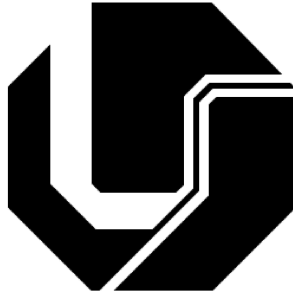


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA



**SIMULAÇÃO E ENSAIO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO
PARA OBTENÇÃO DE SUAS GRANDEZAS DE MODO
COMUM E CORRENTES DE ROLAMENTO**

VINÍCIUS PEREIRA DO CARMO

Uberlândia – Minas Gerais

Agosto de 2025

VINÍCIUS PEREIRA DO CARMO

SIMULAÇÃO E ENSAIO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO PARA OBTENÇÃO DE
SUAS GRANDEZAS DE MODO COMUM E CORRENTES DE ROLAMENTO

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Uberlândia como
requisito parcial para obtenção do título de
mestre em engenharia elétrica.

Área de concentração: Sistemas de
Energia Elétrica

Orientador: Hélder de Paula

Uberlândia – Minas Gerais

Agosto de 2025

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

C287 2025	Carmo, Vinícius Pereira do, 1998- SIMULAÇÃO E ENSAIO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO PARA OBTENÇÃO DE SUAS GRANDEZAS DE MODO COMUM E CORRENTES DE ROLAMENTO [recurso eletrônico] / Vinícius Pereira do Carmo. - 2025. Orientador: Hélder De Paula . Coorientador: Marco Túlio Evô Alves . Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica. Modo de acesso: Internet. DOI http://doi.org/10.14393/ufu.di.2025.505 Inclui bibliografia. 1. Engenharia elétrica. I. , Hélder De Paula,1975-, (Orient.). II. , Marco Túlio Evô Alves,1987-, (Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título. CDU: 621.3
--------------	---

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:
Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074

VINÍCIUS PEREIRA DO CARMO

SIMULAÇÃO E ENSAIO DE UM MOTOR DE INDUÇÃO PARA OBTENÇÃO DE
SUAS GRANDEZAS DE MODO COMUM E CORRENTES DE ROLAMENTO

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como requisito parcial para obtenção do título de mestre em engenharia elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Uberlândia – Minas Gerais

Agosto de 2025

Banca Examinadora:

Dr Hélder de Paula (Professor UFU)

Dr Diogo Sampaio Cesar Souza (Pós Doutorando UFU)

Dr Pedro José dos Santos Neto (Professor Unicamp)



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado nº 807 - PPGEELT				
Data:	Treze de agosto de dois mil e vinte e cinco	Hora de início:	14h00	Hora de encerramento:	17h00
Matrícula do Discente:	12322EEL014				
Nome do Discente:	Vinícius Pereira do Carmo				
Título do Trabalho:	Simulação e Ensaio de um Motor de Indução para a Obtenção de suas Grandezas de Modo Comum e Correntes de Rolamento				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Sistemas Elétricos de Potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do Projeto: Hélder de Paula. Título Do Projeto: Análise Computacional de Descargas Elétricas em Mancais de Motores de BCSs. Instituição Parceira, se houver: Petrobrás. Número do Processo na Instituição Parceira, se houver: 2023/00418-7. Vigência Do Projeto: 05/03/2024 e 04/03/2026.				

Reuniu-se através de videoconferência, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Doutores: Diogo Sampaio Cesar Souza (UFU), Pedro José dos Santos Neto (Unicamp) e Hélder de Paula, orientador do discente.

Iniciando os trabalhos, o presidente da mesa, Prof. Dr. Hélder de Paula apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir, o senhor presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir o candidato. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o candidato:

APROVADO.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre. O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Hélder de Paula, Professor(a) do Magistério Superior**, em 13/08/2025, às 16:53, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Diogo Sampaio Cesar Souza, Usuário Externo**, em 13/08/2025, às 16:53, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Pedro José dos Santos Neto, Usuário Externo**, em 13/08/2025, às 16:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **6586538** e o código CRC **D8702DF7**.

Dedico este trabalho a todo povo preto
deste país que vence todo preconceito,
medo e desconfiança para dar seu melhor.
*“É necessário sempre acreditar que o
sonho é possível”*

AGRADECIMENTOS

É com imensa gratidão que concluo esta etapa, um marco significativo em minha jornada. Este trabalho não seria possível sem o apoio inestimável de pessoas que, de maneiras distintas, contribuíram para sua realização.

A minha mãe, Vania, e às minhas tias Tereza, Vanilde e Juracy, meu mais profundo agradecimento. O apoio incondicional e o lar que me deram foram a base que me permitiu focar integralmente neste projeto. A vocês, minha família, dedico este trabalho. À minha amada Rosa Maria, por sua paciência, compreensão e por ser meu porto seguro, mesmo à distância. Sua crença em mim e o suporte que me ofereceu foram o combustível para superar os desafios. Esta jornada fortaleceu nosso vínculo e me ensinou o real significado de parceria. A cada conquista, meu amor e gratidão por você só aumentam.

Aos meus orientadores, Professor Hélder de Paula e Professor Marco Túlio Evô, agradeço imensamente pela orientação precisa, pelo conhecimento compartilhado e pela amizade cultivada ao longo deste percurso. Seu direcionamento foi fundamental para moldar a qualidade deste trabalho.

Não poderia deixar de mencionar a amizade e o suporte dos meus colegas do laboratório RELY, em especial Celso, André e Diogo, que me ajudaram em diversas etapas deste projeto. Aos amigos André, Pedro Herculano, Pedro Mendes, Rayander, Vitor Amaral, Igor Amaral, Asafe, Carolaine Barbosa e Elen Kássia, minha eterna gratidão pelo conhecimento e pela colaboração. Sem vocês, esta dissertação não seria a mesma. Aos amigos de Uberlândia, Gabriel, Valadão, Diogo, Marco Thulyo e outros que a música me apresentou, agradeço por terem sido meu suporte psicológico e por me ajudarem a manter a sanidade junto a música durante os momentos de maior pressão.

Este trabalho foi realizado com o apoio financeiro de importantes instituições de fomento à pesquisa. Agradeço à Petrobras pelo investimento essencial que permitiu o desenvolvimento e a execução desta pesquisa. Da mesma forma, sou grato à CAPES e à FAPEMIG pelo apoio financeiro fundamental para a minha formação e para a concretização dos objetivos desta dissertação.

Por fim, agradeço e peço a benção dos meus orixás, santos, santas e de minha avó que olha por mim do céu.

“Vamos amigo lute. Vamos amigo ajude,
se não. A gente acaba perdendo o que já
conquistou”

Edson Gomes

RESUMO

Motores de indução acionados por inversores com modulação por largura de pulso (PWM) apresentam excelente desempenho, mas introduzem desafios significativos relacionados a fenômenos de alta frequência. A comutação rápida dos dispositivos semicondutores gera tensões de modo comum e sobretensões transitórias que excitam capacitâncias parasitas intrínsecas e induzem correntes de alta frequência, impactando negativamente a vida útil dos componentes, em especial os mancais, através das correntes de descarga elétrica (EDMs). Este trabalho se dedica à modelagem teórica, simulação numérica e validação experimental desses fenômenos, visando à construção de um modelo de circuito equivalente robusto e preciso para a predição e mitigação desses problemas.

A metodologia desenvolvida integra modelagem elétrica de elementos concentrados com simulações detalhadas por meio do Método dos Elementos Finitos (FEM). Foram caracterizadas as capacitâncias parasitas (enrolamento-carcaça, enrolamento-rotor e rotor-carcaça), a impedância do enrolamento do estator e do núcleo, e a indutância da cabeça de bobina, considerando explicitamente a dependência desses parâmetros com a frequência e os efeitos pelicular e de proximidade. Para a análise das correntes, empregou-se a técnica de Vector Fitting para simulações multifrequenciais das correntes circulantes, e uma modelagem dinâmica para as correntes de descarga eletrolítica em rolamentos. A principal contribuição da dissertação reside na validação rigorosa do modelo proposto por meio de medições experimentais de alta resolução, que comprovou a capacidade preditiva da abordagem em representar o comportamento eletromagnético da máquina e os caminhos das correntes de alta frequência.

Os resultados obtidos reforçam a necessidade de considerar esses efeitos desde as fases de projeto e especificação de motores acionados por inversores. Este estudo aprofunda o entendimento dos mecanismos de falha prematura em mancais e oferece uma base técnica sólida para o desenvolvimento de estratégias eficazes de mitigação, combinando precisão teórica com validação prática.

Palavras-chave: Motores de Indução, Inversores PWM, Correntes de Alta Frequência, Correntes de Modo Comum, Correntes de Rolamento, Modelo de Circuito Equivalente, Análise por Elementos Finitos, Validação Experimental.

ABSTRACT

Induction motors driven by Pulse Width Modulation (PWM) inverters offer excellent performance but introduce significant challenges related to high-frequency phenomena. The rapid switching of semiconductor devices generates common-mode voltages and transient over voltages that excite intrinsic parasitic capacitances and induce high-frequency currents, negatively impacting component lifespan, especially bearings, through Electric Discharge Machining (EDM) currents. This work is dedicated to theoretical modeling, numerical simulation, and experimental validation of these phenomena, aiming to build a robust and precise equivalent circuit model for predicting and mitigating these issues.

The developed methodology integrates lumped-element electrical modeling with detailed Finite Element Method (FEM) simulations. Parasitic capacitances (winding-to-frame, winding-to-rotor, and rotor-to-frame), stator winding and core impedance, and coil end inductance were characterized, explicitly considering the frequency dependence of these parameters, as well as skin and proximity effects. For current analysis, the Vector Fitting technique was employed for multi-frequency simulations of circulating currents, and a dynamic model was used for bearing EDM currents. The dissertation's main contribution lies in the rigorous validation of the proposed model through high-resolution experimental measurements, which confirmed the predictive capability of the approach in representing the machine's electromagnetic behavior and high-frequency current paths.

The results obtained emphasize the necessity of considering these effects from the design and specification phases of inverter-fed motors. This study deepens the understanding of premature bearing failure mechanisms and provides a solid technical foundation for developing effective mitigation strategies, combining theoretical accuracy with practical validation.

Keywords: Induction Motors, PWM Inverters, High-Frequency Currents, Common-Mode Currents, Bearing Currents, Equivalent Circuit Model, Finite Element Analysis, Experimental Validation.

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIações

BVR - Bearing Voltage Ratio

C_b - Capacitância do mancal / Capacitância da película de óleo lubrificante do mancal

$C_{b,DE}$ - Capacitância do mancal lado acionado (Drive End)

$C_{b,NDE}$ - Capacitância do mancal lado não acionado (Non-Drive End)

C_{eq1} - Capacitância equivalente 1

C_{eq3} - Capacitância equivalente 3

C_{rf} - Capacitância entre o rotor e a carcaça

C'_{rf} - Capacitância entre rotor e carcaça via entreferro

C_{wf} - Capacitância entre o enrolamento do estator e o núcleo/carcaça da máquina

C_{wr} - Capacitância entre o enrolamento do estator e o rotor

C_{wr_end} - Capacitância entre enrolamento e rotor associada às cabeças das bobinas

C_{wr_sl} - Capacitância entre enrolamento e rotor na região das ranhuras do estator

DA - Densidade de Atividade (eventos de descarga elétrica por segundo)

DE - Drive End (lado de acionamento do motor)

EDM - Electric Discharge Machining (correntes de descarga elétrica em mancais)

EMI - Interferência Eletromagnética

FEM - Método dos Elementos Finitos

I_{cir} - Corrente Circulante

I_{com} - Corrente de Modo Comum

I_{edm} - Corrente de Descarga Elétrica em Mancais (EDM)

I_{wff} - Corrente de Alta Frequência que percorre caminhos assimétricos pelo estator (componente da I_{com})

kd1 - Fator de distribuição (distribution factor)

kp1 - Fator de passo (pitch factor)

LAN - Rede Local (Local Area Network)

I_b - Comprimento da volta da cabeça de bobina

$L_{b,air}$ - Indutância da área fechada pela corrente circulante (no ar)

$L_{b,Fe}$ - Resistência e Indutância associadas ao núcleo laminado do estator

l_{e1}, l_{e2} - Parâmetros geométricos relacionados com o comprimento da volta da cabeça de bobina

L_{ov} - Indutância da cabeça de bobina

NDE - Non-Drive End (lado oposto ao de acionamento do motor)

Ns - Número de espiras conectadas em série por fase

p - Número de pares de polos da máquina

PWM - Modulação por Largura de Pulso

Qs - Número de ranhuras do estator

$R_{b,Fe}$ - Resistência e Indutância associadas ao núcleo laminado do estator

V_a, V_b e V_c - Tensões de Linha

V_b - Tensão nos Mancais / Tensão entre rotor/eixo e carcaça

V_{com} - Tensão de Modo Comum

V_{shaft} - Tensão Induzida no Eixo / Tensão de Eixo

Z_{fg} - Impedância de aterramento

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Esquema de conversor acionando motor. Fonte: [25].	35
Figura 2.2: Formas de onda das tensões de fase em relação ao potencial de terra (V_a , V_b e V_c) geradas pelo inversor PWM, e da tensão resultante entre o ponto neutro do motor e o terra (V_n). Fonte: [25].	36
Figura 2.3: Distribuição dos acoplamentos capacitivos dentro do motor. Fonte: [25].	38
Figura 2.4: Diagrama do motor ressaltando o caminho da corrente de modo comum (I_{com}). Fonte:[25].	39
Figura 2.5: Divisor capacitivo para formação da tensão V_b .	40
Figura 2.6: Diagrama do circuito interno da máquina para o acontecimento de EDM.	41
Figura 2.7: Formação da tensão induzida (V_{shaft}) através do fluxo de alta frequência I_{wf} . Fonte: [25].	43
Figura 2.8: Caminho corrente circulante dentro do motor. Fonte: [25].	43
Figura 3.1: Circuito de modelagem do motor.	47
Figura 3.2: Desenho da ranhura do motor simulado.	53
Figura 3.3: Ranhura com destaque para linhas internos que representam o único condutor.	55
Figura 3.4:Determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução utilizando o método dos elementos finitos.	56
Figura 3.5: Modelos usados na distribuição aleatória. a) Modelo1 b) Modelo 2 c) Modelo 3.	56
Figura 3.6: Desenho motor 3D. a) Destaque condutores parte ativa do núcleo b) Destaque condutores na cabeça de bobina.	57
Figura 3.7: Modelagem do motor para simulação de R_s e L_s .	62
Figura 3.8: Variação com frequência da Indutância para os modelos de cálculo.	64
Figura 3.9: Variação com frequência da Indutância para os modelos de cálculo.	64
Figura 3.10: Linhas de campo na simulação impedância do estator para $f = 10$ MHz.	66

Figura 3.11: Linhas de campo na simulação impedância do estator para $f = 1$ kHz.	66
Figura 3.12: Circuito de simulação da corrente circulante.	74
Figura 3.13: Circuito modificado para simulação da EDM.	76
Figura 4.1: Modificações externas no motor. a) Posicionamento da escova no eixo b) Construção suporte da escova.	81
Figura 4.2; Modificações internas no mancal.	81
Figura 4.3: Bancada de medição.	82
Figura 4.4: Medição Corrente de Modo Comum.	83
Figura 4.5: Diagrama do motor com destaque para os pontos de medição.	84
Figura 4.6: Medição Tensão de Modo Comum a partir das tensões V_a , V_b e V_c	84
Figura 4.7: Resultado da Medição Tensão V_a , V_b e V_c nos terminais do motor.	86
Figura 4.8: Resultado de V_{com} a partir das tensões medidas nos terminais.	86
Figura 4.9: Tensão de modo comum medida diretamente do ponto comum dos enrolamentos para o ponto de aterramento (carcaça).	87
Figura 4.10: Diagrama de medição V_b	88
Figura 4.11: Medição das tensões no eixo lado DE.	88
Figura 4.12: Diagrama de medição de V_{shaft}	89
Figura 4.13: Alteração nas escovas, lado NDE, para realizar medição de V_{shaft}	90
Figura 4.14: Diagrama de medição das correntes no mancal.	91
Figura 4.15: Detalhe da inserção do fio de acesso para medição de corrente de rolamento: (a) antes do corte do isolamento; (b) após o corte e isolamento.	92
Figura 4.16: Tampa lateral do motor com pontos de acesso para medição da corrente de rolamento.	92
Figura 4.17: Esquemático de medição de Z_{com} . Fonte: [41].	93
Figura 4.18: Medição da Impedância de Modo Comum.	94
Figura 5.1: Modulo Z_{com} medido e para diferentes cálculos das capacitâncias.	97
Figura 5.2: Angulo de Z_{com} medido e para diferentes modelos de cálculo das capacitâncias.	98

Figura 5.3: Modulo Z_{com} medido e para diferentes cálculos de R_s e L_s .	99
Figura 5.4: Ângulo Z_{com} medido e para diferentes cálculos de R_s e L_s .	99
Figura 5.5: I_{com} medida e para diferentes formas de cálculo de R_s e L_s .	101
Figura 5.6: Resultado Corrente de modo comum medida e simulada.	103
Figura 5.7: Zoom em um dos picos de I_{com} medida e simulada.	103
Figura 5.8: V_{shaft} medida e simulada.	106
Figura 5.9: Zoom em uma das manifestações de V_{shaft} medida e simulada.	107
Figura 5.10: Comparação resultados V_b medido com os modelos de cálculo das Capacitâncias.	109
Figura 5.11: Tensão V_b Medida e Simulada.	111
Figura 5.12: Detalhe da tensão V_b medida e simulada, evidenciando a diferença nos patamares.	112
Figura 5.13: Tensão V_{com} , destaque para ponto utilizado no cálculo do BVR.	113
Figura 5.14: EDM simulada para diferentes valores R_b .	114
Figura 5.15: EDM medida.	114
Figura 5.16: Corrente de Descarga Simulada sem presença do ramo RL que representa o fio de medição.	115
Figura 5.17: Corrente de Descarga Simulada com a presença do ramo RL que representa o fio de medição.	115
Figura 5.18: Corrente de Descarga Medida.	115
Figura 5.19: Resposta da Simulação Corrente Circulante.	118
Figura 6.1: Diagrama do código de captura contínua da EDM.	122
Figura 6.2: Medição da EDM e tensão V_b .	124
Figura 6.3: Tensão V_b e Corrente I_b com a janela de 600 ns destacada e Corrente I_{com} com janela de 200 ns destacada.	127
Figura 6.4: Tensão no mancal, Corrente no mancal e Corrente de modo comum com destaque para ocorrência da descarga.	128
Figura 6.5: Fluxograma Código de detecção EDM.	129
Figura 6.6: Histograma EDM para 20907 descargas em 76,244 segundos.	131
Figura 6.7: Gráfico de Acúmulo de Descarga ao Longo do Tempo.	134

Figura A.1: Tensão V_b , Corrente I_b , Modulo de Z_b e Ângulo de Z_b para 900 rpm com uma tensão de 2,5 Vpp e frequência de 300 kHz.....	150
Figura A.2: Tensão V_b e Corrente I_b com destaque para o momento de rompimento do mancal.	151
Figura A.3: Aproximação do Modulo e Ângulo de Z_b no rompimento.	151
Figura B.4: Esquemático da montagem do ponto comum.	155
Figura B.5: Montagem para medição C_{wf}	155
Figura B.6: Circuito de modelo de medição para C_{wr}	156
Figura B.7: Circuito Capacitâncias intrínsecas dentro do motor.	157
Figura B.8:Circuto das Capacitâncias Modificado.	158
Figura B.9: Medição das Capacitâncias.....	158

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1: Parâmetros para o cálculo analíticos das capacitâncias.	50
Tabela 3.2: Resultados dos Modelos das Capacitâncias.	58
Tabela 3.3: Resultados para Capacitâncias.	60
Tabela 3.4: Resultados Simulados de R_s e L_s para os diferentes modelos e diferentes frequências.	63
Tabela 3.5: Resultados do N-Ramos para R_s e L_s	68
Tabela 3.6: Resultados do cálculo da impedância do núcleo do estator para algumas frequências.	69
Tabela 3.7: Resultados do N-Ramos para Impedância do Núcleo do Estator.	69
Tabela 4.1: Características do Motor.	79
Tabela 5.1: Valores de Picos para I_{com} medidas e simuladas.	104
Tabela 5.2: Resultados Estatísticos da Comparação dos Picos de I_{com}	104
Tabela 5.3: Valores Comparativos dos Picos de V_{shaft}	107
Tabela 5.4: Resultados Estatísticos da Comparação dos Picos de V_{shaft}	108
Tabela 6.1: Indicadores Estatísticos da Análise Contínua da EDM.	135
Tabela B.1: Resultados Medições Capacitâncias.	160
Tabela C.2: Parâmetros para cálculo para contabilizar efeito pelicular nas bobinas.	161
Tabela C.3: Parâmetros para cálculo efeito pelicular lâminas do estator.	161
Tabela C.4: Parâmetros para cálculo das Capacitâncias e K_c	161
Tabela C.5: Parâmetros para cálculo da Impedância da Cabeça de Bobina.	162

SUMÁRIO

RESUMO	iv
ABSTRACT	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIações	xiv
LISTA DE FIGURAS	xvi
LISTA DE TABELAS	xx
1. INTRODUÇÃO	24
1.1. Considerações Iniciais	24
1.2. Estado da Arte	25
1.3. Contribuições do Trabalho	28
1.4. Objetivos	30
1.4.1. Objetivos Gerais	30
1.4.2. Objetivo Específicos	30
1.5. Estrutura do texto	31
2. FUNDAMENTOS DOS FENOMENOS DE ALTA FREQUÊNCIA EM MOTORES DE INDUÇÃO ACIONADOS POR INVERSORES PWM	34
2.1. Tensão de Modo Comum	34
2.2. Capacitâncias Intrínsecas	36
2.3. Corrente de Modo Comum	38
2.4. Tensão entre rotor/eixo e carcaça e Bearing Voltage Ratio	39
2.5. Corrente de Descarga	41
2.6. Tensão Induzida no eixo	42
2.7. Corrente Circulante	43
2.8. Conclusões do Capítulo	44
3. MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE PARÂMETROS E GRANDEZAS DE ALTA FREQUÊNCIA DO MOTOR	45
3.1. Topologia de Modelagem do Motor em Alta Frequências	46
3.2. Cálculo e Simulação de Parâmetros do Circuito	48
3.2.1. Capacitâncias Intrínsecas	48
3.2.1.1. Cálculo Utilizando Abordagens Analíticas da Literatura	49
3.2.1.2. Simulações Eletrostáticas Utilizando o Método dos Elementos Finitos (FEM). .	50
3.2.1.3. Capacitância entre o enrolamento e a carcaça:	51
3.2.1.4. Capacitância entre o enrolamento e o rotor	52

3.2.1.5.	Capacitância entre o rotor e a carcaça	52
3.2.1.6.	Simulação Capacitâncias	53
3.2.1.7.	Resultados e Discussões Acerca da Determinação das Capacitâncias	58
3.2.2.	Impedância do Enrolamento do Estator.....	60
3.2.2.1.	Resultados e Discussões Acerca da Determinação das Resistências e Indutâncias dos Enrolamentos.....	63
3.2.3.	Impedância do Núcleo do Estator	68
3.2.4.	Indutância da cabeça de bobina	70
3.2.5.	Simulações correntes de alta frequência.....	72
3.2.5.1.	Corrente Circulante	73
3.2.5.2.	Corrente de Descarga	75
3.3.	Conclusões do Capítulo	77
4. CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E METODOLOGIAS DE MEDIÇÃO PARA FENÔMENOS DE ALTA FREQUÊNCIA.....		78
4.1.	Equipamentos para Medição	78
4.2.	Modificações no Motor no Motor para Viabilização das Medições	79
4.3.	Esquemáticos das Medições Corrente e Tensão de Modo Comum.....	82
4.3.1.	Corrente de Modo Comum (<i>I_{com}</i>)	83
4.3.2.	Medições e Análises da Tensão de Modo Comum (<i>V_{com}</i>).....	83
4.3.2.1.	Análise Medição Tensão de Modo Comum (<i>V_{com}</i>)	85
4.4.	Esquemático das Medições Tensão Induzida no Eixo e Tensão Eixo para Carcaça. ..	87
4.4.1.	Medição Tensão Estator para Carcaça (<i>V_b</i>)	87
4.4.2.	Medição da Tensão (<i>V_{shaft}</i>)	89
4.5.	Esquemático da Medição Correntes nos Mancais	90
4.6.	Esquemático de Medição da Impedância de Modo Comum.	92
4.7.	Conclusões do Capítulo	94
5. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE SIMULAÇÕES E MEDIÇÕES PARA O COMPORTAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA DO MOTOR		96
5.1.	Comparação dos Resultados da Impedância de Modo Comum	97
5.2.	Comparação dos Resultados da Corrente de Modo Comum.....	101
5.3.	Comparação dos Resultados da Tensão Induzida <i>V_{shaft}</i>	105
5.4.	Resultados Tensão Rotor para Estator <i>V_b</i>	109
5.5.	Resultado Corrente de Descarga	113
5.6.	Resultado Corrente Circulante	116
5.7.	Conclusões do Capítulo	119

6. DETECÇÃO E ANÁLISE CONTÍNUA DE DESCARGAS ELÉTRICA EM MANCAIS. 120

6.1.	Metodologia de Medição Contínua.....	121
6.1.1.	Requisitos Técnicos e Desafios da Medição	123
6.1.2.	Estratégia de Aquisição de Dados e Análise de Intervalos para Monitoramento de Descargas em Mancais.....	124
6.1.3.	Metodologia de Detecção e Análise Computacional das EDMS	126
6.2.	Análise Provenientes da Medição Contínua da EDM	130
6.2.1.	Histograma de Picos da EDM	131
6.2.2.	Quantidade de Descarga por Tempo Medido	132
6.2.3.	Maior Pico da Corrente EDM	133
6.2.4.	Acúmulo de Descargas ao Longo do Tempo.....	133
6.2.5.	Resumo dos Indicadores Estatísticos	135
6.3.	Conclusões do Capítulo	136
7.	CONCLUSÃO	137
7.1.	A Pesquisa	137
7.2.	Proposta de Trabalhos Futuros	139
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	141
	APÊNDICE	148
A.	MODELO DE ESTIMAÇÃO DA RESITÊNCIA E CAPACITÂNCIA DO ROLAMENTO	148
B.	MEDIÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS	154
1.	Capacitância entre o Enrolamento para Carcaça	154
2.	Capacitância entre o Enrolamento para o Rotor	156
3.	Capacitância entre o Rotor para Carcaça.....	157
4.	Análise dos Resultados da Medição das Capacitâncias.....	159
C.	VALORES DE PARÂMETROS USADOS NOS CÁLCULOS E SIMULAÇÕES	161

1. INTRODUÇÃO

1.1. Considerações Iniciais

Os motores elétricos desempenham um papel essencial nos mais diversos segmentos da sociedade, sendo largamente empregados em ambientes industriais, comerciais, rurais e residenciais [1]. Sua presença abrange desde aplicações de baixa potência, como em eletrodomésticos, até sistemas de grande porte responsáveis pelo acionamento de compressores, ventiladores, bombas e outros equipamentos críticos de processos. No setor industrial, estima-se que aproximadamente 70% de toda a energia elétrica consumida é convertida em energia mecânica por meio de motores elétricos [1], com destaque para os motores de indução trifásicos e monofásicos, que correspondem a mais de 90% dos motores em operação [2].

