios padrões são apresentados para os ensaios realizados com até 1 mm de afastamento da sonda e também com afastamento até 3 mm.

Com base nos ensaios realizados com distâncias de até 3 mm, considerando as frequências que conduziram aos melhores resultados, obteve-se desvios padrões de 1,8% para o coeficiente k e de 2,3% para a distância de afastamento.

Após estimado o coeficiente de acoplamento magnético, também foi estimada a constante C relacionada às propriedades eletromagnéticas do latão, sendo os resultados apresentados na Fig. 35. Os pontos indicados por asteriscos representam os valores estimados de forma experimental, enquanto as linhas tracejadas indicam os valores obtidos de forma analítica. A partir da condutividade típica do latão e das características da sonda, tem-se o valor teórico esperado da constante $C_{Lat} = 0,0153$.

Figura 35: Latão: Estimativa de C versus lift-off



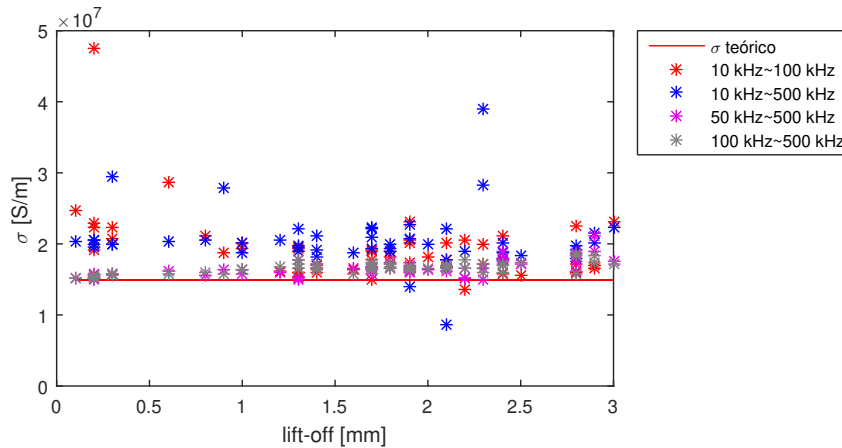
Fonte: Elaboração própria.

Tendo-se determinado a constante C de forma experimental em cada ponto, pode-se obter também a condutividade elétrica estimada para o latão, a partir da Eq. (67). A condutividade obtida experimentalmente está indicada por asteriscos no gráfico da Fig. 36, sendo que a linha contínua representa a condutividade típica do condutor.

As médias da constante C e da condutividade obtidas em cada uma das faixas de frequências utilizadas no experimento, assim como a média geral de todas as faixas de frequências, para ensaios realizados com afastamento da sonda até 1 mm, são exibidas na Tabela 14. Na mesma tabela, também são apresentados os desvios padrões de C e de

σ . Resultados semelhantes são apresentados na Tabela 15, porém considerando todos os ensaios realizados com a sonda afastada até 3 mm da peça sob teste.

Figura 36: Latão: Estimativa da condutividade σ_{Lat} versus *lift-off*



Fonte: Elaboração própria.

Tabela 14: Latão: Valores estimados e desvio padrão da estimativa da constante \mathcal{C} e da condutividade elétrica σ (de 0 a 1 mm)

Faixa de Frequências	Média		Desvio padrão	
	$\hat{\mathcal{C}}$	$\hat{\sigma}$ [MS/m]	$s_{\mathcal{C}}$	s_{σ} [MS/m]
10 kHz ~ 100 kHz	0,0193	21,855	0,0043	7,861
10 kHz ~ 500 kHz	0,0190	21,373	0,0041	7,489
50 kHz ~ 500 kHz	0,0165	16,022	0,0014	1,691
100 kHz ~ 500 kHz	0,0165	15,972	0,0013	1,668
Geral	0,0178	18,684	0,0030	5,266
Referência (teórico)	0,0153	14,900	—	—