Diante dessa representatividade, a confiabilidade desses dispositivos é crucial, uma vez que qualquer falha pode implicar em elevados custos operacionais e paralisações inesperadas. Um aspecto crítico nesse cenário está relacionado à integridade dos mancais, componentes responsáveis por suportar o eixo rotativo da máquina. Estudos indicam que cerca de 50% das falhas em motores de indução decorrem de problemas em seus mancais [3], o que torna o tempo médio entre falhas fortemente dependente da condição desses componentes. Tradicionalmente, tais falhas são atribuídas a fatores mecânicos e térmicos, como desalinhamento, cargas excessivas, lubrificação inadequada, contaminação, vibração e falhas de fabricação ou manutenção [4].

Contudo, a crescente adoção de inversores com modulação por largura de pulso (PWM) para o controle de motores, embora otimize o desempenho e a eficiência energética, introduziu uma nova e complexa classe de desafios: os fenômenos de alta frequência. Estes, por sua vez, representam uma causa significativa de falhas prematuras em componentes vitais, em especial os mancais, comprometendo a confiabilidade e a vida útil desses equipamentos [5] [6]. Tradicionalmente, as falhas em mancais eram atribuídas a fatores mecânicos e térmicos, como desalinhamento, cargas excessivas e lubrificação inadequada.

No entanto, um fator adicional, e muitas vezes subestimado, que também pode levar a falhas prematuras dos mancais está relacionado à incidência de correntes elétricas que os atravessam durante a operação do motor [7],[8]. Essas correntes podem ser genericamente classificadas em dois grandes grupos: correntes clássicas (ou de baixa frequência) e correntes de alta frequência. As primeiras são associadas à alimentação senoidal convencional e resultam principalmente de assimetrias no circuito magnético da máquina, capazes de induzir tensões no eixo que promovem o fluxo de corrente através dos mancais [9]. Já as correntes de alta frequência, que são o foco desta dissertação, estão diretamente vinculadas ao uso crescente de conversores de frequência nos acionamentos, fenômeno intensificado a partir dos anos 1990 com a popularização dessas tecnologias [10], [11].

1.2. Estado da Arte

A crescente adoção de inversores com modulação por largura de pulso (PWM) para o acionamento de motores elétricos, embora otimize o controle de velocidade e torque, introduz um conjunto de fenômenos de alta frequência que representam um desafio significativo para a confiabilidade e a vida útil dos equipamentos. Isso ocorre porque a comutação ultrarrápida (na ordem de nanossegundos) dos semicondutores do inversor cria pulsos de tensão com elevadas taxas de variação de tensão no tempo (d_v/d_t) (taxa de variação de tensão no tempo), que agem como fontes de interferência eletromagnética (EMI) e excitam as capacitâncias parasitas intrínsecas do motor, que são inofensivas em baixa frequência. A rápida comutação também gera uma tensão de modo comum (V_{com}) de alta frequência na saída, cujas componentes de elevado d_v/d_t excitam as capacitâncias parasitas intrínsecas do motor [12], [13].

Essas capacitâncias existem entre os enrolamentos e a carcaça (C_{wf}), entre os enrolamentos e o rotor (C_{wr}), entre o rotor e a carcaça (C_{rf}), e ainda nos próprios mancais (C_b) [12]. A excitação dessas capacitâncias leva à circulação de correntes de alta frequência por diferentes caminhos. Um dos caminhos mais críticos é através dos mancais. Quando a tensão acumulada sobre a película de lubrificante dos rolamentos excede seu limite dielétrico, ocorrem descargas elétricas repentinas entre os elementos rolantes e as pistas, fenômeno conhecido como corrente de rolamento EDM (Electric Discharge Machining) [12]. Essas descargas provocam microcrateras e

erosão na superfície dos elementos, acelerando o desgaste e podendo levar a falhas prematuras do componente [7],[8]. Além das correntes EDM, existem as chamadas correntes circulantes, que fluem por laços condutivos internos à estrutura da máquina, e as correntes dos enrolamentos do estator à terra, que podem ser intensificadas quando o eixo da máquina oferece um caminho de menor impedância para o terra. A literatura atual já reconhece a problemática das correntes de alta frequência em rolamentos, frequentemente referidas como "inverter-induced bearing currents", como um campo específico de pesquisa [14], [15] e [16].

A compreensão profunda desses mecanismos físicos, que promovem a circulação de correntes pelos mancais no contexto dos acionamentos por conversores de frequência, é uma necessidade fundamental. Para tal, a modelagem de alta frequência de máquinas elétricas tem se tornado um campo de pesquisa ativo, buscando prever e mitigar esses efeitos antes mesmo da fase de prototipagem [17]. Duas abordagens principais são comumente empregadas: modelos comportamentais, baseados em medições e que caracterizam o sistema como uma "caixa preta", e modelos baseados na geometria e materiais, que buscam representar fisicamente a máquina. Os modelos baseados em geometria são particularmente valiosos na fase de projeto, onde o acesso a máquinas para ensaios pode ser limitado. Dentro dessa linha, podem ser construídos modelos de parâmetros concentrados ou modelos distribuídos.

Elementos cruciais para a precisão dos modelos de alta frequência são as características elétricas intrínsecas da máquina, que se tornam proeminentes sob excitação de alta frequência. As capacitâncias parasitas são de difícil estimativa, principalmente devido ao desconhecimento da posição exata das espiras dentro das ranhuras e da complexidade da geometria das cabeças de bobina [18] [19]. A determinação precisa dessas capacitâncias é vital, pois elas formam os caminhos de alta frequência para as correntes de modo comum.

Outro desafio significativo é a modelagem das perdas no núcleo do estator em alta frequência. Frequentemente, essas perdas são simplificadas ou ignoradas em modelos de baixa frequência [20], [21]. No entanto, a inclusão das correntes induzidas no núcleo e seus efeitos sobre a resistência e a indutância do enrolamento são importantes para a acurácia em altas frequências [21]. A compreensão desses efeitos

é essencial, já que a operação com inversores introduz componentes harmônicas que excitam o núcleo em frequências elevadas.

A literatura recente tem explorado diversas metodologias para modelar o comportamento de máquinas elétricas em alta frequência, buscando aprimorar a precisão dos modelos e a compreensão dos fenômenos. Nesse sentido, estudos como [17] realizaram análises de sensibilidade em modelos de impedância de alta frequência, investigando como parâmetros de entrada, geometria da ranhura, características do material e a conexão do enrolamento impactam o comportamento em alta frequência da máquina, ressaltando a importância de compreender essas relações para o projeto de máquinas mais robustas. De forma complementar, [22] propuseram um método para construir modelos de enrolamento de alta frequência, baseando-se em dados derivados da Análise de Elementos Finitos (FEA) e incorporando propriedades dependentes da frequência, com o objetivo de prever a distribuição de tensão e o risco de descargas parciais decorrentes de inversores com dispositivos de banda larga (WBG) que operam com elevadas taxas de d_v/d_t .

Ainda na linha de modelagem detalhada, os resultados discutidos em [6] apresentaram um modelo de linha de transmissão multicondutor para representar o comportamento de alta frequência do enrolamento do estator, que inclui acoplamentos mútuos indutivos e resistivos entre as espiras e bobinas. Este modelo possibilita a simulação no domínio do tempo e foi validado experimentalmente, oferecendo uma ferramenta para prever o estresse de tensão de pico dentro do enrolamento. Especificamente para enrolamentos tipo *hairpin*, os resultados debatidos em [23] focaram na predição da impedância de modo comum em alta frequência, propondo um modelo de enrolamento de estator baseado na teoria da linha de transmissão e identificando seus parâmetros através de FEA. Um trabalho crucial para a predição de problemas relacionados a correntes parasitas nos mancais desde a fase de projeto.

Apesar dos avanços na literatura, ainda existe uma dificuldade em selecionar uma estratégia de modelagem que seja prática de construir e que forneça resultados satisfatórios, dada a diversidade de abordagens. Muitos trabalhos realizam validações dos modelos apenas comparando curvas de impedância simuladas e medidas [24], [17]. Contudo, essas validações muitas vezes apresentam diferenças significativas e, crucialmente, não demonstram comparações diretas com as tensões e correntes que

estão diretamente associadas às ocorrências de falhas nos mancais (tensão no eixo e correntes de descarga elétrica).

Nesse contexto, esta dissertação tem por objetivo desenvolver modelos para representar os fenômenos de modo comum, capazes de estimar todas as grandezas diretamente associadas às correntes nos mancais, como a corrente de retorno para o terra (corrente de modo comum) e as tensões nos mancais. Os parâmetros desses modelos são obtidos por meio de simulações eletromagnéticas avançadas em Elementos Finitos (FEM 2D e 3D) e equações analíticas. Este trabalho compara diferentes metodologias para a extração desses parâmetros e analisando seus impactos nas grandezas de interesse. Notadamente, para a capacitância, propõe-se uma metodologia para mitigar o problema da aleatoriedade da posição das espiras. Além disso, a presente dissertação realiza uma validação experimental, apresentando não apenas medições da impedância de modo comum, mas também das correntes e tensões associadas às ocorrências de falhas nos mancais. Com os resultados obtidos, torna-se possível estimar as correntes nos mancais, possibilitando análises mais detalhadas do potencial de dano dessas correntes e o desenvolvimento eficaz de planos de mitigação.

1.3. Contribuições do Trabalho

Este trabalho aprofunda o estudo dos fenômenos de alta frequência em motores de indução trifásicos acionados por inversores PWM, com foco na geração e impacto das correntes de modo comum nos mancais. As principais contribuições desta dissertação são:

- Desenvolvimento de um Modelo de Circuito Equivalente Abrangente para Altas Frequências: Foi proposto um modelo de circuito equivalente em elementos concentrados capaz de representar o comportamento de motores de indução sob excitação de alta frequência. Este modelo integra a caracterização detalhada e frequência-dependente de parâmetros parasitas críticos, incluindo capacitâncias intrínsecas (enrolamento-carcaça, enrolamento-rotor, rotor-carcaça), impedância do enrolamento e do núcleo do estator, e indutância da cabeça de bobina. A determinação desses parâmetros foi realizada com o

auxílio de simulações por Elementos Finitos (FEM) e formulações analíticas avançadas. Uma particularidade desenvolvida neste trabalho é a incorporação de aspectos como a aleatoriedade da posição das espiras e a influência das correntes induzidas no núcleo na variação dos parâmetros com a frequência, aprimorando a precisão do modelo.

- **Análise Comparativa de Metodologias de Obtenção de Parâmetros:** O trabalho investiga e compara diferentes abordagens para a extração dos parâmetros do modelo. Essa análise detalha como cada metodologia de cálculo impacta as grandezas de interesse, fornecendo *insights* sobre a escolha de métodos mais adequados para a modelagem em alta frequência. Para o caso específico das capacitâncias, uma metodologia foi proposta para tratar o problema da aleatoriedade das espiras, que é uma dificuldade bem conhecida na literatura.
- **Modelagem e Simulação de Correntes de Alta Frequência em Mancais:** Foram desenvolvidas e aplicadas metodologias para a simulação das correntes circulantes (I_{cir}) – utilizando a técnica de Vector Fitting para análise em banda larga – e das correntes de descarga elétrica em rolamentos (EDMs). A modelagem dinâmica da resistência do mancal foi incorporada para simular as descargas, permitindo a predição desses fenômenos. Além disso, foi realizado um estudo estatístico sobre a incidência das EDMs, analisando a amplitude e a frequência de ocorrência para uma compreensão mais aprofundada.
- **Validação Experimental Multidimensional das Grandezas de Interesse e Análise Estatística de EDM:** Uma contribuição central deste trabalho é a validação experimental dos modelos de simulação, realizada através de medições com alta resolução. Essa abordagem integrada comprovou a capacidade preditiva do modelo não apenas replicando o comportamento da impedância de modo comum, mas também, de forma significativa, as tensões e correntes diretamente associadas às ocorrências de falhas nos mancais, como a formação da tensão no eixo e a ocorrência de descargas. Para tal, uma metodologia específica de aquisição de dados de alta frequência foi desenvolvida, permitindo o registro contínuo dos eventos de descarga elétrica nos mancais por longos períodos. Esta capacidade de monitoramento possibilitou a realização de análises estatísticas detalhadas das correntes de

descarga, incluindo a determinação de maiores picos e a avaliação da atividade de descarga (DA), fornecendo novos conhecimentos sobre a natureza intermitente e destrutiva desses fenômenos e consolidando a validação do modelo.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivos Gerais

O principal objetivo desta dissertação é desenvolver um modelo para a estimação das grandezas associadas ao modo comum e às correntes de rolamento em motores de indução trifásicos, e validar este modelo com medições experimentais. A proposta envolve tanto a modelagem eletromagnética detalhada quanto a medição direta dessas grandezas em bancada, visando aprofundar a compreensão dos fenômenos físicos que dão origem a tensões e correntes indesejadas nos mancais.

1.4.2. Objetivo Específicos

Para alcançar o objetivo geral desta dissertação, foram definidos e cumpridos os seguintes objetivos específicos:

- Desenvolver modelos computacionais: Criar e implementar modelos computacionais, incluindo abordagens baseadas em Elementos Finitos (FEM) e equações analíticas, para a determinação dos parâmetros elétricos que representam o motor de indução em regime de alta frequência, com especial atenção às capacitâncias parasitas e às características do enrolamento e do núcleo.
- Analisar e comparar metodologias de cálculo de parâmetros: Investigar e realizar comparações entre diferentes metodologias de cálculo para os parâmetros do modelo de alta frequência, avaliando seus impactos nas grandezas de interesse, como impedância de modo comum, tensões no eixo e correntes de mancal.

- Propor metodologia para estimativa de capacitâncias: Desenvolver uma metodologia para estimar as capacitâncias parasitas do motor que considere a aleatoriedade da posição das espiras, buscando aprimorar a precisão na modelagem.
- Modelar o comportamento dinâmico da resistência do mancal: Incorporar um modelo dinâmico para a resistência do mancal, permitindo a simulação e análise da ocorrência e amplitude das correntes de descarga elétrica (EDMs).
- Estudar estatisticamente a incidência de EDMs: Realizar um estudo estatístico detalhado sobre a amplitude e a frequência de ocorrência das correntes de descarga elétrica nos mancais, para uma compreensão mais aprofundada desse fenômeno.
- Projetar e instrumentar bancada experimental: Montar e instrumentar uma bancada experimental com um motor de indução e inversor PWM, adaptando o motor para viabilizar o acesso físico e elétrico a pontos estratégicos para medições de alta frequência, garantindo a integridade mecânica e elétrica do equipamento.
- Realizar medições de grandezas de alta frequência: Efetuar medições experimentais de alta resolução de grandezas como impedância de modo comum, tensões de modo comum e no eixo, e correntes de mancal, em diferentes condições de operação do motor.
- Validar o modelo proposto com resultados experimentais: Comparar os resultados obtidos das simulações computacionais com os dados experimentais coletados na bancada, verificando a acurácia e a capacidade preditiva do modelo desenvolvido em representar o comportamento da máquina e as características das correntes nos mancais em alta frequência.

1.5. Estrutura do texto

A presente dissertação está organizada em sete capítulos, distribuídos de modo a apresentar a fundamentação teórica, a metodologia de modelagem e simulação, a

configuração experimental, os resultados comparativos, uma análise aprofundada das descargas elétricas e as conclusões e trabalhos futuros.

- Capítulo 1 – Introdução: Apresenta o contexto geral do problema, a relevância dos motores de indução e os desafios impostos pelos acionamentos com inversores PWM. Aborda o estado da arte da pesquisa na área, as lacunas existentes e, por fim, detalha as contribuições originais e os objetivos gerais e específicos deste trabalho.
- Capítulo 2 – Fundamentos dos Fenômenos de Alta Frequência em Motores de Indução Acionados por Inversores PWM: Dedica-se à revisão dos conceitos fundamentais dos fenômenos de alta frequência em motores de indução, incluindo a formação da tensão e corrente de modo comum, o papel das capacitâncias parasitas intrínsecas, a tensão no eixo, as correntes de descarga em mancais (EDMs) e as correntes circulantes.
- Capítulo 3 – Modelagem e Simulação de Parâmetros e Grandezas de Alta Frequência do Motor: Detalha a metodologia de modelagem do motor em elementos concentrados para altas frequências, com foco na determinação dos parâmetros do circuito, como as capacitâncias intrínsecas, a impedância do enrolamento do estator, a impedância do núcleo e a indutância da cabeça de bobina, utilizando abordagens analíticas e simulações por Elementos Finitos (FEM). Apresenta também a modelagem para simulação das correntes circulantes e de descarga.
- Capítulo 4 – Configuração Experimental e Metodologias de Medição para Fenômenos de Alta Frequência: Descreve os equipamentos utilizados e as modificações realizadas no motor de indução para viabilizar as medições das grandezas de alta frequência. Detalha os esquemáticos e procedimentos para a aferição da corrente e tensão de modo comum, tensão induzida no eixo, tensão entre eixo e carcaça, e as correntes nos mancais, incluindo a metodologia para medição contínua de EDMs.
- Capítulo 5 – Análise Comparativa entre Simulações e Medições: Apresenta a validação do modelo proposto, comparando os resultados simulados com os dados experimentais para as principais grandezas: impedância de modo

comum, corrente de modo comum, tensão induzida no eixo (V_{shaft}), tensão nos mancais (V_b) e corrente de descarga (I_{edm}). Este capítulo evidencia a capacidade preditiva do modelo desenvolvido.

- Capítulo 6 – Detecção e Análise Contínua de Descargas Elétricas em Mancais: Foca na metodologia e nos resultados da detecção e análise contínua das correntes de descarga elétrica nos mancais, fornecendo uma análise estatística do fenômeno, incluindo histogramas de picos e a atividade de descarga (DA), essenciais para a compreensão da degradação dos rolamentos.
- Capítulo 7 – Conclusão e Propostas para Trabalhos Futuros: Resume as principais contribuições e resultados alcançados nesta pesquisa, reforçando a importância do estudo dos fenômenos de alta frequência. Além disso, propõe direções para futuras investigações, visando aprofundar o conhecimento e desenvolver soluções inovadoras para a confiabilidade de máquinas elétricas."

2. FUNDAMENTOS DOS FENOMENOS DE ALTA FREQUÊNCIA EM MOTORES DE INDUÇÃO ACIONADOS POR INVERSORES PWM

Este capítulo apresenta uma revisão aprofundada dos fenômenos de alta frequência observados em máquinas de indução alimentadas por conversores de frequência, com ênfase nas interações eletromagnéticas que originam correntes indesejadas no interior da máquina. Inicia-se com a descrição da tensão de modo comum (TMC), sua origem e implicações nos circuitos internos, abordando os principais caminhos capacitivos responsáveis pela condução de correntes de alta frequência. Em seguida, são discutidos os efeitos da corrente de modo comum (I_{com}) e os mecanismos de indução da tensão nos mancais (V_b), culminando na análise das descargas elétricas (EDMs) nos mancais, fenômeno crítico para a confiabilidade mecânica e elétrica do sistema. Essa base teórica estabelece os fundamentos necessários para a compreensão dos impactos físicos causados pela modulação PWM e pelas características construtivas da máquina, aspectos essenciais para as investigações experimentais e modelagens desenvolvidas ao longo desta dissertação.

2.1. Tensão de Modo Comum

A tensão de modo comum (TMC), frequentemente representada por V_{cm} , é uma grandeza inevitável na operação de conversores de frequência, sendo um dos principais fatores associados à geração de correntes de alta frequência nos mancais de máquinas de indução. Sua origem está diretamente relacionada à comutação dos dispositivos semicondutores no estágio inversor do conversor, que impõem rápidas variações de tensão sobre os terminais do motor. A TMC manifesta-se como a diferença de potencial entre o ponto neutro do enrolamento trifásico do estator e a referência de terra do sistema, propagando-se pelos acoplamentos capacitivos parasitas distribuídos no interior da máquina.

Para contextualizar sua origem, a Figura 2.1 apresenta o diagrama simplificado de um sistema de acionamento típico composto por um conversor de frequência alimentando um motor de indução trifásico. O conversor é formado por uma ponte

retificadora trifásica, um barramento de corrente contínua e uma ponte inversora operando sob modulação por largura de pulso (PWM).

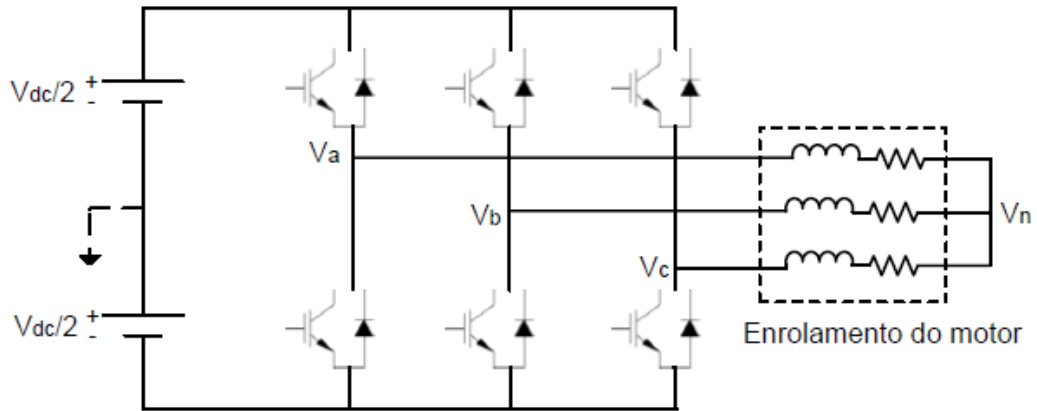


Figura 2.1: Esquema de conversor acionando motor. Fonte: [25].

A TMC não contribui para o processo de conversão eletromecânica de energia, mas impõe elevados gradientes de tensão (d_v/d_t) sobre os enrolamentos da máquina, alcançando taxas da ordem de vários kV/ μ s, com tempos de subida inferiores a 100 ns [10] [26]. Tal característica excita os acoplamentos capacitivos internos do motor, como os entre estator e carcaça, estator e rotor, rotor e eixo, e eixo e mancais, promovendo a circulação de correntes de alta frequência — fenômeno que será detalhado em seções posteriores.

A Figura 2.2 apresenta a forma de onda típica de V_{cm} , evidenciando sua natureza pulsada em alta frequência e dependente dos estados de chaveamento dos IGBTs. Para compreender melhor essa formação, considera-se que, para cada estado de comutação dos IGBTs no inversor trifásico (totalizando 8 combinações possíveis), a tensão de modo comum pode assumir valores que variam entre $\pm V_{dc}/2$ e $\pm V_{dc}/6$, conforme descrito por:

$$V_a = V_{an} + V_n \quad 2.1$$

$$V_b = V_{bn} + V_n \quad 2.2$$

$$V_c = V_{cn} + V_n \quad 2.3$$

Onde:

- V_{an}, V_{bn}, V_{cn} são as tensões fase-neutro;

- V_n é a tensão entre o ponto neutro do motor e o ponto de terra do sistema;
- V_a, V_b, V_c são as tensões entre as fases e a terra.