Tabela 15: Latão: Valores estimados e desvio padrão da estimativa da constante \mathcal{C} e da condutividade elétrica σ (de 0 a 3 mm)

Faixa de Frequências	Média		Desvio padrão	
	$\hat{\mathcal{C}}$	$\hat{\sigma}$ [MS/m]	$s_{\mathcal{C}}$	s_{σ} [MS/m]
10 kHz ~ 100 kHz	0,0179	18,848	0,0029	4,928
10 kHz ~ 500 kHz	0,0188	21,162	0,0043	8,655
50 kHz ~ 500 kHz	0,0168	16,560	0,0016	2,055
100 kHz ~ 500 kHz	0,0168	16,597	0,0015	1,894
Geral	0,0176	18,292	0,0028	5,133
Referência (teórico)	0,0153	14,900	—	—

A partir dos resultados apresentados nas Tabelas 14 e 15, considerando as frequências que levaram a melhores resultados, identifica-se um erro no valor médio das estimativas

de 7,8% para a constante C e de 7,2% para a condutividade, considerando os ensaios até 1 mm e de 8,9% e 10,2%, respectivamente, considerando os ensaios realizados com distâncias até 3,0 mm .

No que tange aos desvios padrões entre os valores estimados e os esperados, tem-se a desvios padrões de 8,5% para a constante C e de 11,2% para a condutividade, com ensaios realizados até 1 mm . Considerando o afastamento da sonda até 3 mm , esses desvios passam a 9,8% para a constante C e 12,7% para a condutividade.

Conforme já indicado nas simulações realizadas e da mesma forma que os demais materiais, para a faixa de valores de C do latão, a faixa de frequências de 50 kHz a 1 MHz resultou em um pior desempenho na estimativa, não sendo possível utilizá-la nas condições presentes. As demais faixas possibilitaram a estimação dos parâmetros desejados, sendo que a curva de tendência do fator de acoplamento k apresentou resultados satisfatórios, com valores bem próximos aos esperados.

4.4 Comentários gerais

As três peças condutoras utilizadas possuem largura superior ao diâmetro externo da sonda utilizada, de forma que efeitos decorrentes de possíveis distorções na borda da peça podem ser desprezados.

Conforme indicado nas simulações (Capítulo 3), a escolha das frequências adequadas para a corrente de alimentação da sonda indutiva é um fator crítico (ver Fig. 21). Os resultados experimentais mostraram que ambos os parâmetros k e C podem ser estimados com a metodologia apresentada nesse trabalho, com boa precisão, conforme Tabelas 7 a 15. Ainda, esses resultados dependem da faixa de frequências, do material, assim como de outros parâmetros, de acordo com as Seções 3.8 e 3.9.

Além disso, o aumento da distância de afastamento da sonda resulta na redução do coeficiente de acoplamento magnético e conseqüentemente na intensidade das correntes induzidas na peça sob teste. Com isso, a parcela do sinal de interesse se torna menor, prejudicando a estimação dos parâmetros desejados. Isso é comprovado a partir do fato de que, na maioria dos ensaios, o aumento do *lift-off* resultou também no aumento da dispersão dos pontos experimentais, evidenciado pela análise dos desvios padrões (Tabelas 7 a 15), embora a tendência das estimativas tenha se mantido coerente com os valores de referência.

Outra característica a ser observada nos experimentos realizados, é que, tendo em vista que a profundidade de penetração do campo magnético é muito menor que o diâmetro da sonda e que todo o conjunto apresenta a mesma permeabilidade magnética ($\mu_r = 1$), então o valor de k fica dependente apenas da geometria da sonda e da distância d . Tal fato fica evidenciado ao se analisar os coeficientes A e B das Tabelas 7, 10 e 13, onde a diferença máxima entre eles ficou na ordem de 3%.