Considerando um sistema balanceado, V_n pode ser reescrito como:

$$V_n = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad 2.4$$

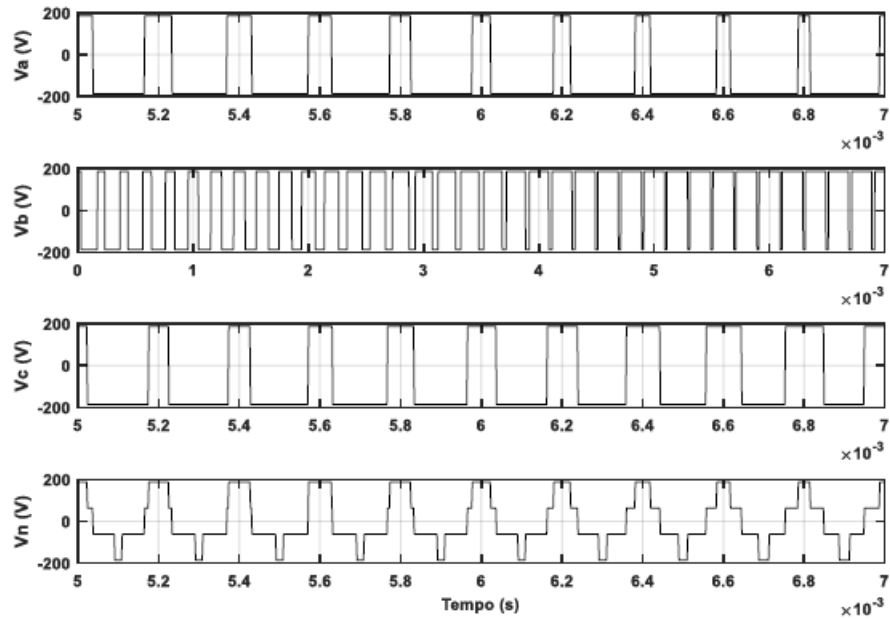


Figura 2.2: Formas de onda das tensões de fase em relação ao potencial de terra (V_a, V_b e V_c) geradas pelo inversor PWM, e da tensão resultante entre o ponto neutro do motor e o terra (V_n).

Fonte: [25].

2.2. Capacitâncias Intrínsecas

A interação entre a tensão de modo comum e a estrutura física do motor de indução resulta na excitação de diversas capacitâncias parasitas distribuídas internamente à máquina. Essas capacitâncias formam trajetos alternativos para as correntes de alta frequência, permitindo seu escoamento em direção ao sistema de aterramento por caminhos não convencionais, o que pode acarretar consequências indesejadas, como ruído eletromagnético, interferência em sensores e até falhas prematuras em componentes mecânicos.

Nos motores de indução com rotor em gaiola, três principais acoplamentos capacitivos são responsáveis por essa condução alternativa de corrente: Capacitância entre o enrolamento do estator e o núcleo/carcaça da máquina (C_{wf});

Capacitância entre o enrolamento do estator e o rotor (C_{wr}) e Capacitância entre o rotor e a carcaça (C_{rf}).

A capacitância C_{rf} , em particular, pode se estabelecer por dois caminhos distintos. O primeiro ocorre via entreferro do motor, formando a capacitância C'_{rf} , enquanto o segundo decorre da presença de mancais, cujo filme de lubrificação age como dielétrico, configurando o acoplamento capacitivo representado por C_b . Este último elemento é especialmente relevante quando se estudam os mecanismos de descarga elétrica nos mancais (EDMs).

Por sua vez, a capacitância C_{wr} pode ser subdividida em duas componentes principais: C_{wr_sl} , localizada na região das ranhuras do estator, onde os condutores estão parcialmente embutidos no núcleo magnético; C_{wr_end} , associada às cabeças das bobinas do estator e sua proximidade com os anéis de curto-circuito do rotor, predominando nas regiões fora do núcleo ativo.

Esses elementos capacitivos não estão concentrados em pontos específicos, mas sim distribuídos ao longo da estrutura da máquina, de forma dependente da geometria, do arranjo do enrolamento e dos materiais utilizados na sua construção. Como consequência, a impedância apresentada aos sinais de alta frequência pode variar com a frequência, o que influencia a intensidade e o trajeto da corrente de modo comum.

A Figura 2.3 ilustra, por meio de um corte esquemático da máquina, a distribuição dessas capacitâncias parasitas e seus respectivos caminhos, oferecendo uma visão integrada dos principais acoplamentos que contribuem para o escoamento de correntes de alta frequência no motor.

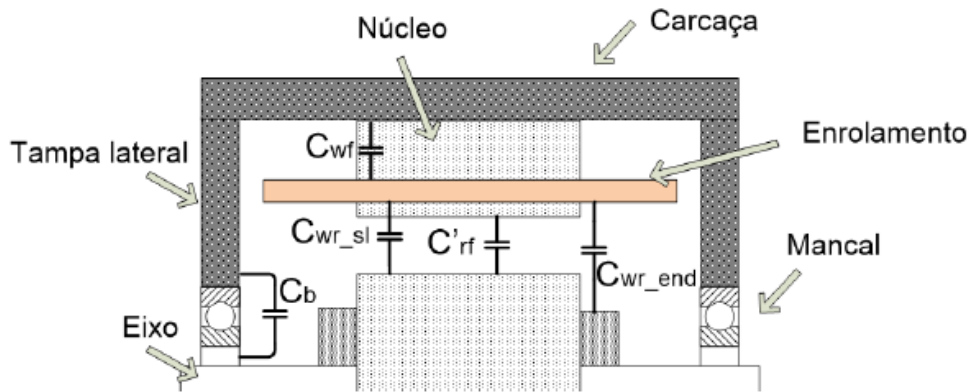


Figura 2.3: Distribuição dos acoplamentos capacitivos dentro do motor. Fonte: [25].

2.3. Corrente de Modo Comum

A corrente de modo comum (I_{com}) surge como consequência direta da presença da tensão de modo comum (V_{com}) nos terminais do motor. Como descrito anteriormente, essa tensão é aplicada da fase do estator e a referência de terra do sistema, excita os acoplamentos capacitivos existentes entre os elementos do motor e o solo, e força a circulação de correntes de alta frequência fora do caminho de corrente de carga [27].

Dentre todos os acoplamentos capacitivos parasitas formados no interior do motor de indução, pode-se afirmar que a capacitância entre o enrolamento do estator e o núcleo/carcaça (C_{wf}) é a mais significativa [28]. Quando a carcaça está bem aterrada, ou seja, com baixa impedância de aterramento (Z_{fg}), a maior parte da corrente que retorna ao terra a partir do interior do motor (I_{com}) circula pelo caminho formado pelo enrolamento, núcleo do estator e carcaça.

A amplitude dessa corrente está diretamente ligada ao valor de C_{wf} , que por sua vez depende das dimensões físicas da máquina. Assim, motores maiores tendem a gerar correntes de modo comum de maior intensidade, podendo variar de alguns poucos amperes até dezenas de amperes [29]. Essas correntes oscilam em frequências elevadas, geralmente entre algumas centenas de kHz até alguns MHz [28], o que potencializa seus efeitos adversos, como a indução de correntes em mancais, interferência eletromagnética (EMI) e falhas prematuras em componentes eletrônicos.

A Figura 2.4 ilustra o caminho predominante da corrente de modo comum em um sistema típico de acionamento com motor de indução, evidenciando os principais acoplamentos capacitivos envolvidos e o retorno da corrente via sistema de aterramento.

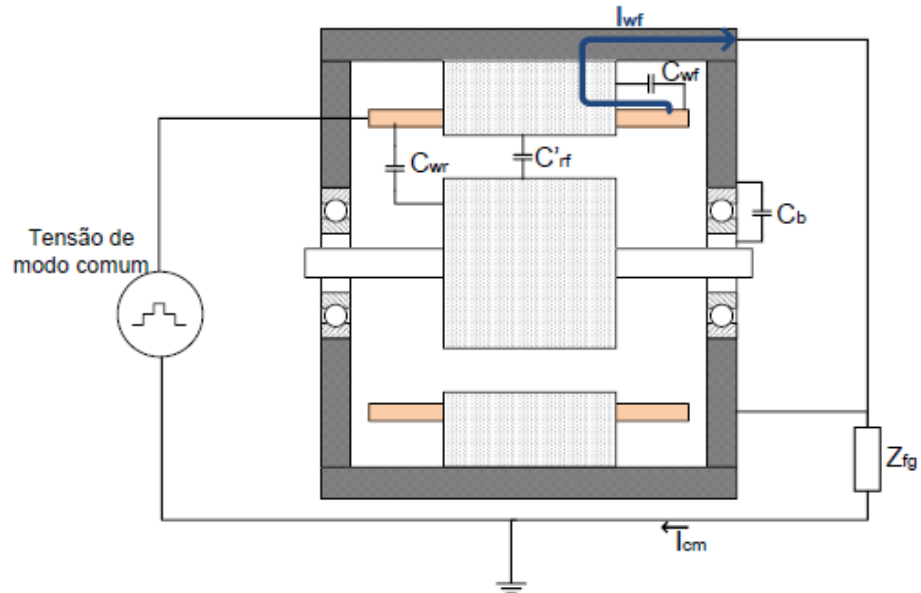


Figura 2.4: Diagrama do motor ressaltando o caminho da corrente de modo comum (I_{cm}).
Fonte:[25].

2.4. Tensão entre rotor/eixo e carcaça e Bearing Voltage Ratio

A propagação da tensão de modo comum pelas capacitâncias internas do motor leva uma diferença de potencial entre o rotor/eixo e a carcaça da máquina, formando o que se denomina tensão nos mancais (V_b) [12] [11]. Essa tensão é observada entre as pistas interna e externa dos mancais e resulta da ação de um divisor de tensão capacitivo formado pelas capacitâncias parasitas presentes na estrutura do motor.

Como as partes internas e externas dos mancais estão eletricamente conectadas ao eixo e à carcaça, respectivamente, essa tensão aparece diretamente entre os elementos metálicos dos mancais. Durante a operação normal, a camada de lubrificante entre as pistas atua como dielétrico, conferindo ao mancal um comportamento capacitivo. Dessa forma, a tensão de modo comum gerada pelo

inversor é parcialmente refletida entre o rotor e a carcaça, sendo essa replicação dependente da configuração das capacitâncias C_{wr} , C_{rf} e C_b [5] e [30].

A magnitude da tensão V_b é frequentemente caracterizada pela razão entre ela e a tensão de modo comum, conceito conhecido como Bearing Voltage Ratio (BVR) [31]. A expressão dessa relação é dada pela Equação 2.5. Em que, V_b representa a tensão nos mancais e V_{com} é a tensão de modo comum presente nos terminais do motor. Essa razão permite quantificar a eficiência com que a TMC é refletida nos mancais e o diagrama da sua formação está demonstrado na Figura 2.5.

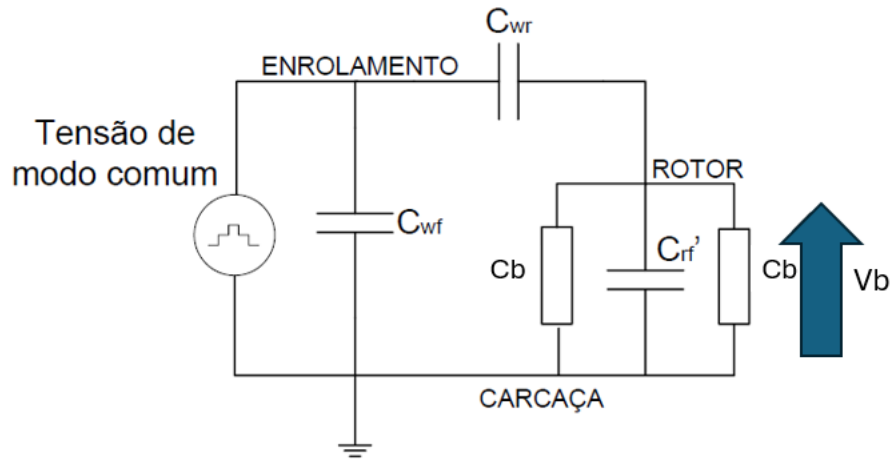


Figura 2.5: Divisor capacitivo para formação da tensão V_b .

$$BVR = \frac{V_b}{V_{cm}} = \frac{C_{wr}}{C_{wr} + C_{rf} + 2 C_b} \quad 2.5$$

Em motores industriais convencionais, o BVR geralmente apresenta valores inferiores a 10%, pois as capacitâncias C_{wr} e C_b tendem a ser muito menores que C_{rf} , o que atenua o acoplamento direto da TMC até os mancais [32]. No entanto, mesmo com um BVR reduzido, as tensões nos mancais podem alcançar dezenas de volts, visto que a V_{cm} é determinada pela tensão do barramento CC do conversor.

2.5. Corrente de Descarga

As correntes de descarga elétrica nos mancais, conhecidas como EDMs (*Electrical Discharge Machining currents*), surgem quando a película de óleo lubrificante entre o rotor e a carcaça (C_b), deixa de se comportar como um dielétrico e passa a atuar como um condutor. Isso ocorre devido ao acúmulo de carga elétrica, que, ao ultrapassar o campo elétrico dielétrico suportável pelo lubrificante, provoca uma ruptura dielétrica. Nessa condição, o circuito anteriormente capacitivo se torna resistivo, permitindo a descarga repentina da carga acumulada. Esse fenômeno está ilustrado na Figura 2.6, a qual mostra a transição do comportamento do mancal, inicialmente modelado como um capacitor, para um curto resistivo no momento da descarga, por onde flui a corrente I_{edm} [12], [33].

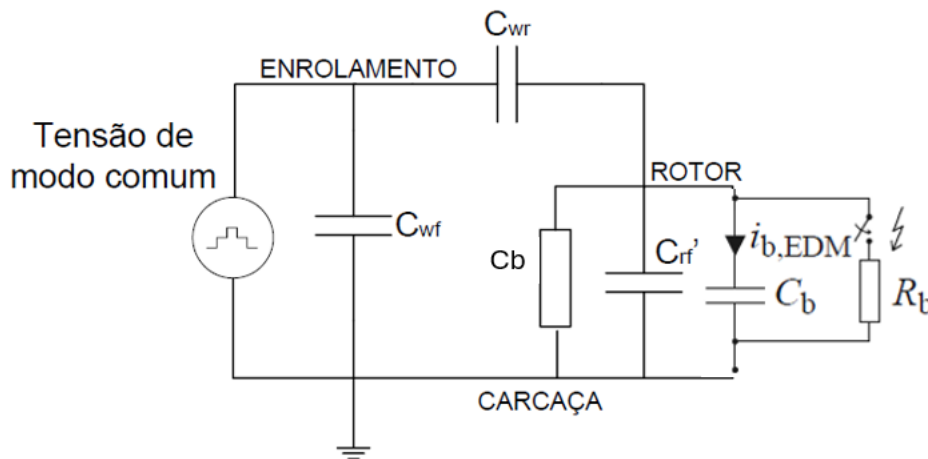


Figura 2.6: Diagrama do circuito interno da máquina para o acontecimento de EDM.

Esse tipo de evento ocorre de maneira estatística durante a operação da máquina, estando fortemente relacionado a irregularidades na superfície de contato dos mancais ou à presença de partículas metálicas no óleo lubrificante, que facilitam pontos de contato quase metálicos entre as esferas e as pistas [12], [30], [33]. Quando esse contato acontece, o eixo encontra um caminho resistivo para a carcaça aterrada, viabilizando a descarga da carga elétrica armazenada.

Embora os mecanismos físicos da ruptura do lubrificante ainda não sejam totalmente compreendidos, sabe-se que fatores operacionais como a velocidade de rotação, a temperatura do motor, a pressão mecânica sobre os mancais e a composição do óleo lubrificante (incluindo a pureza e o uso de aditivos) influenciam

significativamente a resistência dielétrica da película de óleo [12], [34], [35]. Essas variáveis tornam o fenômeno probabilístico: a ocorrência da descarga depende do instante em que a tensão V_b ultrapassa o limiar de ruptura, o qual, por sua vez, não é constante. Isso explica por que as EDMs não coincidem com as comutações da tensão de modo comum e por que sua ocorrência é intermitente e difícil de prever [34],[35].

As EDMs podem alcançar correntes de centenas de miliampères a alguns ampères, com frequências que ultrapassam diversos MHz [12]. Essa intensidade elevada, combinada com a frequência de ocorrência, torna esse tipo de corrente particularmente destrutivo para os mancais. Como relatado em [36], os danos provocados por EDMs incluem microfissuras, erosão e fusão de material nas pistas dos rolamentos. Máquinas de menor porte (faixa de poucos kW), por possuírem mancais com áreas de contato reduzidas, são especialmente vulneráveis, pois a densidade de corrente é maior [29]. Já em máquinas de grande porte (acima de 100 kW), as correntes circulantes tendem a ser mais relevantes. Estudos indicam que as EDMs ocorrem com maior intensidade em faixas intermediárias de velocidade (entre 400 rpm e 2000 rpm), uma vez que velocidades muito baixas não permitem o acúmulo de tensão suficiente para romper a película dielétrica, e velocidades muito altas podem favorecer a manutenção de um filme lubrificante mais homogêneo [33], [29], [35].

2.6. Tensão Induzida no eixo

A corrente de alta frequência (I_{wf}) percorre caminhos assimétricos pelo estator, geralmente em padrões irregulares semelhantes a um “zigue-zague”. Esse comportamento gera um fluxo magnético de alta frequência que enlaça o eixo da máquina, o que resulta, por ação de indução eletromagnética, em uma tensão induzida entre as extremidades do eixo, denominada tensão de eixo, ou V_{shaft} [25].

A Figura 2.7 **Error! Reference source not found.** destaca a região da máquina em que o fluxo magnético gerado pela corrente de alta frequência I_{wf} se fecha ao redor do eixo, promovendo a indução da tensão longitudinal conhecida como V_{shaft} . É importante observar que a corrente I_{wf} é uma das principais componentes da corrente de modo comum (I_{com}), sendo, em algumas abordagens da literatura, tratada como equivalente a ela.

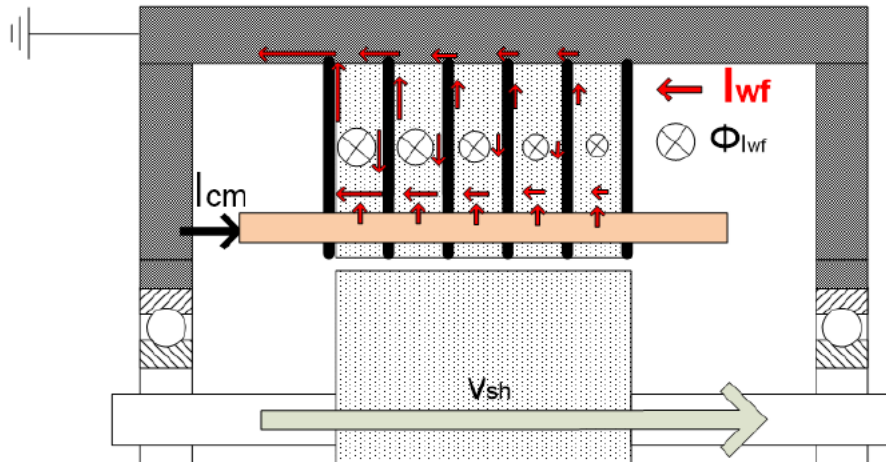


Figura 2.7: Formação da tensão induzida (V_{shaft}) através do fluxo de alta frequência I_{wf} .
Fonte: [25].

2.7. Corrente Circulante

A corrente circulante (I_{cir}) é um fenômeno que ocorre quando a tensão induzida ao longo do eixo da máquina (V_{shaft}) atinge níveis suficientes para romper a película lubrificante dos mancais. Nesse caso, estabelece-se um caminho condutivo que permite a circulação de corrente elétrica através de um circuito formado por núcleo do estator, carcaça, tampas laterais, mancais, eixo e rotor. A Figura 2.8 ilustra esse trajeto completo percorrido pela I_{cir} dentro da máquina.

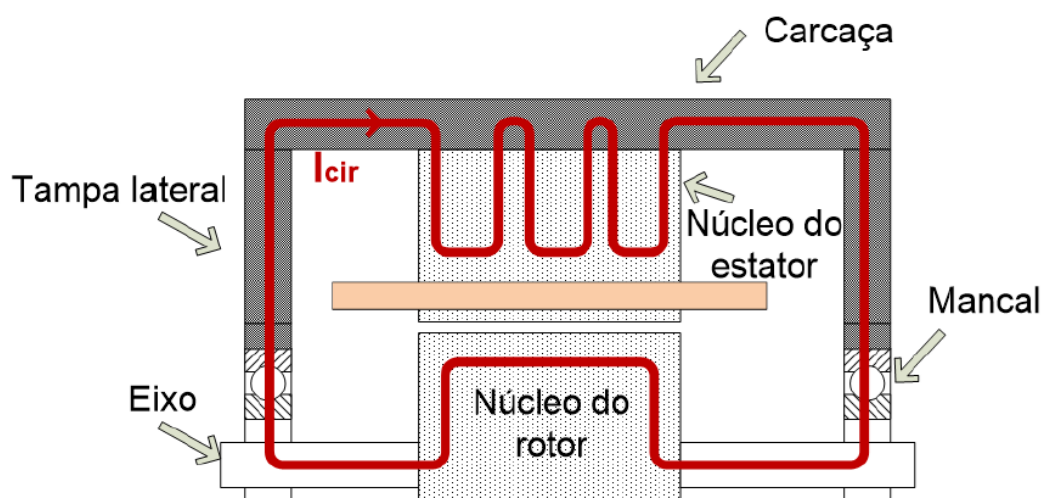


Figura 2.8: Caminho corrente circulante dentro do motor. Fonte: [25].

Essa corrente fecha um laço magnético, atravessando os dois mancais em sentidos opostos. A presença de I_{cir} representa um risco significativo aos mancais, podendo causar erosão eletroquímica, desgaste prematuro e falhas, especialmente em mancais de esferas [37].

No estator, a corrente circulante percorre as superfícies das chapas em um caminho em zigue-zague, similar ao da corrente de alta frequência I_{wf} , porém sem contribuição dos enrolamentos [38]. No rotor, por sua vez, a I_{cir} se concentra na região mais externa do pacote magnético, próxima ao entreferro, onde há continuidade elétrica entre as chapas, resultante de processos de montagem da gaiola [12], [38].

A intensidade de I_{cir} depende da tensão V_{shaft} e das características elétricas do caminho de retorno. Seus picos podem variar de centenas de miliampères até dezenas de ampères [12],[37], com frequências entre centenas de kHz e alguns MHz [39]. Como apontado em [12], o aumento do porte da máquina intensifica o fluxo de alta frequência e, conseqüentemente, eleva a tensão V_{shaft} , tornando a ocorrência de I_{cir} mais provável em motores acima de 100 kW [12], [29].

2.8. Conclusões do Capítulo

A análise dos fenômenos de alta frequência em máquinas de indução alimentadas por conversores revelou a complexidade dos efeitos gerados pela tensão de modo comum e pelas capacitâncias parasitas intrínsecas à estrutura da máquina. A compreensão detalhada da formação da corrente de modo comum, da tensão nos mancais e das condições que levam às descargas elétricas (EDMs) é fundamental para o desenvolvimento de estratégias eficazes de mitigação, além de contribuir para o aprimoramento do desempenho e da durabilidade dos sistemas acionados eletricamente. As discussões apresentadas neste capítulo forneceram os subsídios técnicos iniciais para a estruturação das metodologias de medição, simulação e detecção que compõem os capítulos seguintes, constituindo assim o alicerce conceitual da presente dissertação.

3. MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE PARÂMETROS E GRANDEZAS DE ALTA FREQUÊNCIA DO MOTOR

Este capítulo aborda a modelagem teórica e simulação numérica de grandezas elétricas e parâmetros parasitas em motores de indução operando em alta frequência. O objetivo é desenvolver um modelo de circuito equivalente, capaz de prever o comportamento da máquina sob excitação por inversores PWM e auxiliar na compreensão e mitigação de fenômenos como correntes de modo comum e correntes de rolamento.

Inicialmente, discute-se a Topologia de Modelagem do Motor em Altas Frequências, apresentando a estrutura do circuito equivalente escolhida, que foca nos caminhos da corrente de modo comum e interações eletromagnéticas de alta frequência. São detalhados os componentes do modelo (elementos resistivos, indutivos e capacitivos) e a justificativa para o uso de ramos equivalentes RL para capturar a dependência frequencial.

Em seguida, o capítulo detalha o Cálculo e Simulação de Parâmetros do Circuito. Isso inclui a quantificação de Capacitâncias Intrínsecas (enrolamento-carcaça, enrolamento-rotor e rotor-carcaça) utilizando métodos analíticos e simulações por Elementos Finitos (FEM). A Impedância do Enrolamento do Estator é analisada, modelando resistência e indutância em função da frequência via FEM, considerando perdas no núcleo e efeito pelicular. A Impedância do Núcleo do Estator também é abordada, explicando como perdas nas laminações e o efeito pelicular impactam a impedância total do núcleo, fundamental para o retorno da corrente de modo comum. Por fim, a Indutância da Cabeça de Bobina (L_{ov}) é determinada por expressões analíticas que consideram sua dependência com a frequência e o efeito pelicular.

Finalmente, o capítulo descreve as Simulações das Correntes de Alta Frequência. As metodologias para o cálculo da corrente circulante (I_{cir}) são apresentadas, utilizando o Vector Fitting para análise em banda larga. As correntes de descarga são simuladas com a inclusão de elementos parasitas do laço de medição e uma modelagem dinâmica da resistência do mancal para simular as descargas.

Ao final, o leitor terá uma compreensão aprofundada da construção do modelo de circuito equivalente do motor de indução em altas frequências, estabelecendo a base teórica e computacional para análises subsequentes.

3.1. Topologia de Modelagem do Motor em Alta Frequências

A modelagem do motor em altas frequências adotadas neste trabalho fundamenta-se em uma topologia que representa os caminhos de circulação da corrente de modo comum vistos a partir dos terminais da máquina (fase, neutro e terra). Essa abordagem é amplamente descrita na literatura técnica por sua capacidade de representar com precisão os fenômenos eletromagnéticos de alta frequência, especialmente aqueles relacionados à formação da corrente de modo comum e suas interações com os componentes internos do motor [40],[41].