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado um método para estimação do fator de acoplamento magnético entre uma sonda indutiva e uma peça metálica plana, permitindo estimar também a distância de afastamento entre elas, assim como uma constante associada às características dessa peça.

Foi empregado o modelo elétrico equivalente de um sistema de inspeção através de correntes parasitas utilizando uma sonda indutiva, no qual uma única bobina atua como fonte de campo magnético e, ao mesmo tempo, como elemento sensor. Neste modelo baseado no circuito elétrico de um transformador, o lado primário corresponde à sonda indutiva, com sua autoindutância e resistência elétrica referente ao fio que a constitui, enquanto o lado secundário corresponde à peça metálica sob teste. Uma vez que o secundário é dependente do caminho percorrido pela corrente parasita na peça metálica, as características de autoindutância e resistência dessa parte do circuito dependem basicamente de três fatores: condutividade elétrica e permeabilidade magnética do condutor e da frequência de excitação do campo magnético. Ainda considerando o modelo equivalente de um transformador, o coeficiente de acoplamento magnético e conseqüentemente a indutância mútua estão relacionados com a distância de afastamento (*lift-off*) entre a sonda indutiva e a peça metálica.

Com base no modelo proposto, realizou-se simultaneamente uma estimação do fator de acoplamento magnético k e de uma constante C referente ao condutor sob teste, relacionada às suas características de condutividade elétrica e permeabilidade magnética. Essa abordagem levou em consideração diferentes faixas de frequências, resoluções do conversor analógico-digital e relação sinal-ruído, identificando algumas características importantes para a estimação dos parâmetros desejados.

Os ensaios práticos foram realizados em três peças diferentes, sendo cada uma de um metal não-ferromagnético diferente: alumínio, cobre e latão. Durante os testes, o *lift-off* foi alternado de 0 a 3 mm e foi empregada a técnica de múltiplas frequências para obtenção da impedância nos terminais da sonda indutiva, sendo avaliadas cinco faixas de frequências, cada uma com seis frequências diferentes. A partir das características conhecidas da sonda e das medições de impedância, foi possível estimar tanto o fator de acoplamento magnético entre a sonda e a peça metálica, quanto uma constante associada à essa peça.

O conhecimento do fator de acoplamento magnético k permite estimar também a distância entre a sonda e a peça, sendo útil tanto para medição da espessura de coberturas isolantes, independente da sua composição, quanto como fator de correção para diversas técnicas de inspeção baseadas em correntes parasitas e que são sensíveis ao *lift-off*. Já a constante referente à peça sob teste, C , relaciona a condutividade elétrica e a permeabilidade magnética da mesma, sendo dependente também do caminho percorrido pela

corrente parasita. Dessa forma, essa constante pode ser empregada tanto para caracterização de materiais condutores quanto para detecção de fissuras que causem um distúrbio no caminho percorrido pela corrente induzida. Além disso, esse trabalho utilizou um detector de ganho e fase, possibilitando um processamento de sinais muito simples com uma baixa taxa de amostragem, relacionada apenas à velocidade de inspeção desejada.

Uma vez que o método proposto para identificação dos parâmetros se mostrou eficiente, novos trabalhos poderão ser desenvolvidos para caracterização de fissuras em materiais condutores, inclusive em metais ferromagnéticos. Pesquisas futuras também podem abordar a utilização de outras configurações de sonda, realizando a medição do fluxo magnético em si ou a utilização de sondas diferenciais, de forma a melhorar a sua sensibilidade. Os próximos passos dessa pesquisa devem seguir com a inclusão de sensores magnéticos do tipo GMR, para caracterizar as mudanças do fluxo no campo próximo à sonda, permitindo o monitoramento da variação das correntes induzidas na peça e assim produzir uma estimativa redundante dos parâmetros.

REFERÊNCIAS

ABDULLAH, A. H.; YUSOF, M. I.; BAKI, S. R. M. Adaptive noise cancellation: a practical study of the least-mean square (lms) over recursive least-square (rls) algorithm. *In: STUDENT CONFERENCE ON RESEARCH AND DEVELOPMENT, 2002. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2002. p. 448-452.