A escolha desse modelo baseou-se na sua boa concordância com resultados experimentais previamente publicados, evidenciando-se como uma representação eficaz do comportamento da máquina sob excitação por inversores PWM. Sua estrutura é baseada no circuito proposto por [40], reproduzido na Figura 3.1, selecionada após uma análise criteriosa das diferentes abordagens de modelagem presentes na literatura para sistemas de alta frequência. A escolha desta abordagem de circuito equivalente em elementos concentrados se justificou por sua capacidade de representar as características físicas da máquina de forma relativamente simplificada, mesmo não considerando os acoplamentos mútuos entre as fases, ao mesmo tempo em que captura adequadamente os efeitos capacitivos, resistivos e indutivos de alta frequência observados nos enrolamentos, no núcleo magnético e nas estruturas de isolamento do motor. Esta característica facilita tanto a interpretação e o cálculo dos parâmetros a partir de dados de geometria e materiais, quanto a simulação direta no domínio do tempo, o que é crucial para a análise de eventos transitórios como as descargas elétricas nos mancais, em contraste com a maior complexidade ou menor interpretabilidade física de modelos puramente comportamentais ou distribuídos mais detalhados.

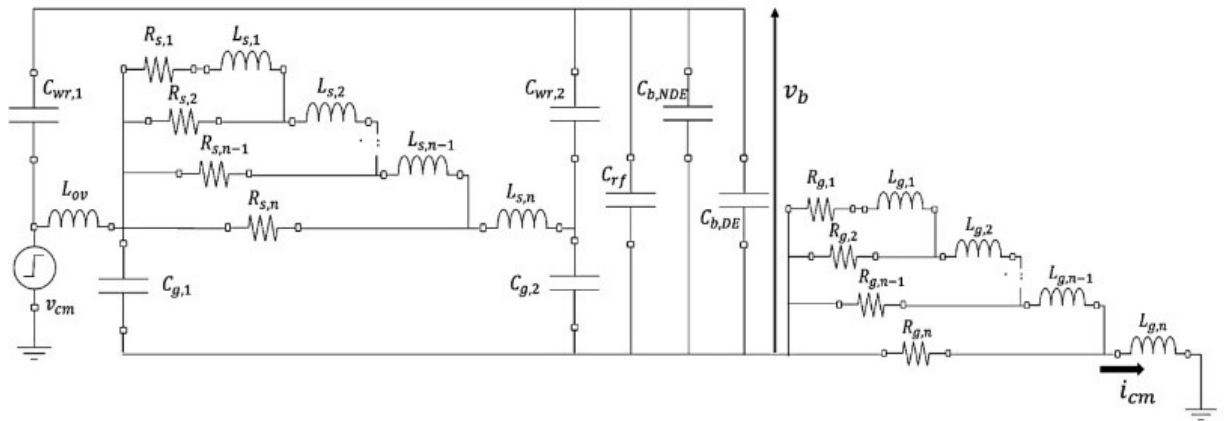


Figura 3.1: Circuito de modelagem do motor.

A construção do modelo é realizada a partir da caracterização de elementos concentrados obtidos por meio de simulações numéricas em elementos finitos complementadas por expressões analíticas. Os principais elementos do circuito modelam regiões específicas da máquina por fase, conforme descrito a seguir:

- $C_{g,1}$ e $C_{g,2}$: representam o acoplamento capacitivo entre os enrolamentos do estator e a carcaça (terra), considerando as vias de acoplamento parasitá.
- $C_{wr,1}$ e $C_{wr,2}$: representam o acoplamento capacitivo entre os enrolamentos e o rotor, nos caminhos possíveis de sua formação.
- $C_{b,NDE}$ e $C_{b,DE}$: modelam a capacitância de acoplamento entre o rotor e a carcaça através dos mancais para o lado acionado (DE) e não acionado (NDE) do eixo.
- R_s e L_s : representam, respectivamente, a resistência e a indutância próprias das bobinas do estator.
- L_{ov} : representa a indutância associada à região da cabeça de bobina.
- R_g e L_g : modelam a impedância equivalente das laminações do núcleo magnético do estator no caminho de retorno da corrente de modo comum.

Para tornar o modelo representativo ao longo de uma faixa ampla do espectro de frequência, os elementos resistivos e indutivos (RL) do enrolamento e do núcleo são substituídos por N ramos equivalentes, como ilustrado na Figura 3.1. Cada ramo contribui com uma parcela da resposta em frequência, permitindo capturar a variação da resistência e da indutância elétrica com a frequência. Essa técnica de modelagem

segmentada é descrita em [42], sendo particularmente adequada para simulações no domínio do tempo.

Considerando o tempo de chaveamento dos pulsos PWM utilizados neste estudo (100 ns), os ramos equivalentes foram ajustados para cobrir a faixa de 50 kHz a 5 MHz, intervalo em que os efeitos de capacitância e variação da resistência e indutância exercem influência significativa sobre o comportamento eletromagnético da máquina.

A modelagem adotada estabelece, portanto, uma base sólida para o desenvolvimento das simulações transitórias realizadas no domínio do tempo, além de servir como referência para o cálculo da corrente de modo comum. A seguir, são detalhadas as metodologias empregadas para a obtenção dos parâmetros de circuito que compõem o modelo.

3.2. Cálculo e Simulação de Parâmetros do Circuito

3.2.1. Capacitâncias Intrínsecas

A acurada quantificação das capacitâncias em máquinas elétricas é de suma importância para a obtenção de modelos preditivos precisos, especialmente na análise de fenômenos em altas frequências, como as correntes de modo comum e as correntes de rolamento. A presença dessas capacitâncias, intrínsecas à geometria e aos materiais constituintes da máquina, cria caminhos de acoplamento entre os diversos componentes, como enrolamentos, ranhuras, carcaça, núcleo magnético e rotor. A representação fiel desses acoplamentos no modelo elétrico da máquina é crucial para que as simulações reflitam de maneira precisa o comportamento real das grandezas relacionadas, evitando distorções e garantindo a validade dos resultados obtidos. A dificuldade inerente à determinação precisa dessas capacitâncias reside, em grande parte, na complexidade geométrica das regiões de acoplamento e, particularmente, no não conhecimento exato da posição das espiras dentro das ranhuras [18], [19].

Neste trabalho, para abordar essas dificuldades e assegurar a fidelidade na determinação das capacitâncias, foram comparadas diferentes abordagens de cálculo, incluindo estratégias analíticas e simulações numéricas, além de propor uma

nova estratégia para incorporar a aleatoriedade das espiras. O objetivo principal foi avaliar o impacto de cada metodologia nos resultados das grandezas de interesse em alta frequência. Além disso, no Apêndice B tem-se medições das capacitâncias feitas no motor posteriormente do desenvolvimento das metodologias trabalhadas nesta etapa do trabalho.

3.2.1.1. Cálculo Utilizando Abordagens Analíticas da Literatura

Inicialmente, foram empregadas abordagens analíticas consolidadas na literatura técnica [12], [32] para a estimativa das capacitâncias. Essas equações, frequentemente consideram a geometria da ranhura, a distribuição dos condutores, as propriedades dielétricas dos materiais isolantes e as distâncias de acoplamento entre os componentes. A Tabela 3.1 apresenta os parâmetros geométricos e físicos empregados nesses cálculos. O uso do cálculo analítico neste trabalho teve como propósito principal servir como uma base de comparação para outras metodologias de cálculo, permitindo avaliar as diferenças nos resultados quando se utilizam equações simplificadas e amplamente difundidas na literatura em contraste com abordagens mais detalhadas. Isso foi crucial para entender as limitações e a sensibilidade do modelo a essas simplificações.

Tabela 3.1: Parâmetros para o cálculo analíticos das capacitâncias.

Fc	Fator de forma
Qs	Número de ranhuras do estator
Uslot	Perímetro da ranhura
Lfe	Cumprimento da ranhura
dslot	Espessura do isolante da ranhura
bo	Largura da abertura da ranhura
δ	Comprimento do entreferro
ho	Altura da abertura da ranhura
hi	Espessura do isolante
dre	Diâmetro do rotor
Kc	Coeficiente de Carter
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
ϵ_0	Permissividade elétrica do vácuo

3.2.1.2. Simulações Eletrostáticas Utilizando o Método dos Elementos Finitos (FEM).

Paralelamente às abordagens analíticas, foram realizadas simulações eletrostáticas detalhadas utilizando o Método dos Elementos Finitos (FEM), com o objetivo de refinar os resultados e incorporar os efeitos geométricos de forma mais precisa. A simulação em FEM permite uma representação fiel da geometria complexa do motor e das propriedades dos materiais. Para avaliar a sensibilidade das capacitâncias à distribuição dos condutores e abordar a incerteza da posição real das espiras, três diferentes configurações geométricas foram simuladas:

1. Modelo Equivalente de Condutor Único: Nesta configuração, toda a seção condutora da ranhura é tratada como um único condutor equivalente, com

distribuição contínua. Essa simplificação oferece estimativas iniciais e é computacionalmente leve, embora possa não capturar a totalidade dos efeitos locais de campo elétrico.

2. **Modelo Fixo e Centralizado dos Condutores:** Este arranjo representa os condutores da ranhura como fios discretos, posicionados de forma simétrica e centralizada. Tal configuração permite observar a influência da concentração dos condutores no campo elétrico e nas linhas de fluxo capacitivo em um cenário idealizado.
3. **Modelo com Arranjos Aleatórios de Condutores (Proposta para a Aleatoriedade das Espiras):** Em contraste com as abordagens anteriores, esta metodologia considera múltiplas simulações com diferentes distribuições aleatórias dos condutores dentro da ranhura. Essa estratégia visa capturar a variabilidade construtiva real dos motores, onde a posição exata de cada espira não é perfeitamente controlada. Ao realizar uma análise estatística dos resultados dessas simulações aleatórias, foi possível obter uma estimativa mais robusta e realista das capacitâncias intrínsecas, abordando a dificuldade de se determinar essas grandezas devido à imprevisibilidade da posição das espiras e fornecendo uma visão estatística mais representativa do comportamento capacitivo do enrolamento.

O uso combinado e a comparação dessas diferentes técnicas – as analíticas, o FEM com configurações idealizadas e o FEM com a proposta de arranjos aleatórios – permitiram não apenas validar os resultados mutuamente, mas também explorar as limitações de cada abordagem. Essa análise comparativa e a incorporação de uma metodologia para a aleatoriedade das espiras contribuem significativamente para a confiabilidade e acurácia do modelo de alta frequência da máquina proposto neste trabalho.

3.2.1.3. Capacitância entre o enrolamento e a carcaça:

O acoplamento capacitivo entre o enrolamento e a carcaça é modelado por um capacitor de placas paralelas, onde os eletrodos são formados pelos condutores de

um lado e pelo núcleo do estator do outro, separados pela isolamento da ranhura. A Equação (3.1) define a capacitância C_{wf} .

$$C_{wf} = \frac{Fc * \epsilon_r * \epsilon_o * Q_s * U_{slot} * L_{fe}}{d_{slot}} \quad 3.1$$

O fator de forma (F_c) é introduzido para corrigir irregularidades geométricas das bobinas, sendo determinado a partir da espessura do isolamento e do diâmetro do fio. Esse fator atua como uma constante de ajuste para considerar a ocupação do espaço interno da ranhura.

3.2.1.4. Capacitância entre o enrolamento e o rotor

A capacitância entre o enrolamento e o rotor também é aproximada por um capacitor de placas paralelas, contudo, seu cálculo considera dois capacitores em série, uma vez que a isolamento entre os condutores do estator e o rotor é composta por dois materiais distintos: o ar e a cunha isolante que fecha a ranhura. Dessa forma, C_{wr} é determinada pelas Equações (3.2) a (3.4):

$$C_{wr0} = \frac{Q_s * \epsilon_o * b_o * L_{fe}}{\delta + h_o} \quad 3.2$$

$$C_{wr1} = \frac{Q_s * \epsilon_r * \epsilon_o * b_o * L_{fe}}{h(w + i)} \quad 3.3$$

$$C_{wr} = \frac{1}{\frac{1}{C_{wr0}} + \frac{1}{C_{wr1}}} \quad 3.4$$

3.2.1.5. Capacitância entre o rotor e a carcaça.

A capacitância entre o rotor e a carcaça é modelada como um capacitor cilíndrico, onde o entreferro atua como meio isolante. O cálculo dessa capacitância incorpora o coeficiente de Carter, que ajusta a densidade de fluxo magnético no entreferro devido às aberturas das ranhuras [43]. A Equação (3.5) define C_{rf} :

$$C_{rf} = \frac{\epsilon_o * L_{fe} * \pi * d_{re}}{\delta * K_c} \quad 3.5$$

3.2.1.6. Simulação Capacitâncias

No contexto das simulações numéricas, um modelo bidimensional (2D) foi desenvolvido para representar a geometria de uma ranhura do estator, conforme ilustrado na Figura 3.2. Este modelo é idêntico ao apresentado em [44] em termos de formato da ranhura, quantidade de condutores e dimensões da carcaça e outras características, uma vez que ambos os trabalhos utilizam o mesmo tipo de motor. A referência [44] fornece o gabarito e a metodologia passo a passo para o projeto de ranhuras de motores análogos, o que garantiu a precisão do nosso modelo. No entanto, é importante ressaltar que a única diferença reside na disposição dos condutores na região da cabeça de bobina. Para esta dissertação, adotou-se um modelo de desenho diferente para essa região, o qual será detalhado a seguir neste trabalho.

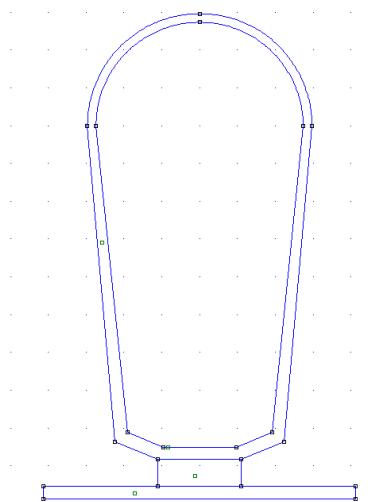


Figura 3.2: Desenho da ranhura do motor simulado.

Para a criação do modelo, seguiu-se um procedimento meticuloso para garantir a representação mais fiel possível da geometria real, crucial para alcançar os resultados de campo elétrico e magnético. O gabarito da referência [44] foi utilizado

para construir a ranhura através de coordenadas polares, calculadas com base nas dimensões do motor e o processo envolveu etapas detalhadas na referência [44].

Essa abordagem não apenas permitiu a replicação da ranhura, mas também serviu como uma forma de validação cruzada do modelo com uma fonte de referência reconhecida na área. A construção do modelo 2D da ranhura foi um passo fundamental para as simulações em elementos finitos, que foram utilizadas para determinar os parâmetros parasitas de acoplamento do motor.

A determinação das capacitâncias foi realizada a partir da solução de um problema eletrostático, onde a distribuição do potencial escalar elétrico (Φ) no domínio de interesse é regida pela Equação de Poisson (Equação 3.6), apresentada a seguir:

$$-\varepsilon \nabla^2 V = \rho \quad 3.6$$

Onde ε corresponde à permissividade elétrica dos materiais constituintes e ρ representa a densidade de carga no domínio.

Para a aplicação das condições de contorno, as superfícies metálicas foram definidas como equipotenciais. A fim de determinar a capacitância entre o enrolamento e as demais estruturas condutoras (núcleo/carcaça e rotor), atribuiu-se um potencial de V_0 às espiras, enquanto as paredes do núcleo e do rotor foram mantidas aterrada em um potencial de 0 V. Dessa forma, a carga acumulada no núcleo/carcaça (q_f) e no rotor (q_r) juntamente com as tensões entre o enrolamento e a carcaça e ΔV_{wf} e entre o enrolamento e o rotor ΔV_{wr} possibilitou o cálculo das capacitâncias C_{wf} e C_{wr} , respectivamente, conforme a Equação (3.7):

$$C_{wf} = \frac{q_f}{\Delta V_{wf}} \text{ e } C_{wr} = \frac{q_r}{\Delta V_{wr}} \quad 3.7$$

De maneira análoga, para a determinação da capacitância entre o rotor e a carcaça (C_{rf}), um potencial V_0 foi atribuído à superfície do rotor, enquanto as espiras e a carcaça foram mantidas aterradas. A Equação (3.8) descreve esse cálculo:

$$C_{rf} = \frac{q_f}{\Delta V_{rf}} \quad 3.8$$

Para a determinação das capacitâncias parasitas, foram implementadas três estratégias distintas de modelagem da ranhura, visando analisar o impacto da representação dos condutores nos resultados.

A primeira estratégia de simulação (FEA 1) tratou a parte interna da ranhura como um condutor equivalente único e homogêneo, ocupando toda a região disponível, conforme conceitualizado previamente. Essa abordagem simplificada buscou representar um condutor sólido dentro da ranhura, onde a parede interna desta foi considerada como o condutor em questão, destacada pelas linhas vermelhas, como ilustrado na Figura 3.3.

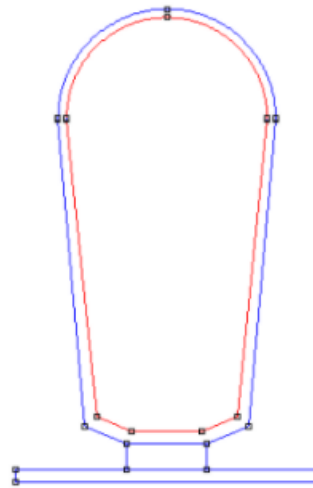


Figura 3.3: Ranhura com destaque para linhas internos que representam o único condutor.

Para uma análise mais precisa, foram desenvolvidas duas simulações adicionais, representando explicitamente os condutores individuais das bobinas. A disposição dos condutores dentro da ranhura afeta diretamente os valores calculados para as capacitâncias C_{wr} e C_{wf} , conforme evidenciado por [18].

A segunda configuração (FEA 2) simulada fixou os condutores em uma posição centralizada e organizada dentro da ranhura, conforme ilustrado na Figura 3.4. Esta abordagem proporciona uma representação mais detalhada da geometria real dos condutores.

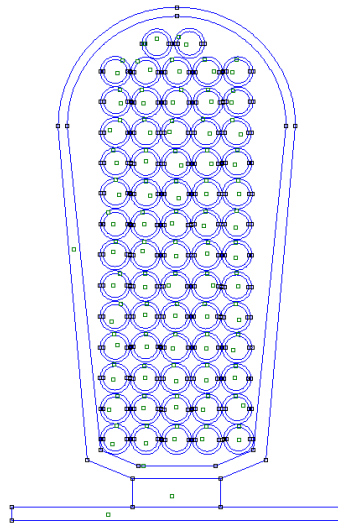


Figura 3.4: Determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução utilizando o método dos elementos finitos.

A terceira estratégia de simulação (FEA 3) introduziu uma distribuição aleatória dos condutores na ranhura, refletindo a variabilidade presente em motores reais. Essa simulação considerou que a disposição dos condutores em cada ranhura pode variar aleatoriamente, impactando diretamente os valores de capacitância encontrados, conforme [18]. Para considerar esta disposição das espiras dentro das ranhuras, foram simulados 15 cenários distintos, variando o posicionamento dos condutores. Algumas dessas configurações estão ilustradas na Figura 3.5 (a,b,c). Os valores finais das capacitâncias foram calculados como a média dos resultados obtidos nas diferentes simulações.

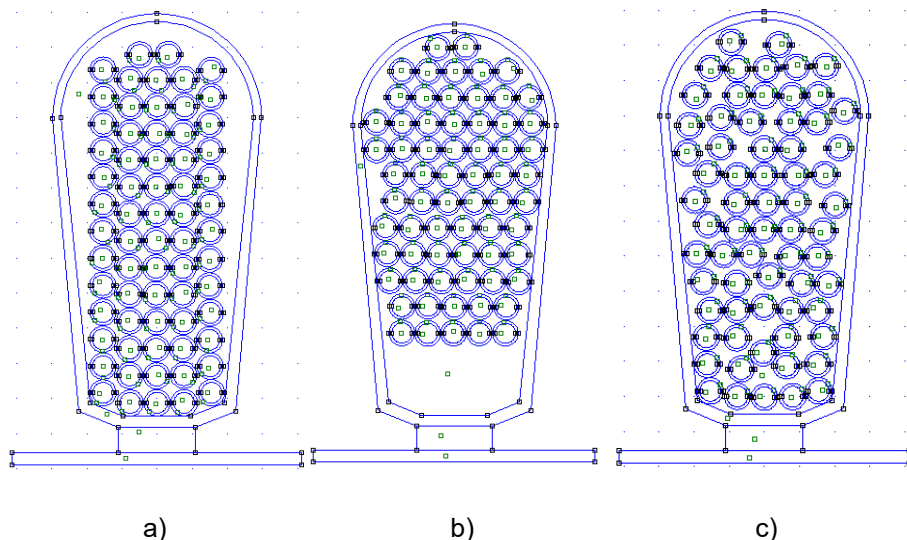


Figura 3.5: Modelos usados na distribuição aleatória. a) Modelo1 b) Modelo 2 c) Modelo 3.

O modelo 2D, apesar de ser eficaz para a análise da ranhura, considera apenas a região ativa do núcleo do estator. Contudo, a cabeça de bobina pode desempenhar um papel crucial no cálculo das capacitâncias, especialmente para C_{wr} . Por esse motivo, foi necessário empregar um modelo tridimensional (3D) — FEA 3D, onde as bobinas na região da cabeça de bobina são representadas.

Nesse modelo 3D, os condutores foram subdivididos conforme ilustrado na Figura 3.6, o que permitiu separar as contribuições das bobinas na região ativa e na cabeça de bobina. A representação 3D da cabeça de bobina foi simplificada como uma estrutura unificada e maciça de condutores, como proposto em [19]. Desse modo, a simulação realizada com a configuração da Figura 3.6 forneceu os valores de capacitância referentes à região de cabeça de bobina.

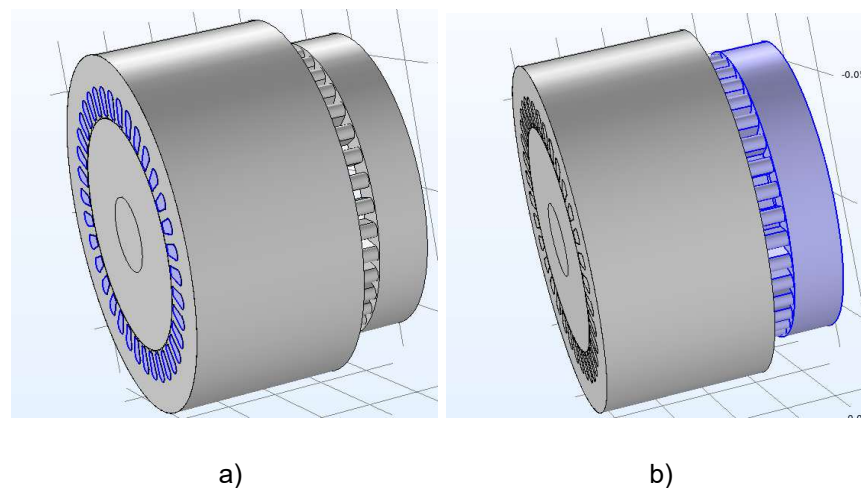


Figura 3.6: Desenho motor 3D. a) Destaque condutores parte ativa do núcleo b) Destaque condutores na cabeça de bobina.

Assim, os valores finais das capacitâncias entre o enrolamento e o rotor (C_{wr}) e entre o enrolamento e a carcaça (C_{wf}) são determinados pela soma dos resultados obtidos no modelo 2D (considerando os condutores nas ranhuras) com a contribuição da cabeça de bobina calculada pelo modelo 3D.

Por outro lado, no caso da capacitância entre o rotor e a carcaça (C_{rf}), a influência das bobinas é considerada desprezível. Dessa forma, não é necessário avaliar a aleatoriedade no posicionamento das espiras para essa grandeza. O cálculo de C_{rf} foi realizado exclusivamente com o modelo 3D, que fornece uma representação

mais completa da geometria da máquina e inclui o acoplamento entre a carcaça e o anel de curto-circuito do rotor.

3.2.1.7. Resultados e Discussões Acerca da Determinação das Capacitâncias

Nesta seção, serão apresentados e discutidos os resultados obtidos por meio das diferentes abordagens de cálculo e simulação empregadas para a quantificação dessas capacitâncias, conforme detalhado no Capítulo 3. Os valores foram consolidados na

Tabela 3.2 e Tabela 3.3, que permitem uma análise comparativa aprofundada

	Cálculo analítico	FEA 1	FEA 2	FEA 3	FEA 3D
C_{wf}	13,45 nF	13,42 nF	2,49 nF	3,07 nF	79,9 pF
C_{wr}	71,78 pF	44,01 pF	32,90 pF	14,60 pF	14,09 pF
C_{rf}	827,04 pF	828,51 pF	845,75 pF	853,93 pF	939,92 pF

das metodologias.

A

Tabela 3.2 contém os valores de capacitância resultantes das soluções do

	Cálculo analítico	FEA 1	FEA 2	FEA 3	FEA 3D
C_{wf}	13,45 nF	13,42 nF	2,49 nF	3,07 nF	79,9 pF
C_{wr}	71,78 pF	44,01 pF	32,90 pF	14,60 pF	14,09 pF
C_{rf}	827,04 pF	828,51 pF	845,75 pF	853,93 pF	939,92 pF

modelo analítico e das simulações baseadas em Elementos Finitos nas configurações

FEA 1, FEA 2, FEA 3 e FEA 3D. Os valores demonstrados representam as capacitância para o motor por completo considerando todas as ranhuras.

Tabela 3.2: Resultados dos Modelos das Capacitâncias.

	Cálculo analítico	FEA 1	FEA 2	FEA 3	FEA 3D
C_{wf}	13,45 nF	13,42 nF	2,49 nF	3,07 nF	79,9 pF
C_{wr}	71,78 pF	44,01 pF	32,90 pF	14,60 pF	14,09 pF
C_{rf}	827,04 pF	828,51 pF	845,75 pF	853,93 pF	939,92 pF

A análise dos resultados apresentados na Tabela 3.2 revela variações significativas nas capacitâncias determinadas por diferentes metodologias de cálculo e simulação. Para uma compreensão clara dessas diferenças, as comparações percentuais são realizadas tomando como base os valores obtidos pelos modelos mais avançados, FEA 2 (condutores fixos e centralizados) e FEA 3 (arranjos aleatórios de condutores), que oferecem representações mais detalhadas da realidade construtiva do motor.

Observa-se que, para a capacitância C_{wf} , há uma discrepância acentuada entre as abordagens simplificadas e as mais detalhadas. O modelo de cálculo analítico e a simulação FEA 1 (condutor único) tendem a superestimar C_{wf} de forma significativa. Por exemplo, o valor analítico é aproximadamente 440% maior que o de FEA 2 e 338% maior que o de FEA 3, e o de FEA 1 é cerca de 439% maior que o de FEA 2 e 337% maior que o de FEA 3. Essa superestimação é um reflexo da simplificação inerente a esses modelos, que não capturam a complexidade da distribuição real dos condutores na ranhura.

Para a capacitância C_{wr} , a tendência de superestimação pelos métodos mais simples também é evidente. O cálculo analítico apresenta um valor cerca de 391.64% maior que o de FEA 3, e FEA 1 é aproximadamente 201.44% maior que FEA 3. FEA 2, embora mais próxima, ainda é cerca de 125.34% maior que FEA 3.

Em contraste, para a capacitância C_{rf} , a concordância entre os diferentes métodos é consideravelmente maior. O cálculo analítico difere apenas em -3.15% de FEA 3, e FEA 1 em -2.98% de FEA 3. FEA 2 apresenta uma diferença ainda menor, de apenas -0.96% em relação a FEA 3.

Essas diferenças percentuais evidenciam a marcante influência da representação explícita e da distribuição dos condutores na simulação do fenômeno capacitivo, conforme amplamente discutido na literatura, em particular por [18]. A simplificação de um condutor homogêneo (FEA 1 e analítico) não é capaz de capturar os complexos acoplamentos que surgem da interação entre os condutores individuais e as paredes da ranhura. Quando se aprofunda a análise, percebe-se a importância crítica das simulações que incorporam a aleatoriedade das posições das espiras. A metodologia proposta neste trabalho, implementada em FEA 3, ao considerar essa condição de aleatoriedade, aproxima-se da realidade encontrada em motores de pequeno porte, onde o posicionamento das espiras dentro das ranhuras pode variar consideravelmente. Desconsiderar essa variabilidade pode levar a estimativas de capacitância que não refletem o comportamento real da máquina. A obtenção da média de diversos cenários de posicionamento aleatório, conforme realizado em FEA 3, reflete a condição presente no interior do motor, proporcionando valores representativos das características elétricas intrínsecas e contribuindo para a acurácia do modelo de alta frequência.

A Tabela 3.3 apresenta os valores finais das capacitâncias C_{wf} , C_{wr} e C_{rf} que foram empregados na modelagem do motor. Esses valores foram obtidos a partir de uma combinação metodológica dos resultados dos modelos 2D e 3D. Especificamente, para as capacitâncias C_{wf} e C_{wr} , os valores finais resultam do somatório das contribuições obtidas pelo modelo FEA 3 com as contribuições da cabeça de bobina calculadas pelo modelo FEA 3D. Para C_{rf} , o valor foi obtido exclusivamente a partir da simulação no modelo FEA 3D. Esta escolha se justifica pela menor influência da geometria das bobinas nesse acoplamento e pela capacidade superior do modelo 3D de representar a complexidade geométrica tridimensional e o acoplamento entre a carcaça e o anel de curto-circuito do rotor, que não podem ser completamente capturados em simulações 2D.

Tabela 3.3: Resultados para Capacitâncias.

	FEA
Cwf	3,151 nF
Cwr	28,74 pF
Crf	939,92 pF

Os valores finais de capacitância apresentados na Tabela 3.3 são considerados representativos para aplicação no circuito equivalente do motor. Isso porque resultam de uma abordagem que combina a análise detalhada da geometria das ranhuras, a consideração dos efeitos tridimensionais da cabeça de bobina e a variabilidade real das posições dos condutores, fatores essenciais para a representação do modelo elétrico do motor em altas frequências.

3.2.2. Impedância do Enrolamento do Estator

A modelagem da impedância do enrolamento e do núcleo do estator em regimes de alta frequência é essencial para a precisão do circuito equivalente do motor. Em altas frequências, os efeitos de campo e perdas no núcleo, bem como o efeito pelicular nos condutores, tornam-se proeminentes e precisam ser representados com acurácia. Para tal, empregou-se o Método dos Elementos Finitos (FEM) para resolver o problema magnético, analisando a distribuição do potencial vetor magnético (A) no domínio de interesse.

A escolha pela modelagem bidimensional (2D) para a representação do estator justifica-se pelo menor esforço computacional em relação à modelagem tridimensional (3D). Embora a representação 3D seja mais realista, ela demandaria um número significativamente maior de elementos finitos (tetraedros) e um refinamento de malha maior, especialmente devido à necessidade de representar o efeito pelicular detalhadamente nas laminações do núcleo. Para as frequências de interesse neste trabalho, essa abordagem tridimensional completa para o núcleo laminado seria computacionalmente não viável.

A modelagem adotou uma aproximação da seção transversal do motor, demonstrada na Figura 3.7, e foi fundamentada na equação diferencial parcial quase-

estática, na qual as correntes de deslocamento são desprezadas. Essa equação, ao desprezar as correntes de deslocamento, é particularmente adequada para análises em frequências de interesse para as correntes de modo comum. Ela está expressa na Equação (3.9). Nessa equação, μ é a permeabilidade magnética, σ é a condutividade elétrica do material, ω é a frequência angular de excitação, e J_e representa a densidade de corrente aplicada. A análise foi conduzida impondo uma corrente de 1 A a uma bobina específica, enquanto as demais bobinas permaneciam sem excitação. A partir das perdas obtidas e dos fluxos concatenados resultantes, foram calculados os valores de resistência e indutância próprios para diferentes frequências de excitação, cobrindo a faixa de interesse.

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times A + \sigma j \omega A - J_e = 0 \quad 3.9$$

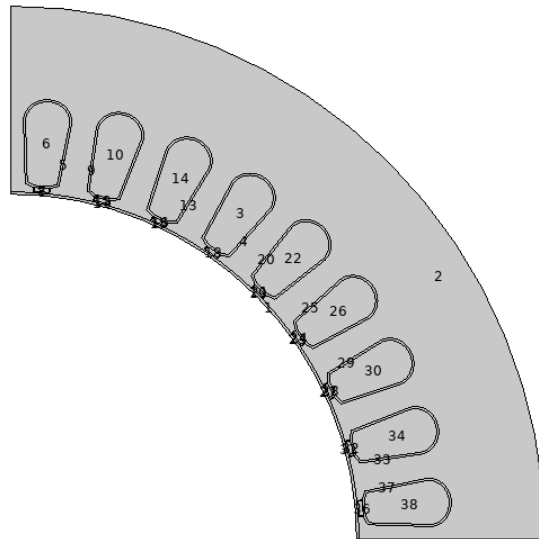


Figura 3.7: Modelagem do motor para simulação de R_s e L_s .

Para investigar a influência de diferentes abordagens na representação da impedância do enrolamento do estator e das perdas no núcleo em alta frequência, foram adotadas três estratégias distintas de modelagem 2D, todas implementadas para um polo completo do estator. O objetivo principal foi comparar a capacidade de cada estratégia em capturar os fenômenos físicos observados, fornecendo uma base para a escolha da abordagem mais representativa:

- Modelo (i) - Núcleo Perfeito (desconsiderando perdas): Esta abordagem simplificada ignora as perdas no núcleo, tratando o material ferromagnético como ideal.
- Modelo (ii) - Permeabilidade Magnética Complexa: Este modelo incorpora a permeabilidade magnética complexa ($\mu = \mu' - j\mu''$), calculada conforme [45] pela Equação (3.10), que permite representar as perdas por histerese e correntes parasitas no núcleo.

$$\mu_{complexo} = \frac{c \times \mu_r \times \tanh\left(\sqrt{j\omega\sigma\mu_r\mu_0} \frac{d}{2}\right)}{\sqrt{j\omega\sigma\mu_r\mu_0} \frac{d}{2}} \quad 3.10$$

Em que c é o fator de preenchimento (*stacking factor*), d é a espessura das laminações e μ_r é a permeabilidade relativa do material.

- Modelo (iii) - Permeabilidade Magnética Complexa e Condutividade Equivalente: Esta é a abordagem mais abrangente, combinando a permeabilidade magnética complexa com a condutividade elétrica equivalente (σ_{eq}), descrita pela Equação (3.11), conforme definido em [45]. A inclusão da condutividade equivalente é crucial para modelar com precisão o efeito pelicular e o confinamento das linhas de campo no interior das ranhuras em frequências elevadas.

$$\sigma_{eq} = \frac{1}{c} \left(\frac{d}{a_d}\right)^2 \sigma_c \quad 3.11$$

Onde σ_c é a condutividade do condutor da espira e a_d é metade da largura do dente da ranhura.

3.2.2.1. Resultados e Discussões Acerca da Determinação das Resistências e Indutâncias dos Enrolamentos

Os resultados simulados para a impedância das bobinas, considerando os três modelos propostos e diferentes valores de frequências, estão compilados na Tabela

3.4.. A Figura 3.8 e Figura 3.9 demonstram o a variação dos resultados das simulações para diversas frequências de em gráfico.

Tabela 3.4: Resultados Simulados de R_s e L_s para os diferentes modelos e diferentes frequências.

	i		ii		iii	
Frequência	Resistência	Indutância	Resistência	Indutância	Resistência	Indutância
10 kHz	5,9246	2,90E-03	10,89	2,80E-03	71,85	3,47E-03
100 kHz	288,39	2,50E-03	351,78	2,30E-03	742,8	9,79E-04
500 kHz	783,55	2,00E-03	1273,60	1,70E-03	1418	2,43E-04
5 MHz	2493,6	1,90E-03	11210,00	1,20E-03	2080	7,53E-05
10 MHz	3534,9	1,90E-03	21902,00	1,00E-03	2232	6,91E-05

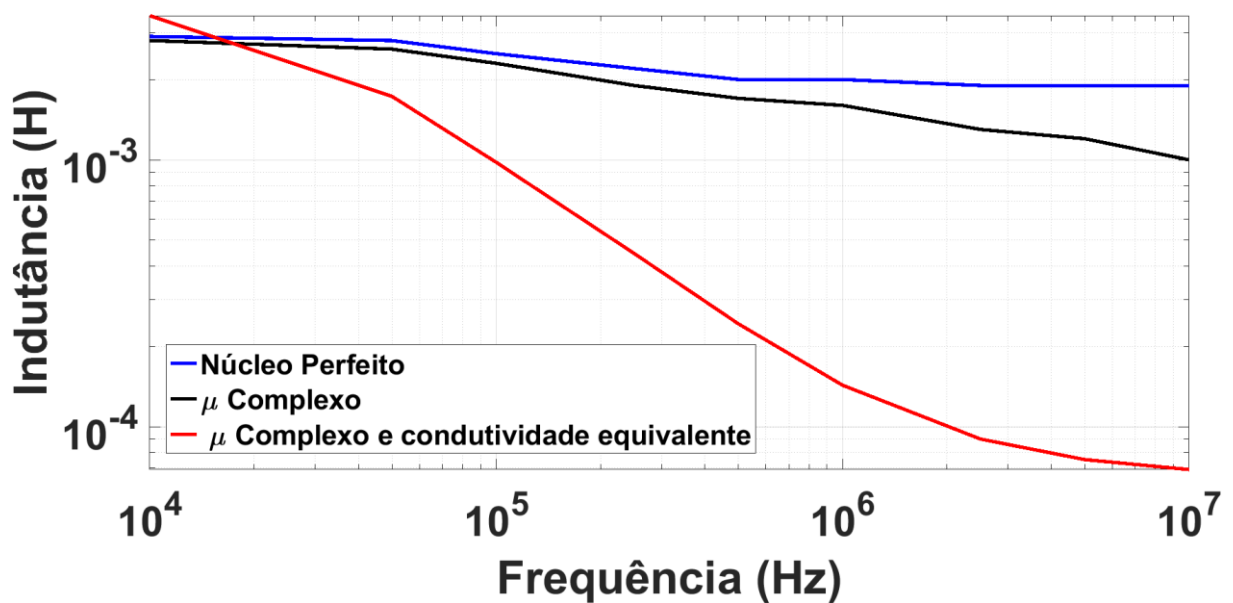


Figura 3.8: Variação com frequência da Indutância para os modelos de cálculo.

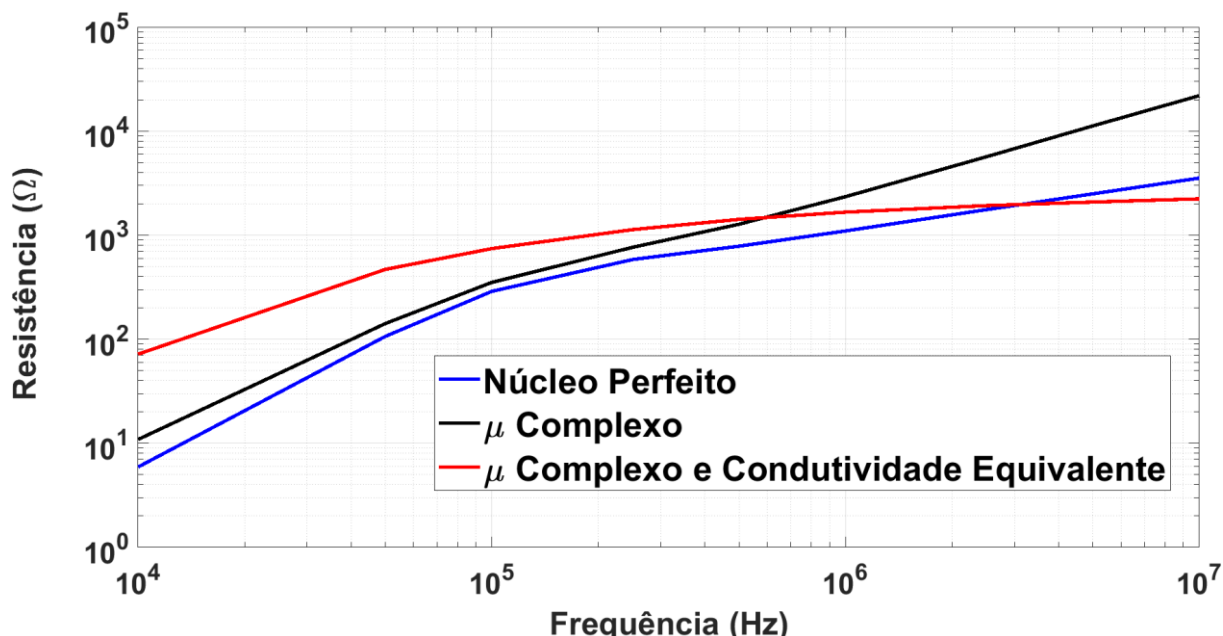


Figura 3.9: Variação com frequência da Indutância para os modelos de cálculo.

A análise dos resultados apresentados na Tabela 3.4, na Figura 3.8 e Figura 3.9 demonstra a importância da aplicação de metodologias avançadas para o cálculo das perdas no núcleo e a representação de seus efeitos em alta frequência. As diferenças observadas entre os modelos são significativas e refletem a evolução na fidelidade da representação eletromagnética.

No Modelo (i) - Núcleo Perfeito os valores de resistência são consistentemente mais baixos e as indutâncias tendem a ser mais elevadas, especialmente em frequências mais altas. Este modelo simplificado não consegue capturar a dissipação de energia que ocorre no material ferromagnético devido à histerese e correntes parasitas, resultando em uma subestimação das perdas e uma superestimação da indutância efetiva à medida que a frequência aumenta.

A introdução da Permeabilidade Magnética Complexa no Modelo (ii) representa um avanço substancial. Nota-se um aumento nos valores de resistência em comparação com o Modelo (i), o que reflete a consideração das perdas no núcleo de forma mais realista. A componente imaginária da permeabilidade complexa é fundamental para modelar a dissipação de energia, resultando em valores de resistência que se aproximam mais do comportamento físico em frequências elevadas. Embora as indutâncias apresentem variações, elas refletem uma melhor representação do fluxo magnético que permeia o núcleo.

Contudo, é no Modelo (iii) - Permeabilidade Magnética Complexa e Condutividade Equivalente que se observa a representação mais fiel e abrangente para as impedâncias do enrolamento. A inclusão da condutividade elétrica equivalente permite modelar com precisão o efeito pelicular e o confinamento das linhas de campo no interior das ranhuras, um fenômeno crucial em altas frequências. Como pode ser inferido pelos valores de resistência, que são os mais elevados neste modelo para diversas condições, há uma representação mais acurada das perdas associadas à circulação das correntes de Foucault induzidas nas laminações. As indutâncias, por sua vez, são impactadas pela redistribuição do fluxo devido a esses efeitos.

A capacidade do Modelo (iii) de capturar esses fenômenos pode ser visualmente comprovada através da análise da distribuição das linhas de campo magnético para diferentes frequências, como ilustrado na Figura 3.10 e Figura 3.11.

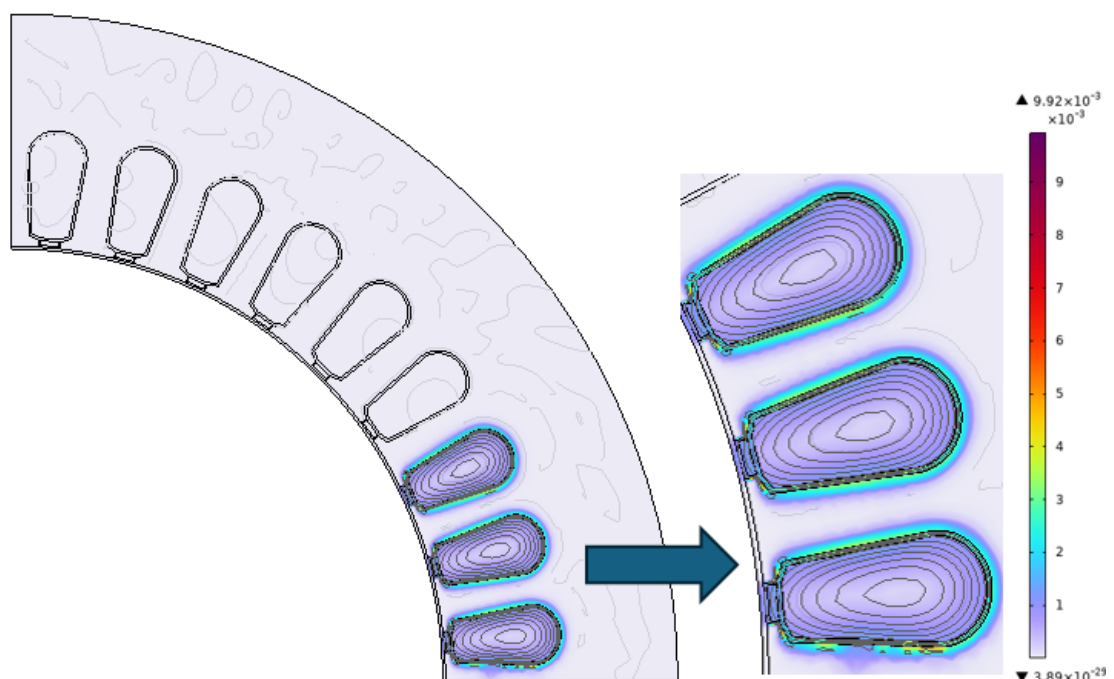


Figura 3.10: Linhas de campo na simulação impedância do estator para $f = 10$ MHz.

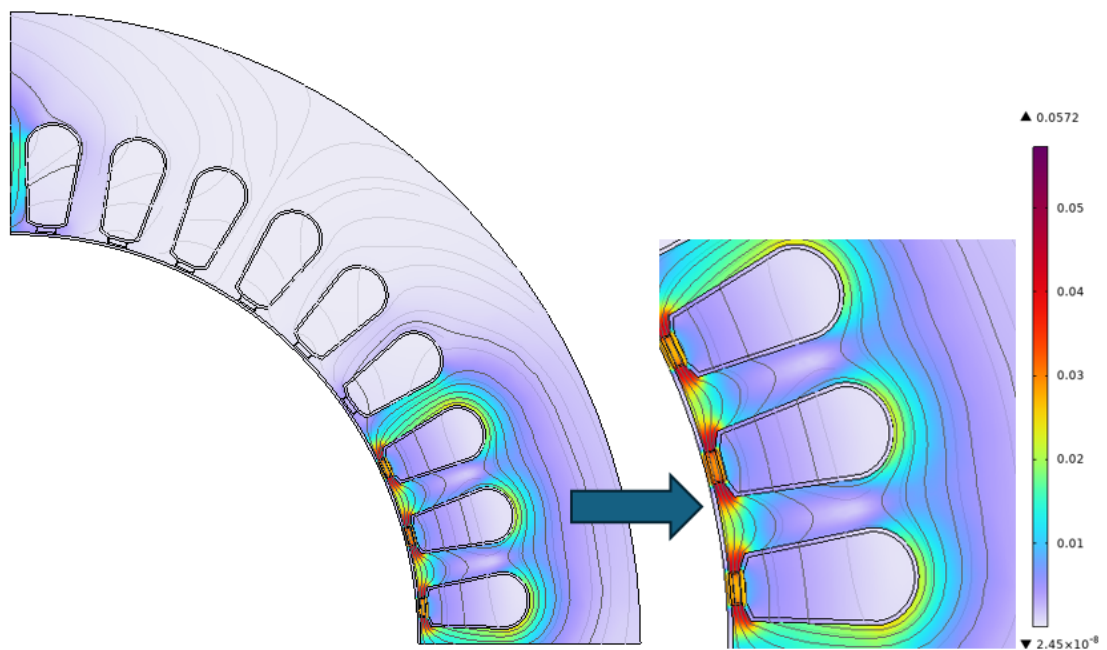


Figura 3.11: Linhas de campo na simulação impedância do estator para $f = 1$ kHz.

Com base nas figuras apresentadas, que ilustram a distribuição do campo magnético em diferentes frequências (1 kHz e 10 MHz), é possível realizar uma análise comparativa crucial para a compreensão do comportamento da impedância dos enrolamentos do estator. Observa-se que, para a frequência de 10 MHz (Figura 3.10), as linhas de campo magnético apresentam um notável confinamento no interior das ranhuras. Este fenômeno é uma clara evidência do efeito de blindagem promovido pelas laminações do núcleo ferromagnético em altas frequências. A formação de correntes parasitas nas laminações impede a penetração do fluxo magnético na totalidade do núcleo, concentrando-o nas proximidades dos condutores.

É crucial destacar que o Modelo (iii) é o único capaz de representar de forma precisa este confinamento na frequência devido à inclusão da condutividade elétrica equivalente. Enquanto o Modelo (ii) consegue representar as perdas no núcleo, ele não modela adequadamente a distribuição espacial do campo e o efeito de blindagem em profundidade, que é essencial para a precisão dos resultados em altas frequências. Por outro lado, na frequência de 1 kHz (Figura 3.11), as linhas de campo magnético exibem uma penetração mais uniforme e abrangente no núcleo do estator, distribuindo-se por uma área maior da máquina. Essa diferença na distribuição das

linhas de campo magnético, em função da frequência, ressalta a importância da modelagem adequada dos efeitos em alta frequência.

Assim, conclui-se que, apesar da simplificação geométrica do núcleo laminado em 2D, a metodologia baseada na permeabilidade complexa e na condutividade equivalente (Modelo iii) possibilita uma modelagem eficaz e precisa da impedância do enrolamento do estator nesse domínio dimensional, o que é crucial para capturar os fenômenos de alta frequência que afetam o desempenho e a integridade da máquina.

A Tabela 3.5 organiza os valores de resistência (R) e indutância (L) para diferentes números de ramos, o que é crucial para a representação da dependência frequencial da impedância. Essa divisão em ramos é feita a partir da inserção dos resultados simulados e demonstrados na Tabela 3.4, que já foram processados no software N-Ramos. Desta forma, os valores apresentados nesta tabela representam a impedância do enrolamento de forma multifrequencial, sendo os resultados diretamente utilizados na simulação do circuito equivalente para a análise do comportamento do motor.

Tabela 3.5: Resultados do N-Ramos para R_s e L_s .

N-Ramos	i		ii		iii	
	R [Ω]	L [mH]	R [Ω]	L [mH]	R [Ω]	L [mH]
1	2,10	1,10	5,83	95,3	22,2	1,95
2	1100,60	25,6	949,19	60,8	686	1,36
3	4812,26	2,52	2141,23	1,10	322,00	0,546
4			36556,00	1,11	2250,00	0,067,2

3.2.3. Impedância do Núcleo do Estator

A determinação da impedância do núcleo baseia-se na compreensão do percurso da corrente ao longo das chapas laminadas do núcleo. Devido ao efeito pelicular a corrente de modo comum limita-se a uma camada superficial das laminações, influenciando diretamente a resposta de impedância do núcleo.

Para um número suficientemente grande de laminações (N_c), a impedância total (trifásica) imposta pelo núcleo pode ser expressa conforme a formulação analítica apresentada por [46]. Esta formulação considera o núcleo como um anel com perdas, onde as correntes induzidas contribuem para a impedância efetiva. A impedância total do núcleo (Z_g) é dada por:

$$Z_g = \frac{(1 + j)N_c}{3\pi\sigma\delta} \ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right) \quad 3.12$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad 3.13$$

Onde d_1 e d_2 são, respectivamente, os diâmetros externo e interno do núcleo do estator; σ é a condutividade elétrica do material do núcleo; δ é a profundidade de penetração do campo eletromagnético, dada por; μ é a permeabilidade magnética do material do núcleo.