ADEWALE, I. D.; TIAN, G. Y. Decoupling the influence of permeability and conductivity in pulsed eddy-current measurements. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.l.], v.49, n.3, p. 1119-1127, Mar. 2013.

AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas—técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais**. [S.l.]: Ed. UFMG, 2007.

ANGANI, C. S. *et al.* SVM classification of thickness and lift-off using transient eddy current oscillation method. *In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE PROCEEDINGS, 2016. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2016. p. 1-6.

AVILA, J. R. S.; HOW, K. Y.; YIN, W. A novel dual modality sensor with sensitivities to permittivity and conductivity. *In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC), 2017. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2017. p. 1-6.

AVILA, J. R. S. *et al.* A novel dual modality sensor with sensitivities to permittivity, conductivity, and permeability. **IEEE Sensors Journal**, [S.l.], v.18, n.1, p. 356-362, Jan 2018.

BABIC, S.; AKYEL, C. Improvement in calculation of the self- and mutual inductance of thin-wall solenoids and disk coils. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.l.], v.36, n.4, p. 1970-1975, July 2000.

BABIC, S.; AKYEL, C. New formulas for mutual inductance and axial magnetic force between magnetically coupled coils: thick circular coil of the rectangular cross-section-thin disk coil (pancake). **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.l.], v.49, n.2, p. 860-868, Feb 2013.

BRUSAMARELLO, V. J.; BLAUTH, Y. B. An analysis of kii coupling coefficients. **The International Journal of Electrical Engineering & Education**, [S.l.], v.49, n.1, p. 16-25, 2012.

DODD, C. V.; DEEDS, W. E. Analytical solutions to eddy-current probe-coil problems. **Journal of Applied Physics**, [S.l.], v.39, n.6, p. 2829-2838, 1968.

EGOROV, A. V.; POLYAKOV, V. V. Eddy current testing of metallic materials using projection methods. **Russian Journal of Nondestructive Testing**, [S.l.], v.54, n.5, p. 377–384, May 2018.

GAO, P. *et al.* Defect evaluation using the phase information of an EC-GMR sensor. *In: IEEE INTERNATIONAL INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT TECHNOLOGY CONFERENCE (I2MTC) PROCEEDINGS, 2014. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2014. p. 25-29.

GARCIA-MARTIN, J.; GOMEZ-GIL, J.; VAZQUEZ-SANCHEZ, E. Non-destructive techniques based on eddy current testing. **Sensors**, [S.l.], v.11, n.3, p. 2525–2565, 2011.

HUANG, C.; WU, X. Probe lift-off compensation method for pulsed eddy current thickness measurement. *In: ASIA-PACIFIC CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 3., 2014. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2014. p. 937-939.

KRAL, J. *et al.* The lift-off effect in eddy currents on thickness modeling and measurement. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], v.62, n.7, p. 2043-2049, July 2013.

LI, J. *et al.* Measurement of lift-off using the relative variation of magnetic flux in pulsed eddy current testing. **NDT & E International**, [S.l.], v.75, p. 57 - 64, 2015.

LI, W. *et al.* A thickness measurement system for metal films based on eddy-current method with phase detection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v.64, n.5, p. 3940-3949, May 2017.

LU, M. *et al.* A novel compensation algorithm for thickness measurement immune to lift-off variations using eddy current method. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], v.65, n.12, p. 2773-2779, Dec 2016.

LU, M. *et al.* Determination of the magnetic permeability, electrical conductivity, and thickness of ferrite metallic plates using a multi-frequency electromagnetic sensing system. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, [S.l.], p. 1-1, 2018.

RIBEIRO, A. L. *et al.* Liftoff correction based on the spatial spectral behavior of eddy-current images. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], v.59, n.5, p. 1362-1367, May 2010.