A decomposição da impedância em suas componentes real e imaginária permite a obtenção da resistência (R_g) e da indutância (L_g) do núcleo, respectivamente. Assim, a indutância do núcleo pode ser expressa como:

$$L_g = \frac{Z_g}{\omega} \quad 3.14$$

Os valores de R_g e L_g são calculados para diferentes frequências de excitação, uma vez que a resposta do material do núcleo, incluindo as perdas por histerese e correntes parasitas, varia significativamente ao longo do espectro analisado. Essa abordagem multifrequencial é crucial para representar de maneira mais precisa a dissipação de energia e os efeitos indutivos do núcleo ao longo da faixa de operação do motor, que são fortemente dependentes da frequência.

Além disso, os dados de impedância obtidos são empregados para definir os múltiplos ramos RL do modelo equivalente do núcleo, seguindo a metodologia proposta em [42]. Essa representação em múltiplos ramos RL permite uma modelagem mais acurada da impedância complexa do núcleo em uma ampla faixa de frequências, contribuindo para a robustez e a fidelidade do modelo elétrico global do motor.

Os valores calculados de R e L e do N Ramos no modelo proposto para o núcleo do estator estão demonstrados na Tabela 3.6 e Tabela 3.7 .

Tabela 3.6: Resultados do cálculo da impedância do núcleo do estator para algumas frequências.

Frequência	R[Ω]	L[H]
100 k	3,73E-01	5,94E-07
500 k	8,34E-01	2,66E-07
5M	2,64E+00	8,40E-08
10M	3,73E+00	5,94E-08

Tabela 3.7: Resultados do N-Ramos para Impedância do Núcleo do Estator.

N-Ramos -	R[Ω]	L[nH]
1	361e-3	920
2	888e-3	359
3	1,82	169
4	4,24	41,1

3.2.4. Indutância da cabeça de bobina

A indutância da cabeça de bobina (L_{ov}) representa a parcela da indutância de dispersão do enrolamento do estator localizada externamente ao núcleo magnético. Essa região, caracterizada por sua complexa geometria e assimetrias inerentes à interconexão das bobinas, desempenha um papel significativo na impedância total do motor, especialmente em altas frequências. A determinação desse parâmetro é, portanto, de suma relevância para a construção de um modelo eletromagnético preciso da máquina elétrica.

A obtenção da indutância da cabeça de bobina pode ser realizada por simulações numéricas, que geralmente demandam modelos 3D de elementos finitos devido à natureza tridimensional da região, ou por meio de expressões analíticas simplificadas. Neste trabalho, optou-se por utilizar as expressões analíticas para a determinação da indutância da cabeça de bobina. Essa decisão foi motivada pela constatação de que a construção de um modelo tridimensional (3D) do motor simulado não permitiria uma representação com total fidelidade da complexa e intrincada geometria da região da cabeça de bobina, onde a disposição e os múltiplos

cruzamentos dos condutores são simplificados, introduzindo potenciais imprecisões. Dessa forma, as formulações analíticas, ao oferecerem uma metodologia estabelecida e validada para estimar esse parâmetro, garantem uma representação mais confiável da indutância da cabeça de bobina no contexto das limitações de modelagem 3D para esta região específica.

Um dos principais desafios na contabilização dessa indutância reside na necessidade de representar seu comportamento em função da variação da frequência, já que ela é influenciada por efeitos como o efeito pelicular e o efeito de proximidade. Na literatura, as abordagens mais utilizadas para estimar a indutância da cabeça de bobina em função da frequência partem de modelos analíticos específicos, como as formulações apresentadas por [43] e [20].

A Equação (3.15), frequentemente utilizada para baixas frequências, como a frequência nominal de 60 Hz, conforme demonstrado em [30], é expressa como:

$$L_{ov} = 12 \mu_0 \frac{N_s^2}{Q_s} k_{p1}^2 k_{d1}^2 (2,4) \left(l_{e2} + \frac{l_{e1}}{2} \right) \quad 3.15$$

Já a Equação (3.16), por sua vez, é formulada para contabilizar o efeito pelicular existente para frequências mais elevadas, como pode ser verificado em [20]. O termo '0,3' nesta equação é intrínseco à sua derivação e é o responsável por representar a atenuação da indutância de dispersão devido a este fenômeno em altas frequências, onde a corrente tende a se concentrar na superfície dos condutores, reduzindo a indutância efetiva.

$$L_{ov} = 0,3(\mu_0 N_s^2 \frac{2}{p} \lambda_b l_b) \quad 3.16$$

Onde:

- N_s é o número de espiras conectadas em série por fase;
- Q_s é o número de ranhuras do estator;
- k_{p1} é o fator de passo (pitch factor);
- k_{d1} é o fator de distribuição (distribution factor);

- le_1 e le_2 são parâmetros geométricos relacionados com o comprimento da volta da cabeça de bobina (usualmente comprimentos médios ou efetivos da bobina na região da cabeça);
- p é o número de pares de polos da máquina;
- λ_b é o coeficiente geométrico que considera a forma da cabeça de bobina;
- l_b é o comprimento da volta da cabeça de bobina;

Ao comparar os resultados obtidos a partir das Equações (3.15) e (3.16), observou-se uma discrepância nos valores calculados para a indutância da cabeça de bobina. Especificamente, a Equação (3.15) forneceu um valor de $L_{ov} = 0,83$ mH, enquanto a Equação (3.16) resultou em $L_{ov} = 0,412$ mH.

Ao comparar os resultados obtidos a partir das Equações (3.15) e (3.16), observou-se que cada uma fornece uma perspectiva distinta da indutância da cabeça de bobina, refletindo as diferentes abordagens em sua formulação. Especificamente, a Equação (3.15), que calcula a indutância por fase, forneceu um valor de $L_{ov} = 0,83$ mH, considerando as três fases o valor seria de 0,27 mH. Enquanto, a Equação (3.16), desenvolvida já é considerando as três fases e resultou em $L_{ov} = 0,412$ mH.

Essa diferença substancial pode ser atribuída diretamente às premissas subjacentes a cada formulação. A Equação (3.15) foi desenvolvida considerando uma frequência nominal de 60 Hz, sem incorporar explicitamente a variação da indutância com a frequência. Portanto, seu uso é mais restrito a análises em frequências próximas à fundamental. Por outro lado, a Equação (3.16) incorpora um fator de correção (0,3), que ajusta o valor da indutância para contabilizar o efeito pelicular em frequências mais elevadas, conforme discutido em [47].

Dado que a operação do motor pode envolver um amplo espectro de frequências, especialmente quando alimentado por inversores que geram harmônicos de alta ordem, é essencial adotar uma formulação que reflita adequadamente esse comportamento dependente da frequência. Nesse contexto, a Equação (3.16) mostra-se mais apropriada, pois inclui explicitamente o efeito da variação da frequência, tornando-se mais representativa da indutância de dispersão para aplicações em altas

frequências. Além disso, a dependência explícita da equação com parâmetros geométricos do enrolamento reforça sua adequação ao problema em estudo, permitindo uma conexão mais direta entre as características construtivas da máquina e sua resposta eletromagnética.

3.2.5. Simulações correntes de alta frequência

Com os parâmetros de capacitância (C_{wf} , C_{wr} e C_{rf}), as impedâncias do enrolamento do estator, e a indutância da cabeça de bobina devidamente determinados, torna-se possível construir um modelo eletromagnético abrangente do motor em alta frequência. Esses parâmetros são essenciais para a estimação precisa da corrente de modo comum e da tensão nos mancais (V_b), que, por sua vez, são grandezas cruciais para o cálculo e a análise das correntes de rolamento, o foco das simulações de alta frequência a seguir.

3.2.5.1. Corrente Circulante

As descargas elétricas nos mancais de máquinas elétricas, causadas por correntes de alta frequência, representam uma fonte significativa de falhas. No cerne desse fenômeno, a corrente de modo comum que percorre os enrolamentos do motor atua como a principal fonte de excitação, induzindo a corrente circulante que flui através das diversas partes da máquina, incluindo os mancais.

Na literatura, a corrente circulante é frequentemente determinada a partir de uma proporção da corrente de modo comum. Trabalhos como os de [48] e [46] exploram essa relação, indicando faixas de transformação entre 20% e 50% dos picos das correntes. Contudo, é importante destacar que essas abordagens muitas vezes se baseiam em análises em regime senoidal para frequências específicas, o que pode não capturar a natureza multifrequencial do espectro da corrente de modo comum. Além disso, as impedâncias modeladas no caminho da corrente circulante podem apresentar discrepâncias entre os circuitos propostos por diferentes autores. Um desafio comum nesses estudos é a modelagem da impedância do rolamento (Z_b) após

o rompimento da camada lubrificante, momento em que a impedância muda de um comportamento capacitivo para resistivo. Enquanto alguns trabalhos, como [48], podem desprezar a resistência do rolamento por considerá-la insignificante em comparação com a resistência das laminações do núcleo, outros, como [38] e [46], consideram explicitamente a presença da resistência das laminações do núcleo no ramo responsável por modelar a tensão induzida no eixo.

Diante desse contexto, para o cálculo da corrente circulante neste trabalho, adota-se a estratégia de estimar a corrente de modo comum e aplicá-la à impedância do caminho da corrente circulante. A impedância vista pela corrente circulante corresponde às seguintes partes da máquina: a resistência ($R_{b,Fe}$) e indutância interna ($L_{b,Fe}$) do caminho dentro do núcleo do estator; a indutância da área delimitada pelo entreferro e pela cavidade na região da cabeça de bobina ($L_{b,air}$); as resistências e indutâncias internas do eixo, das tampas laterais e do caminho dentro do núcleo do rotor; e as resistências dos rolamentos. Estes elementos são calculados pelas seguintes Equações (3.17, 3.18 e 3.19) retiradas de [48]:

$$L_{b,Fe} = \frac{\mu N_c}{\pi} \ln\left(\frac{d_{ee}/2}{\frac{d_{ie}+h_c}{2}}\right) \frac{\delta_s}{2} \quad 3.17$$

$$R_{b,Fe} = \omega L_{b,Fe} \quad 3.18$$

$$L_{b,air} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ \ln\left(\frac{d_{ie}}{d_{er}}\right) l_{Fe} + \ln\left(\frac{d_{ie}}{d_{er}}\right) (l_b - l_{Fe}) \right\} \quad 3.19$$

Onde l_b é a distância entre os rolamentos, l_{Fe} o comprimento do núcleo do estator/rotor, d_{ee} é o diâmetro externo do estator, d_{ie} o diâmetro interno do estator, d_{er} o diâmetro externo do rotor, δ_s é *gap* de ar e h_c é a altura da abertura da ranhura do estator.

O circuito equivalente empregado na simulação da corrente circulante está representado na Figura 3.12. Este circuito é fruto de adaptações e aprimoramentos de modelos encontrados na literatura, notadamente apresentados por [46] e [28], que

servem como base para a incorporação de elementos específicos que representam as características de alta frequência do motor.

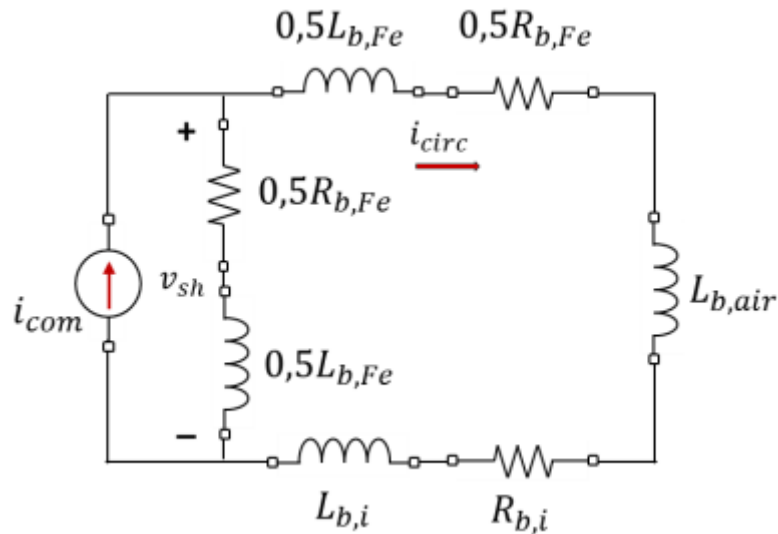


Figura 3.12: Circuito de simulação da corrente circulante.

Um desafio inerente à modelagem da corrente circulante é a representação de seu comportamento em função da variação da frequência, uma vez que a impedância do caminho é fortemente dependente dos efeitos de pele e proximidade. Embora a metodologia de N-ramos seja uma alternativa para representar essa variação, sua aplicação no circuito resultou em parâmetros de resistência e/ou indutância negativos, impedindo uma representação fisicamente consistente

Para superar essas limitações e garantir uma representação precisa da variação da impedância com a frequência para o cálculo da corrente circulante (I_{cir}), a metodologia do Vector Fitting [49] foi empregada.

3.2.5.2. Corrente de Descarga

Para a simulação das correntes de descarga no rolamento, o circuito equivalente inicialmente proposto (Figura 3.1) foi objeto de modificações para capturar os fenômenos físicos envolvidos. Conforme demonstrado na Figura 3.13Error! Reference source not found., foram incluídos os elementos R_{cu} , L_{cu} , C_i , R_b e a chave

A inclusão de R_{cu} e L_{cu} tem como objetivo representar com maior precisão a resistência e a indutância do laço de cobre utilizado para a medição da corrente de mancal. Este laço, embora pequeno, possui características parasitas que podem influenciar os resultados em altas frequências, e sua modelagem é essencial para a acurácia do sistema de medição [12]. Adicionalmente, o elemento C_i representa a capacitância da camada isolante inserida no mancal que será explicada posteriormente.

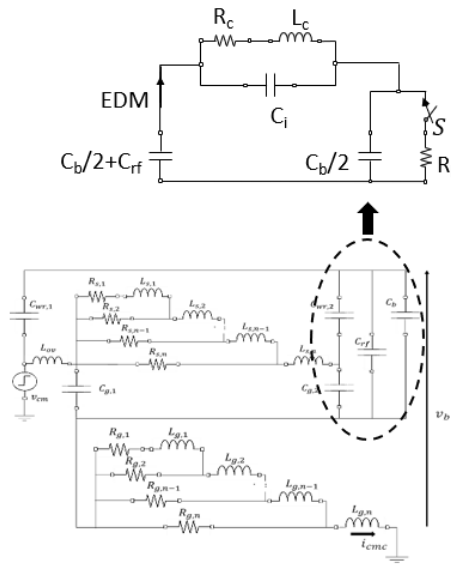


Figura 3.13: Circuito modificado para simulação da EDM.

Os valores da resistência, indutância e capacitância do isolante, inseridos no circuito, foram determinados experimentalmente utilizando uma ponte RLC. Os resultados obtidos são apresentados abaixo e os efeitos da inserção desses componentes são diretamente ligados ao formato da corrente capturada. Esses efeitos serão demonstrados e mais bem comentados na seção 5.5.

- $R_{cu}=0,31\text{m}\Omega$
- $L_{cu}=0,24\mu\text{H}$
- $C_i=142,85\text{pF}$

Outro aspecto relevante para a simulação da corrente de rolamento é a modelagem da resistência do mancal (R_b). Para este trabalho, R_b foi considerada alguns valores tipicamente encontrado na literatura e validado por estudos anteriores [12]. A representação do mancal como uma resistência variável é crucial para simular

o regime de descarga e um modelo de estudo do comportamento capacitivo e resistivo do mancal está demonstrado Apêndice A. Para isso, a chave que ativa o ramo R_b foi programada para fechar dinamicamente no circuito simulado. Esse chaveamento ocorre quando a tensão no mancal (V_b) atinge o mesmo valor observado nas medições experimentais da tensão de mancal. Essa abordagem permite simular as descargas que ocorrem quando a camada de óleo dielétrico no mancal é perfurada pela tensão induzida, causando um fluxo pulsado de corrente.

3.3. Conclusões do Capítulo

Este capítulo detalhou a elaboração de um modelo de circuito equivalente robusto e de alta frequência, que serve como a base metodológica deste trabalho. As diversas etapas de modelagem, desde a representação das capacitâncias parasitas até a análise da impedância do enrolamento, demonstraram a importância de uma abordagem precisa para capturar os fenômenos que afetam a confiabilidade dos motores.

Os principais pontos de destaque deste capítulo são:

- **Modelagem Multifrequencial:** Foi demonstrada a importância da representação Multifrequencial da impedância do enrolamento. A análise comparativa de três modelos diferentes, culminando na adoção do Modelo (iii) com permeabilidade magnética complexa e condutividade equivalente, comprovou sua superioridade em capturar os efeitos de confinamento de campo e perdas em altas frequências.
- **Abordagem de Simulação:** A metodologia para a simulação das grandezas de modo comum e da corrente circulante foi minuciosamente descrita, enfatizando a importância de uma abordagem que considera o comportamento transiente e a dependência de frequência dos parâmetros. A utilização do software N-Ramos e do algoritmo Vector Fitting foi fundamental para essa representação precisa, mesmo com a simplificação da impedância do caminho da corrente circulante.
- **Fundamentação para a Validação:** As metodologias de cálculo e simulação apresentadas neste capítulo servem como a fundamentação teórica para os

resultados experimentais a serem discutidos no próximo capítulo. A precisão do modelo aqui desenvolvido é um fator crucial para a credibilidade e a validação do trabalho.

4. CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL E METODOLOGIAS DE MEDIÇÃO PARA FENÔMENOS DE ALTA FREQUÊNCIA

Este capítulo trata da metodologia experimental utilizada para a aferição das grandezas elétricas e parâmetros parasitas do motor de indução, essenciais para a validação dos modelos teóricos e simulados desenvolvidos neste trabalho. Inicialmente, serão apresentados os equipamentos de medição de alta frequência empregados, destacando suas capacidades e a importância de sua seleção para a natureza dos fenômenos investigados. Em seguida, as modificações estruturais realizadas no motor serão minuciosamente descritas, explicando como essas adaptações viabilizaram o acesso e o isolamento dos pontos de interesse para medição.

Posteriormente, o capítulo abordará as metodologias específicas para a medição de cada grandeza, incluindo a corrente de modo comum (I_{com}) e a tensão de modo comum (V_{com}), a tensão induzida no eixo (V_{shaft}) e a tensão entre estator e rotor (V_b). Serão discutidos os desafios e os procedimentos para a aferição da corrente circulante (I_{cir}) e das correntes de descarga em rolamentos (EDMs), com um foco especial na metodologia de medição contínua de EDMs, seus requisitos técnicos e os desafios de aquisição e análise de grandes volumes de dados. Por fim, serão detalhados os métodos empregados para a medição das capacitâncias parasitas do motor, um tópico de particular complexidade experimental. O objetivo é fornecer uma base sólida e transparente sobre como os dados experimentais foram obtidos, garantindo a confiabilidade e a replicabilidade dos resultados apresentados nas seções de validação do trabalho.

4.1. Equipamentos para Medição

Os principais instrumentos utilizados para o acionamento do motor e para as medições estão listados a seguir:

- Ponte RLC Rohde & Schwarz LXC 200
- Osciloscópio Tektronix MSO46B
- Ponteira de Alta Tensão Diferencial Tektronix TMDPO200
- Ponteira de Corrente Tektronix TCP0030A
- Ponta de Prova P2220 200 MHz 1/10x
- Inversor de Frequência WEG CFW-09
- Transformador Trifásico 5 KVA 220 V/220 V
- Multímetro Digital ET-2042F

A combinação desses instrumentos permitiu a realização de uma campanha de medições abrangente, fundamental para a validação dos modelos teóricos e simulados propostos neste trabalho.

4.2. Modificações no Motor no Motor para Viabilização das Medições

As principais características nominais da máquina utilizada encontram-se sumarizadas na Tabela 4.1

Tabela 4.1: Características do Motor.

Modelo	Motor de indução gaiola
Frequência	60 Hz
Categoria	N
Potência	2,2 HP (3,0 cv)
Velocidade nominal	1735 rpm
Tensão nominal	220 V ($\Delta\Delta$); 380 V (YY); 440 V (Δ ou Y)

Corrente nominal	8,27 A (220 V); 4,79 A (380 V); 4,13 A (440 V)
-------------------------	--

Para que as grandezas de interesse, fundamentais para este estudo de simulação e ensaio, pudessem ser devidamente aferidas, foram necessárias modificações estruturais no motor de indução selecionado para a pesquisa

As alterações implementadas no motor visaram criar pontos de acesso para medições específicas e garantir o isolamento necessário para a correta análise dos fenômenos de alta frequência. As principais modificações incluem:

- **Isolamento dos Mancais:** Foi inserido um material isolante de 2 mm de espessura nos mancais do motor. Esse isolamento foi posicionado entre a pista externa do rolamento e a tampa lateral da carcaça do motor. O objetivo primordial dessa modificação é criar uma condição controlada para a medição das correntes de rolamento. Dado que a medição direta dessas correntes no mancal é desafiadora, a presença desse isolante permite que o caminho natural da corrente pelo rolamento seja interrompido. Posteriormente, este isolante é intencionalmente curto-circuitado de maneira controlada, direcionando a corrente para um ponto externo, onde a medição se torna possível. Dessa forma, o isolante atua como uma interface para o sistema de medição, fornecendo um caminho mensurável para a corrente que, de outra forma, fluiria diretamente através do rolamento.
- **Instalação de Suportes com Escovas para Medição da Tensão no Eixo:** Para a aferição da tensão presente no eixo do motor, foram adicionados suportes equipados com escovas condutoras. Essas escovas são projetadas para fazer contato elétrico com o eixo rotativo, permitindo a medição da tensão induzida entre o eixo e a carcaça. Os suportes das escovas foram fixados à carcaça do motor por meio de parafusos, garantindo estabilidade mecânica. É fundamental ressaltar que o suporte das escovas é isolado da carcaça por uma base plástica de alta rigidez dielétrica, o que assegura que a medição não seja influenciada por caminhos de corrente indesejados ou curtos-circuitos, preservando a

integridade do sinal medido. Essas modificações nos mancais e a instalação das escovas estão detalhadas, respectivamente, na Figura 4.1 e Figura 4.2.

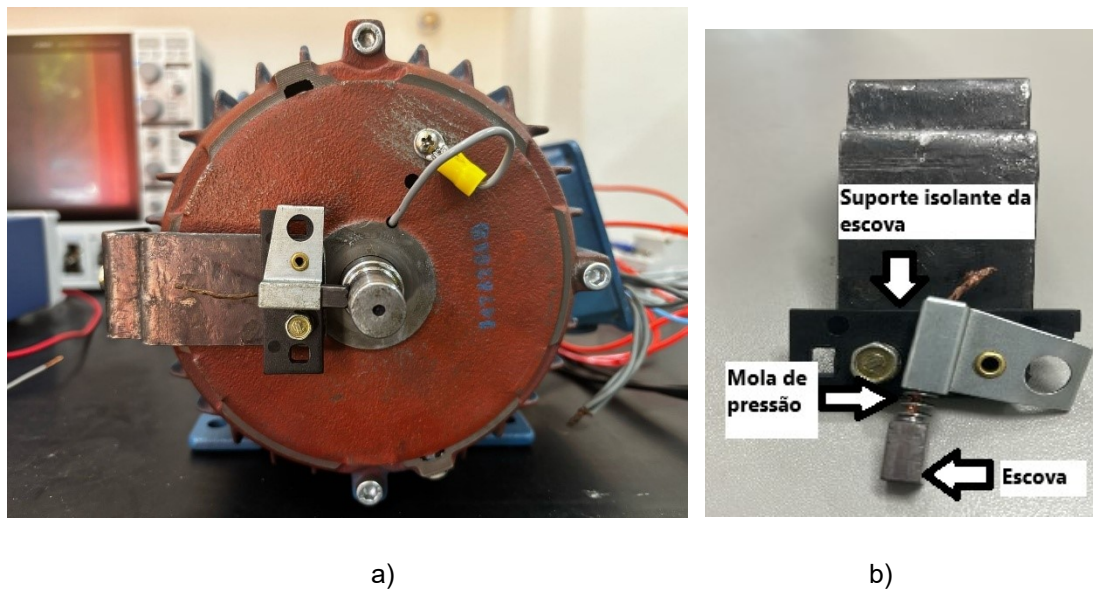


Figura 4.1: Modificações externas no motor. a) Posicionamento da escova no eixo b) Construção suporte da escova.



Figura 4.2; Modificações internas no mancal.

Além das modificações internas do motor, e considerando que as grandezas analisadas (como correntes de rolamento) estão intrinsecamente associadas à corrente de modo comum, tornou-se essencial o isolamento do sistema composto pelo inversor de frequência e pelo motor em relação à rede elétrica de alimentação. Para esse fim, foi utilizado um transformador na entrada do sistema. Essa medida permitiu

a separação do circuito de potência da rede, possibilitando o acesso adequado aos pontos de medição do modo comum sem interferências da rede. A estrutura completa da bancada de medição, incorporando o transformador de isolamento e os pontos de acesso para as medições, encontra-se ilustrada na Figura 4.3. Essas adaptações garantiram um ambiente de medição controlado e a obtenção de dados confiáveis para a validação do modelo proposto.