RICCI, M. *et al.* Analysis of the influence of lift-off variation on eddy-current images. *In: IEEE METROLOGY FOR AEROSPACE (METROAEROSPACE), 2015. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2015. p. 182-187.

SREEVATSAN, S.; GEORGE, B.; ZHICHAO, T. An eddy current-capacitive crack detection probe with high insensitivity to lift-off. *In: IECON 2018 - 44TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2018. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2018. p. 4871-4876.

TIAN, G. Y.; SOPHIAN, A. Defect classification using a new feature for pulsed eddy current sensors. **NDT & E International**, [S.l.], v.38, n.1, p. 77 - 82, 2005.

TIAN, H.; UCHIMOTO, T.; TAKAGI, T. Electromagnetic properties evaluation of high chromium ferritic steel by eddy-current method. *In: IEEE INTERNATIONAL MAGNETICS CONFERENCE (INTERMAG), 2006. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2006. p. 662-662.

TODOROVA, K.; GUNINSKI, S. Study of eddy currents induced in a conducting object by using switching driving excitation. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTRICAL APPARATUS AND TECHNOLOGIES (SIELA), 19., 2016. Proceedings[...]* [S.l.: s.n.], 2016. p. 1-3.

TONDO, F. A. *et al.* Eddy current probe identification and analysis. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], v.66, n.8, p. 2166-2173, Aug 2017.

VYROUBAL, D. Impedance of the eddy-current displacement probe: the transformer model. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], v.53, n.2, p. 384-391, Apr. 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**, [S.l.], v.64, n.9, p. 2557-2564, Sept 2015.

YU, D.; HAN, K. Self-inductance of air-core circular coils with rectangular cross section. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.l.], v.23, n.6, p. 3916-3921, November 1987.

APÊNDICE A DIAGRAMA ELÉTRICO DO CIRCUITO DE MEDIÇÃO DA IMPEDÂNCIA DA SONDA

Na Fig. 37 é apresentado o diagrama elétrico completo do circuito de condicionamento do sinal da sonda, para medição da sua impedância, baseado no detector de ganho e fase AD8302 (Analog Devices).

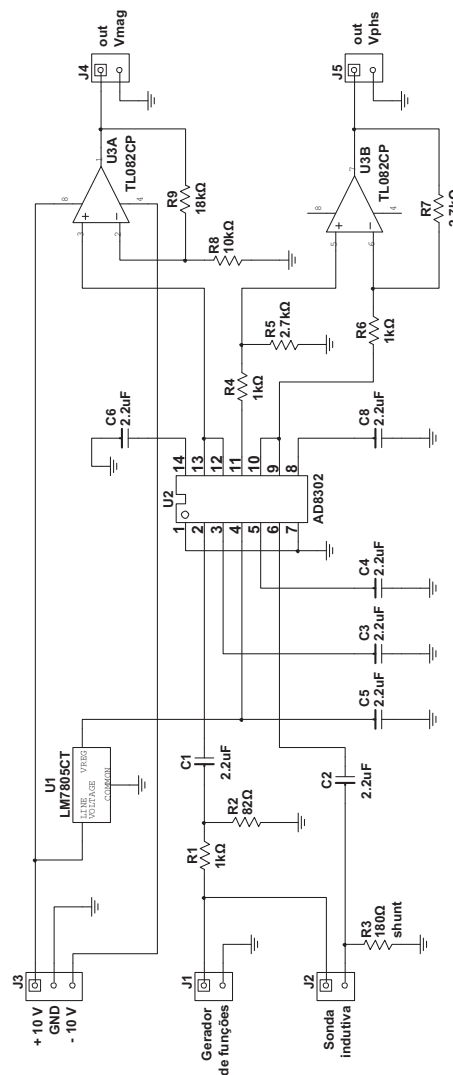


Figura 37: Diagrama do circuito condicionador de sinais da impedância.