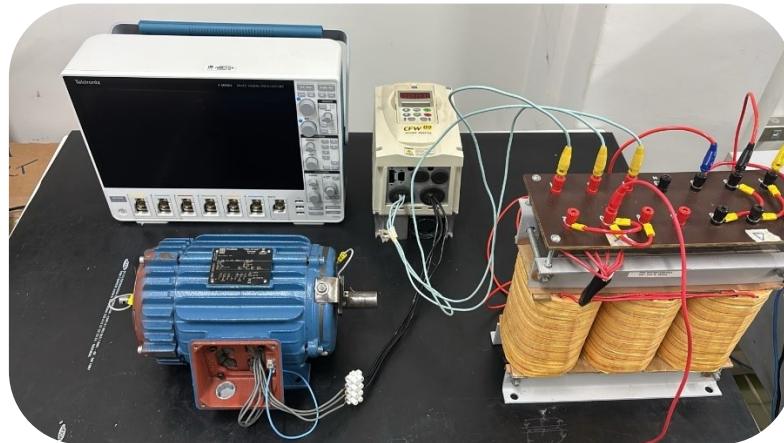


Figura 4.3: Bancada de medição.

Ressalta-se que em todas as medições apresentadas, o motor operou em uma condição de carga fixa, com a velocidade controlada em 900 rpm (metade da sua velocidade nominal de 1800 rpm). Para o acionamento, o inversor foi configurado com uma frequência de chaveamento constante de 3 kHz, garantindo que as condições de excitação de alta frequência fossem consistentes e comparáveis em todas as etapas experimentais.

4.3. Esquemáticos das Medições Corrente e Tensão de Modo Comum.

A aferição da corrente de modo comum (I_{com}) e da tensão de modo comum (V_{com}) possui um impacto significativo neste trabalho, uma vez que essas grandezas constituem a base para a geração e análise das demais grandezas investigadas. Essas grandezas foram utilizadas diretamente como parâmetros de entrada nas simulações realizadas, com V_{com} servindo como a tensão de excitação para todos os circuitos propostos.

4.3.1. Corrente de Modo Comum (I_{com})

A corrente de modo comum (I_{com}) é intrinsecamente caracterizada como uma corrente de fuga que não retorna pelo condutor de fase original, fluindo por caminhos alternativos, sendo o principal deles o caminho de terra [27]. Em motores de indução, o ponto de aterramento mais comum é a carcaça da máquina, que por sua vez é conectada à referência de terra do sistema. Este caminho permite que a corrente de modo comum flua da carcaça até o neutro do transformador que alimenta o sistema.

O processo de medição de I_{com} é realizado por meio de uma ponteira de corrente. Este instrumento é posicionado de forma a "abraçar" o fio de conexão entre a carcaça do motor e o neutro do transformador, conforme demonstrado na Figura 4.4. Essa estratégia de medição permite capturar os valores da corrente de modo comum com alta precisão, uma vez que o alicate registra diretamente o fluxo de corrente que segue esse caminho específico de aterramento, isolando-o de outras componentes de corrente.

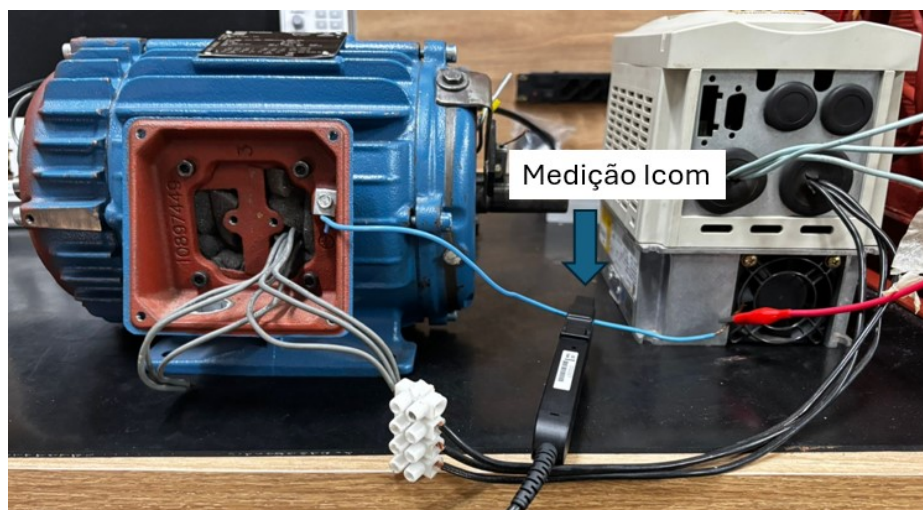


Figura 4.4: Medição Corrente de Modo Comum.

4.3.2. Medições e Análises da Tensão de Modo Comum (V_{com})

Para a medição da tensão de modo comum, utilizou-se uma configuração que envolve a aferição de três tensões de fase para o ponto aterrado (V_a, V_b e V_c). Essas tensões são medidas a partir dos acessos de entrada do motor em relação ao ponto da carcaça que está aterrado. O diagrama do motor com destaque dos pontos (V_a, V_b e V_c). está demonstrado na Figura 4.5 e a configuração de medição está detalhadamente demonstrada na Figura 4.6. Após a aquisição dessas tensões, o resultado de V_{com} é calculado com a Equação 2.4

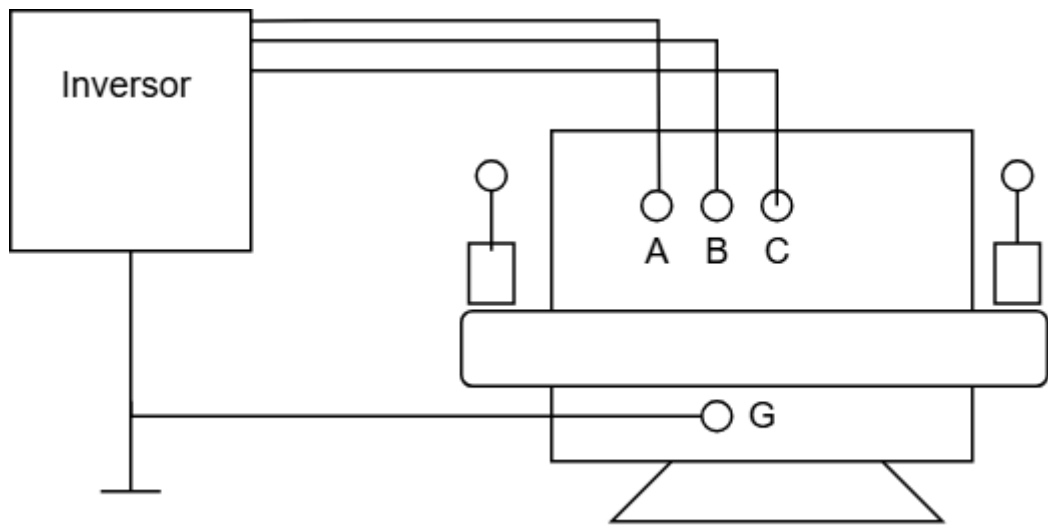


Figura 4.5: Diagrama do motor com destaque para os pontos de medição.

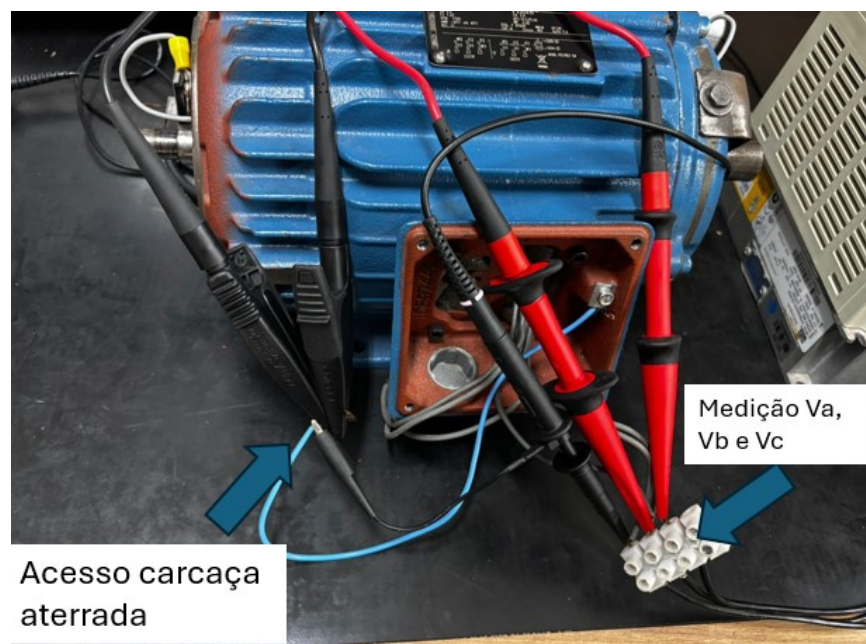


Figura 4.6: Medição Tensão de Modo Comum a partir das tensões V_a , V_b e V_c .

O esquemático completo de medição de V_{com} , que ilustra a conexão dos pontos de medição para a aquisição das tensões de fase em relação ao aterramento da carcaça, também está representado na Figura 4.6. Essa metodologia permite a obtenção de uma representação acurada da tensão de modo comum, que é crucial para a excitação dos modelos de simulação das correntes de alta frequência.

4.3.2.1. Análise Medição Tensão de Modo Comum (V_{com})

Nesta seção, são apresentados os resultados da medição da tensão de modo comum (V_{com}). É importante ressaltar que, diferentemente das demais grandezas analisadas neste trabalho, a V_{com} não foi objeto de simulação direta. Em vez disso, os valores medidos das tensões de fase (V_a , V_b e V_c) foram utilizados como dados de entrada para todas as simulações previamente explicadas, servindo como a excitação fundamental nos circuitos equivalentes propostos.

A Figura 4.7 ilustra as formas de onda das tensões V_a , V_b e V_c (fase-terra), conforme aferidas experimentalmente nos terminais de entrada do motor. Ressalta-se que a medição de V_c foi executada com uma atenuação de dez vezes por

consequência da ponteira utilizada, o que pode ser observado na Figura 4.7. A partir dessas tensões, a V_{com} foi computada, e seu resultado é demonstrado na Figura 4.8.

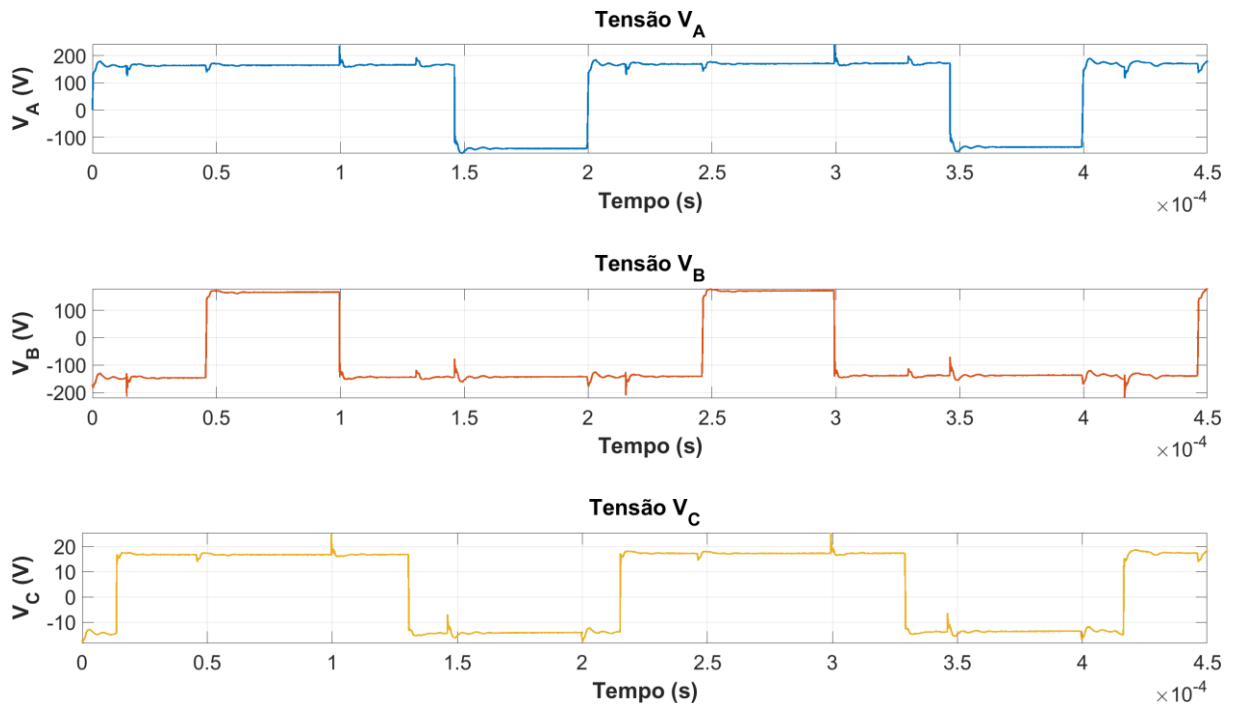


Figura 4.7: Resultado da Medição Tensão V_a , V_b e V_c nos terminais do motor.

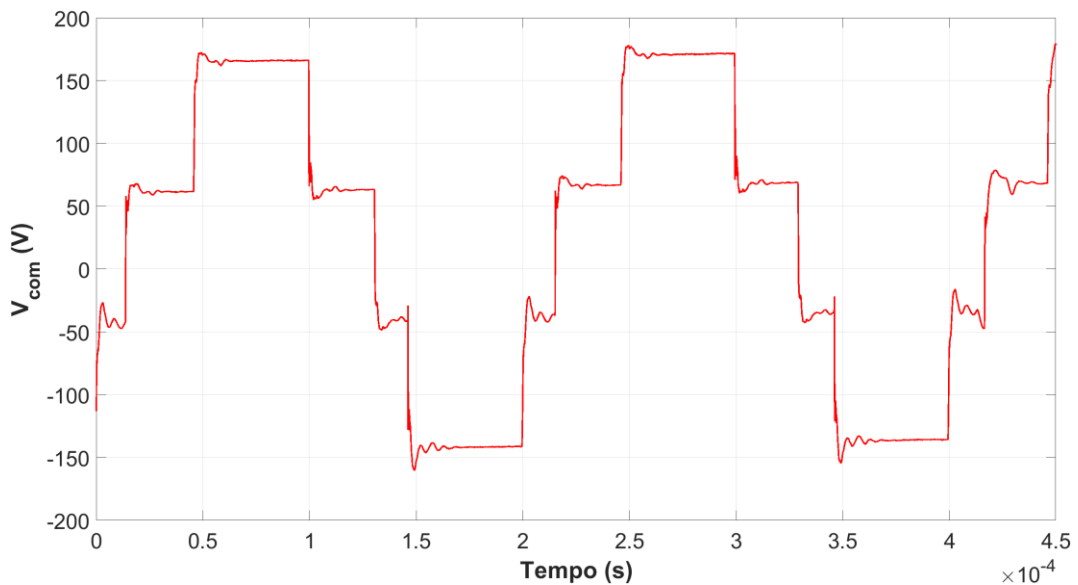


Figura 4.8: Resultado de V_{com} a partir das tensões medidas nos terminais.

A observação das formas de onda da V_{com} na Figura 4.8 já indica as dificuldades inerentes à captura precisa de fenômenos de alta frequência. Nota-se, por exemplo, nos momentos de transição dos níveis de tensão, a presença de oscilações significativas antes que o sinal de V_{com} se estabilize nos patamares de "platô". Essas

oscilações transitórias são características de respostas em alta frequência e acoplamentos parasitas no sistema.

Para obter uma representação de V_{com} que minimizasse esses artefatos e refletisse fielmente a tensão aplicada aos terminais da máquina, a metodologia de medição adotada neste trabalho foi cuidadosamente avaliada. Inicialmente, foram testadas diferentes abordagens, incluindo a aferição direta da tensão entre o ponto comum dos enrolamentos e o ponto de aterramento (carcaça) do motor. Contudo, os ensaios preliminares com essa técnica revelaram a presença de um transitório expressivo e uma alteração significativa no tempo de subida da forma de onda de V_{com} , conforme ilustrado na Figura 4.9. Tal comportamento prejudicaria a representação da tensão de modo comum aplicada aos terminais da máquina, que é a fonte de excitação para simulações.

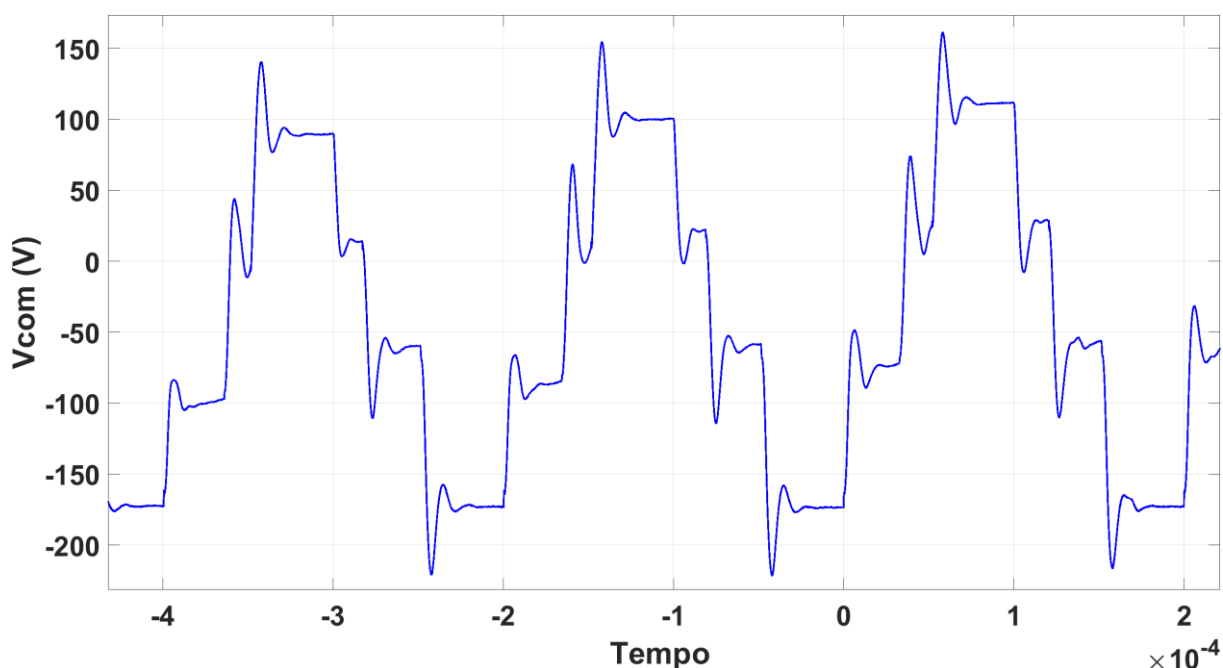


Figura 4.9: Tensão de modo comum medida diretamente do ponto comum dos enrolamentos para o ponto de aterramento (carcaça).

Diante desses desafios, optou-se pela aferição das tensões de fase (V_a , V_b , V_c) de forma separada em relação ao terra do sistema, e pela posterior computação da tensão de modo comum como a média dessas tensões dentro do ambiente de simulação. Essa abordagem indireta permitiu obter um valor de V_{com} mais confiável da tensão real aplicada aos terminais da máquina, minimizando a introdução de ruídos e transientes indesejados originados no processo de medição. A qualidade da V_{com}

assim obtida é crucial para que os resultados simulados reflitam de forma mais precisa o comportamento da máquina.

4.4. Esquemático das Medições Tensão Induzida no Eixo e Tensão Eixo para Carcaça.

4.4.1. Medição Tensão Estator para Carcaça (V_b)

A medição da tensão entre estator e rotor (V_b) foi realizada utilizando o acesso proporcionado pelas escovas condutoras instaladas nas extremidades do eixo do motor. Essas escovas, conforme detalhado na Seção 4.278, são montadas sobre suportes rigidamente fixados às tampas laterais do motor, garantindo um contato elétrico eficiente e minimizando interferências externas. Para estabelecer a referência de medição, o acesso à carcaça do motor é feito por meio de um fio condutor acoplado a um parafuso de referência, devidamente aterrado à carcaça. Essa configuração permite a aferição direta da tensão entre o rotor (através da escova) e a carcaça do estator, fornecendo dados cruciais para a compreensão do estresse elétrico sobre os rolamentos. A Figura 4.10 e Figura 4.11 e mostra o diagrama de medição e a montagem para as medições da tensão respectivamente.

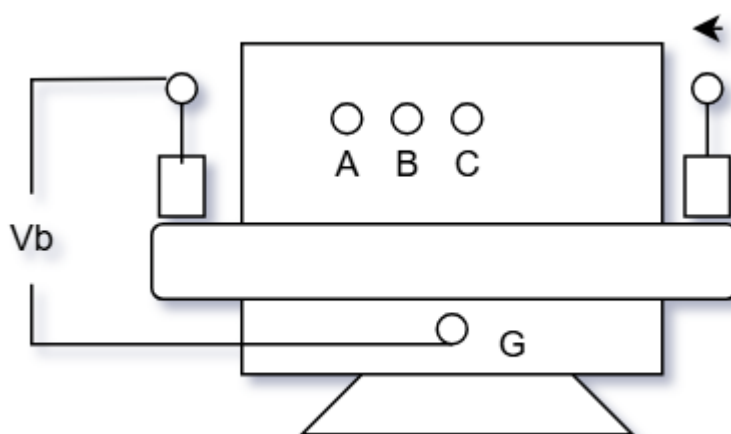


Figura 4.10: Diagrama de medição V_h .



Figura 4.11: Medição das tensões no eixo lado DE.

4.4.2. Medição da Tensão (V_{shaft})

Já a medição da tensão induzida no eixo (V_{shaft}), que se manifesta longitudinalmente ao longo do eixo, seguiu uma abordagem específica. Conectou-se um dos terminais da escova à carcaça do motor, estabelecendo um ponto de referência fixo. A medição, então, foi realizada na escova oposta, permitindo a aferição da diferença de potencial ao longo do eixo em relação à carcaça. Esse procedimento de medição segue as diretrizes propostas em [46] e [11]. O esquema completo para aferição de V_{shaft} , ilustrando a configuração das escovas e o ponto de referência na carcaça, pode ser observado na Figura 4.12 e Figura 4.13. Essa metodologia é essencial para a compreensão dos mecanismos de geração de tensão no eixo e a consequente formação das correntes de rolamento.

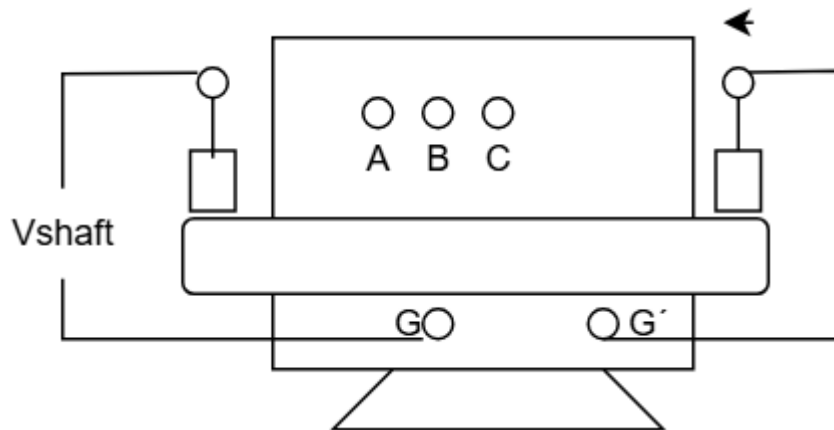


Figura 4.12: Diagrama de medição de V_{shaft} .



Figura 4.13: Alteração nas escovas, lado NDE, para realizar medição de V_{shaft} .

4.5. Esquemático da Medição Correntes nos Mancais

Conforme descrito nas Seções 3.1 e 3.2, as correntes de alta frequência, tais como a (I_{cir}) e a (EDM), circulam dentro da máquina, sendo um dos seus percursos o caminho entre a pista externa dos rolamentos e a carcaça do motor. Para aferir essas

grandezas, é fundamental acessar este caminho específico de circulação de corrente. Com esse propósito, foi inserido um fio condutor entre a pista externa do rolamento e a camada isolante presente no mancal, criando um ponto de acesso dedicado para a medição desses fenômenos.

A inserção do fio foi realizada por meio de um furo estratégico no mancal, conectando-o posteriormente à tampa lateral da carcaça por meio de um parafuso. Esse arranjo engenhoso garante um ponto de acesso adequado para a medição, ao mesmo tempo em que deixa espaço suficiente para a conexão do alicate amperímetro, o instrumento responsável pela aferição das correntes. O modelo adotado para essa configuração de medição baseia-se nas diretrizes propostas em [28] e [38] e a Figura 4.14 tem o diagrama da configuração.

A demonstração visual dessa configuração de medição pode ser observada nas Figura 4.15 e Figura 4.16. A Figura 4.15 ilustra em detalhes a montagem do mancal com o fio posicionado: (a) antes do corte do condutor, e (b) após o corte e a devida isolamento. Para garantir a ausência de contato indesejado do fio com a carcaça após o corte, foi realizado um teste de continuidade utilizando um multímetro. Esse teste confirmou a eficácia da qualidade da isolamento inserida no mancal, assegurando que a corrente medida fluiria exclusivamente pelo caminho desejado. A Figura 4.16 demonstra o lado externo da tampa lateral do motor, evidenciando os furos realizados para a saída do condutor e sua conexão à carcaça, com espaço suficiente para a inserção do alicate de medição. Essas adaptações mecânicas foram cruciais para permitir a medição direta e confiável das correntes de rolamento.

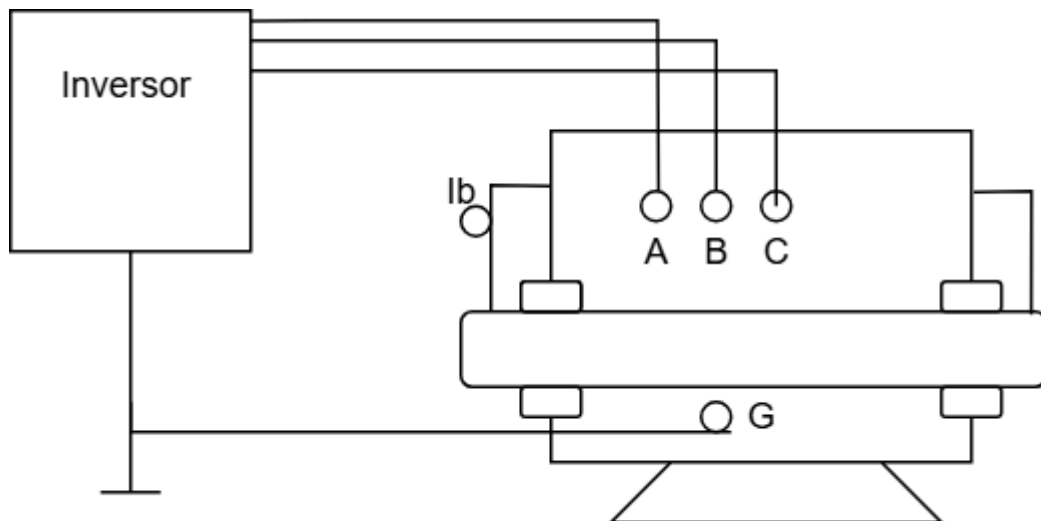


Figura 4.14: Diagrama de medição das correntes no mancal.

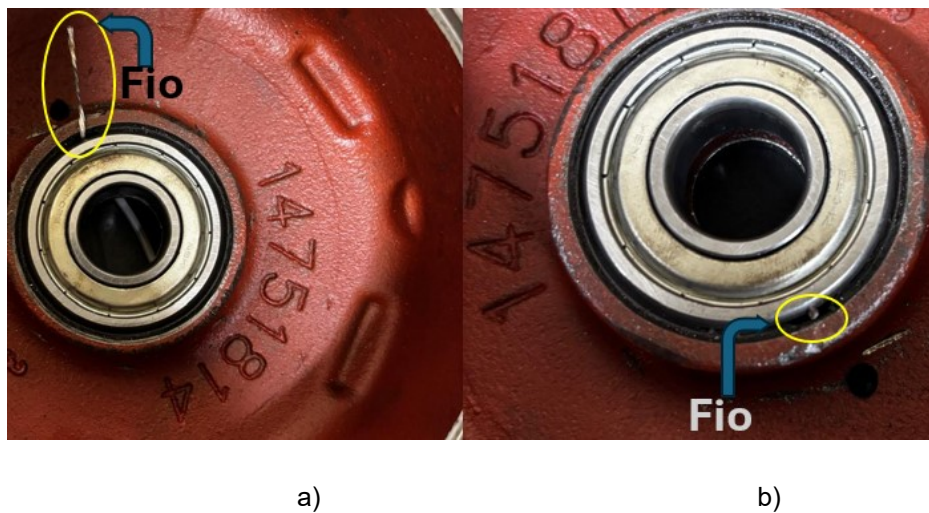


Figura 4.15: Detalhe da inserção do fio de acesso para medição de corrente de rolamento: (a) antes do corte do isolamento; (b) após o corte e isolamento.

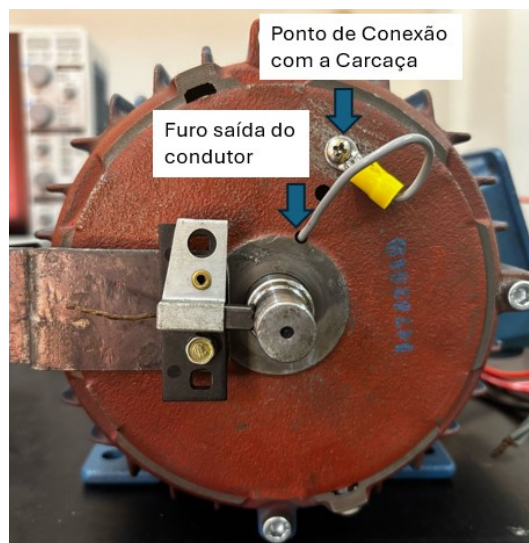


Figura 4.16: Tampa lateral do motor com pontos de acesso para medição da corrente de rolamento.

4.6. Esquemático de Medição da Impedância de Modo Comum.

A impedância de modo comum (Z_{com}) é uma grandeza de fundamental importância para a validação do circuito equivalente proposto para representar o motor em um amplo espectro de frequências. Essencialmente, Z_{com} representa a impedância total que a corrente de modo comum "enxerga" ao longo de seu percurso completo, desde a sua origem até o seu retorno ao sistema, como visualmente destacado na Figura 3.1. A aferição da impedância de modo comum permite verificar se o modelo se comporta conforme o esperado em regime de alta frequência, fornecendo um indicativo da sua acurácia e capacidade de prever a resposta do sistema a excitações de modo comum. A medição de Z_{com} foi realizada seguindo o esquemático de medição detalhadamente demonstrado na Figura 4.17: Esquemático de medição de Z_{com} . Fonte: [41]. Figura 4.17, que é baseado na metodologia proposta em [41]. Este esquema estabelece os pontos de conexão e as configurações necessárias para medir a impedância que a corrente de modo comum passa ao longo de seu percurso.

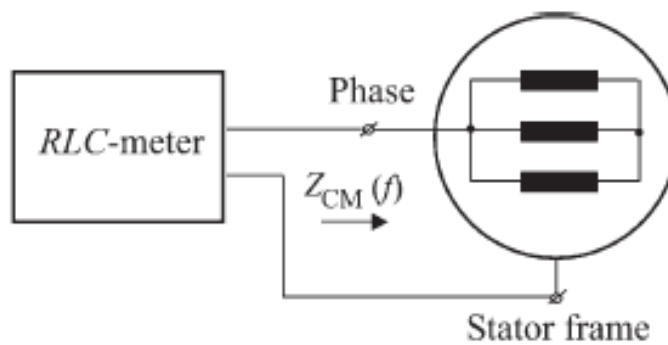


Figura 4.17: Esquemático de medição de Z_{com} . Fonte: [41].

Para uma compreensão visual da montagem experimental, a Figura 4.18 apresenta a visão real desse esquemático montado para a medição, ilustrando os componentes físicos e suas interconexões. Essa representação prática complementa o diagrama esquemático, facilitando a replicação do experimento.

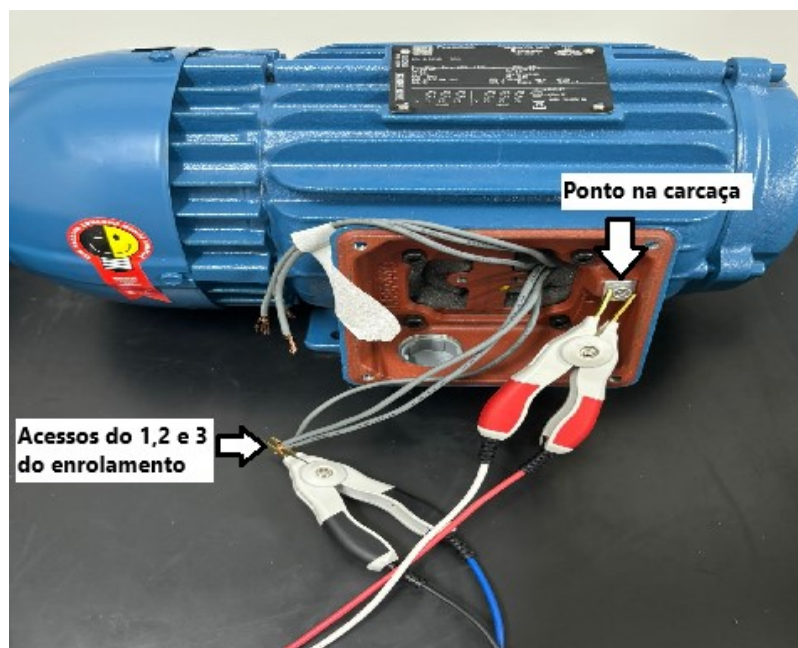


Figura 4.18: Medição da Impedância de Modo Comum.

A medição dessa grandeza foi feita para diversas frequências, abrangendo uma faixa relevante do espectro de operação do motor. Essa abordagem multifrequencial é crucial, pois a impedância de modo comum é uma função complexa da frequência, variando significativamente devido aos efeitos parasitas e às ressonâncias inerentes ao sistema. A obtenção de dados de Z_{com} em um espectro contínuo de frequências

permite a validação robusta do modelo de circuito equivalente do motor em condições de alta frequência.

4.7. Conclusões do Capítulo

Este capítulo detalhou a configuração experimental e as metodologias de medição empregadas para a validação prática dos modelos teóricos e numéricos apresentados anteriormente. As modificações no motor de indução foram fundamentais para a viabilização das medições de alta frequência, que são de difícil acesso em máquinas comerciais.

Os principais pontos abordados foram:

- **Características do Motor:** O motor de indução utilizado, cujas características são detalhadas na Tabela 4.1, serviu como base para todos os ensaios experimentais. Suas especificações foram o ponto de partida para as simulações e para a adaptação do setup de medição.
- **Modificações Estruturais:** Para permitir as medições de grandezas elétricas de alta frequência, o motor foi submetido a modificações específicas. A inserção de um material isolante de 2 mm nos mancais possibilitou a interrupção controlada do caminho de corrente pelo rolamento, direcionando-o para um ponto externo mensurável. Adicionalmente, foram instalados suportes com escovas condutoras no eixo para permitir a aferição precisa da tensão de eixo. As modificações no motor são mostradas na Figura 4.1 e na Figura 4.2.
- **Metodologia de Medição:** Uma série de medições de alta resolução foi realizada para capturar o comportamento das grandezas de interesse, como a corrente de modo comum (I_{com}), a tensão de modo comum (V_{com}), a tensão no eixo e as correntes nos mancais. A medição da impedância de modo comum (Z_{com}) também foi realizada em um amplo espectro de frequências para validar o comportamento dos parâmetros parasitas. A bancada de medição é ilustrada na Figura 4.3, e os esquemáticos para cada medição foram detalhados, servindo de base para a análise comparativa com os resultados de simulação no próximo capítulo.

5. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE SIMULAÇÕES E MEDIÇÕES PARA O COMPORTAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA DO MOTOR

Este capítulo é dedicado à apresentação e à discussão aprofundada dos resultados obtidos a partir dos métodos de cálculo e das simulações desenvolvidos ao longo deste trabalho. O principal objetivo desta etapa reside na validação dos modelos simulados por meio de uma comparação com os dados provenientes de medições experimentais diretas das grandezas de interesse em regime de alta frequência.

Para a simulação, os resultados de cálculo e modelagem dos parâmetros parasitas, obtidos conforme o Capítulo 3, foram inseridos em um modelo de circuito equivalente no ambiente Simulink do MATLAB. Esse modelo, baseado na estrutura da Figura 3.1, foi então excitado com uma fonte de tensão que replica o sinal PWM real do inversor. A resposta transitória do circuito, que inclui as grandezas de modo comum (V_{com} , I_{com}) e a tensão nos mancais (V_b), foi extraída diretamente das simulações e será utilizada como o dado de referência para a validação. A representação dessa metodologia de simulação é, portanto, o pilar que sustenta a comparação entre teoria e prática a ser apresentada e discutida nas seções seguintes.

A análise comparativa será conduzida para as principais grandezas envolvidas nos fenômenos parasitas: a impedância de modo comum (Z_{com}), a corrente de modo comum (I_{com}) e a tensão nos mancais (V_b). Para cada uma dessas grandezas, será avaliada a influência de diferentes modelos de cálculo de parâmetros do circuito (como capacitâncias, resistências e indutâncias dos enrolamentos, e a indutância da cabeça de bobina, L_{ov}) nos resultados simulados, com especial atenção à sensibilidade do modelo a essas variações. Além disso, a simulação e a validação da corrente de descarga (EDM) e a simulação da corrente circulante (I_{cir}) serão apresentadas, complementando a compreensão do comportamento de alta frequência.

Por fim, a discussão dos resultados permitirá avaliar a acurácia, a robustez e a aplicabilidade das metodologias propostas, fornecendo o embasamento necessário para as conclusões e as contribuições deste estudo no entendimento e mitigação dos fenômenos de alta frequência em máquinas elétricas.

5.1. Comparação dos Resultados da Impedância de Modo Comum

A validação do circuito equivalente do motor em regime de alta frequência é um passo crucial para garantir a acurácia das simulações de fenômenos parasitas. Nesse contexto, a impedância de modo comum (Z_{com}) serve como uma métrica para avaliar a representatividade do modelo proposto. Para compreender a sensibilidade da Z_{com} aos parâmetros do circuito equivalente e refinar sua predição, diversas simulações comparativas foram realizadas.

Esta seção apresentará uma análise de Z_{com} , comparando os resultados simulados com os valores medidos experimentalmente, sob a variação de parâmetros-chave. Serão abordadas três principais frentes de comparação, cada uma ilustrada por gráficos do módulo e do ângulo da Z_{com} : influência dos modelos de cálculo das capacitâncias e impacto dos modelos de resistência e indutância dos enrolamentos.

Os gráficos apresentarão as curvas de Z_{com} (módulo e ângulo) para cada cenário, permitindo uma análise visual direta das variações introduzidas pelos diferentes modelos de parâmetros em comparação com os dados medidos experimentalmente. A Figura 5.1 e a Figura 5.2 já ilustram a Z_{com} com os dois modelos de cálculo das capacitâncias.

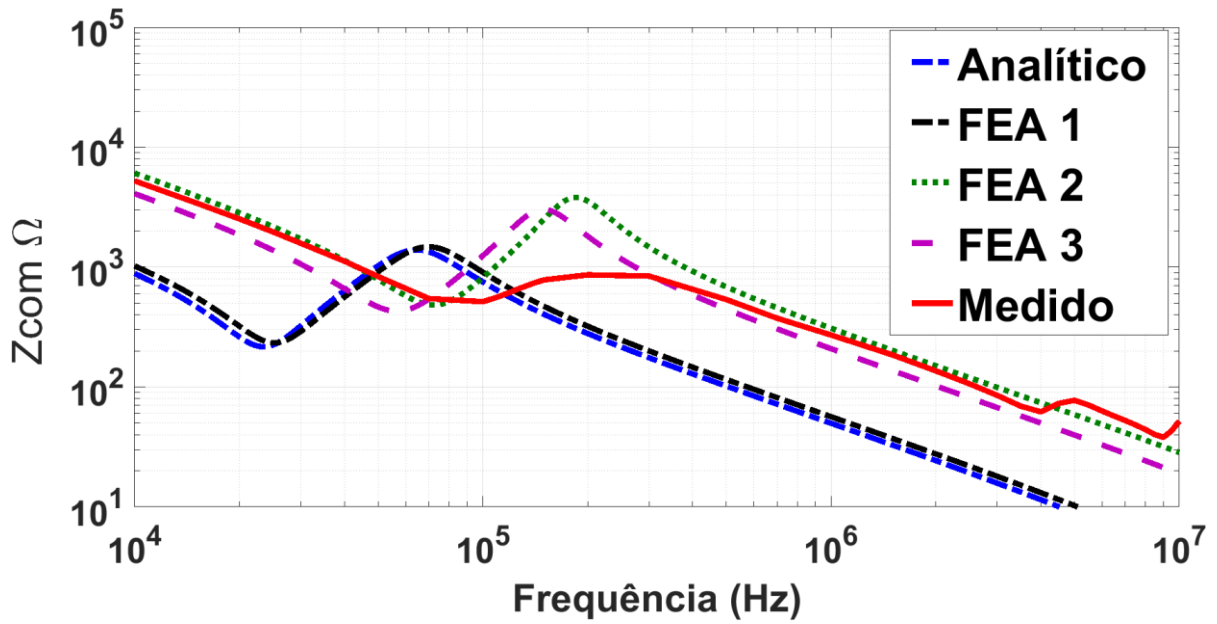


Figura 5.1: Módulo Z_{com} medido e para diferentes cálculos das capacitâncias.

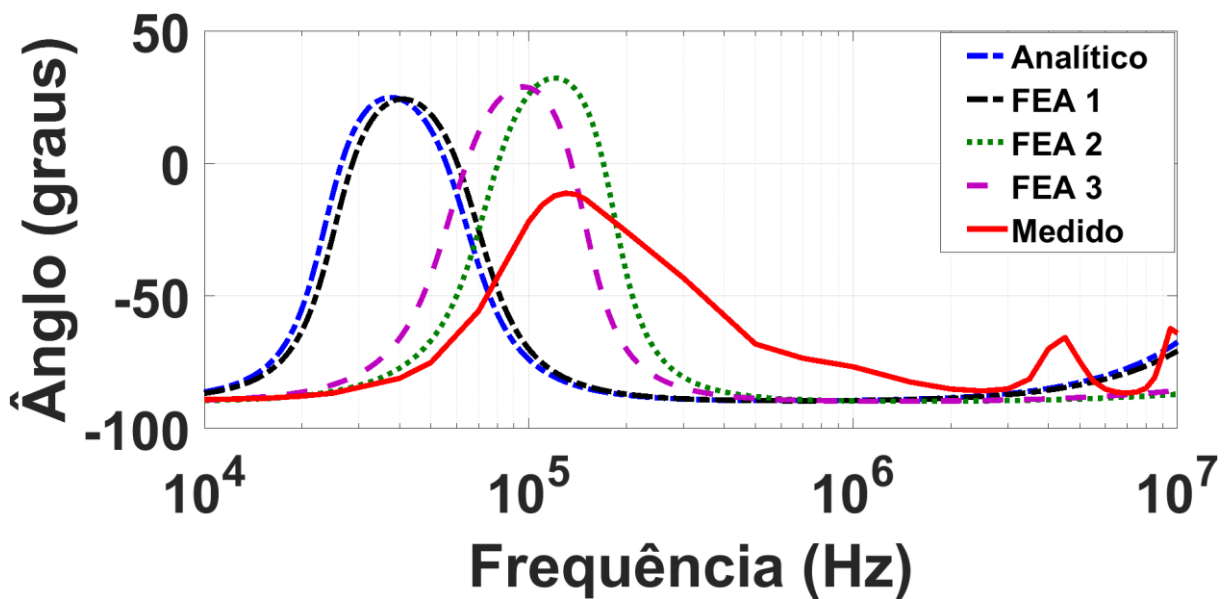


Figura 5.2: Ângulo de Z_{com} medido e para diferentes modelos de cálculo das capacitâncias.

A Figura 5.1 e Figura 5.2 demonstram que as diferentes estratégias de cálculo das capacitâncias parasitas exercem uma influência no comportamento da impedância de modo comum. Uma análise comparativa dos modelos revela que as abordagens que consideram o posicionamento detalhado das espiras dentro da ranhura (FEA 2 e FEA 3) apresentam uma representação da Z_{com} com maior fidelidade aos dados experimentais, resultando em um erro comparativamente menor em relação à combinação do cálculo analítico e do modelo de um único condutor (FEA 1).

Este achado sublinha a importância da modelagem das capacitâncias no contexto da análise de Z_{com} . A capacidade de capturar a distribuição e o acoplamento inter-espira e entre as espiras e o núcleo, proporcionada pelos modelos FEA 2 e FEA 3, é fundamental para replicar os caminhos de alta frequência da corrente de modo comum. Em contraste, simplificações que desconsideram a geometria intrínseca do enrolamento e o efeito da espiralização podem levar a desvios consideráveis nos valores de Z_{com} . Assim, a escolha do modelo de capacitância mais adequado é um fator determinante para a confiabilidade da análise da impedância de modo comum.

A Figura 5.3 e Figura 5.4 mostram os resultados para Z_{com} com variação dos modelos de cálculo da resistência e indutância do enrolamento.

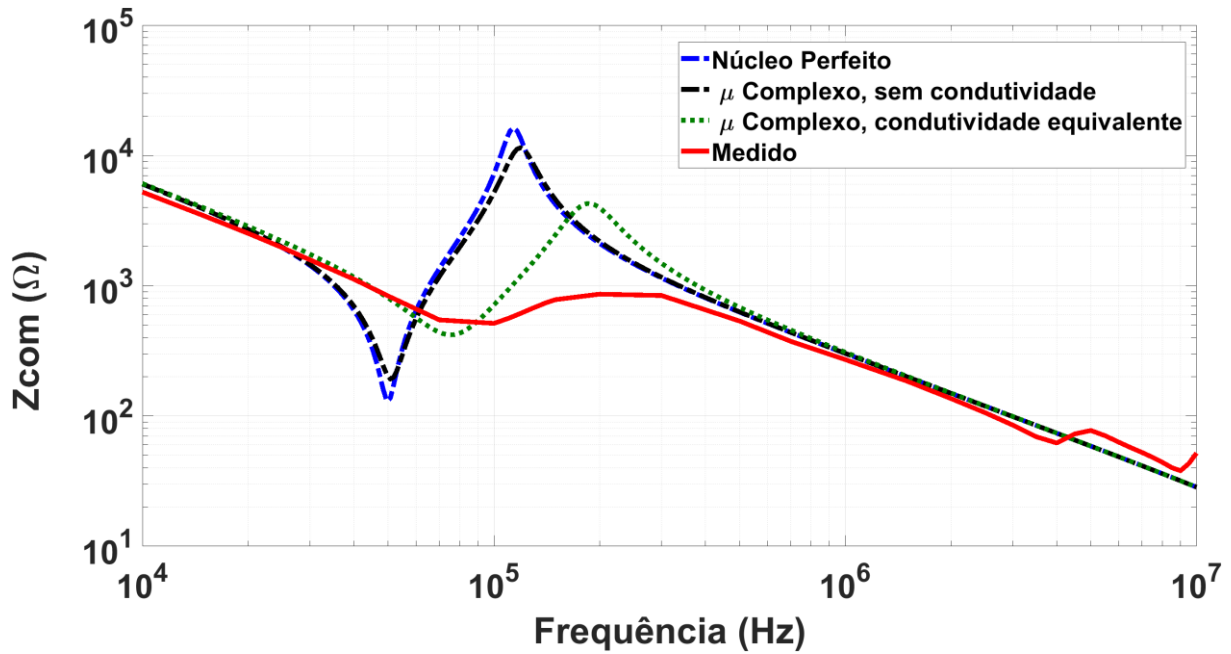


Figura 5.3: Módulo Z_{com} medido e para diferentes cálculos de R_s e L_s .

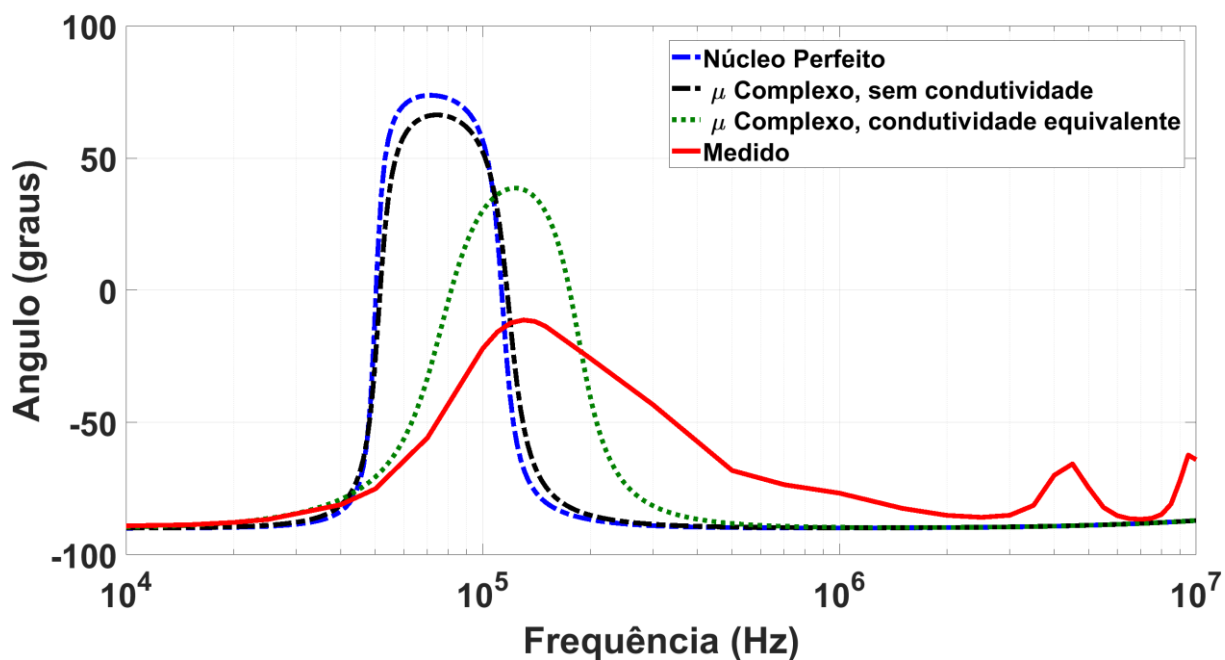


Figura 5.4: Ângulo Z_{com} medido e para diferentes cálculos de R_s e L_s .

Para o caso da variação dos modelos de cálculo da resistência (R_s) e da indutância (L_s) dos enrolamentos, a Figura 5.3 e Figura 5.4 permitem uma clara percepção do impacto dessas metodologias na qualidade da resposta da simulação da impedância de modo comum.

Observa-se, a discrepância entre as curvas de Z_{com} obtidas pelos modelos mais simplificados e aquelas que empregam uma abordagem mais abrangente. Especificamente, os resultados gerados a partir do modelo de "núcleo perfeito" e da metodologia "sem condutividade" (Modelos (i) e (ii) conforme detalhado na seção 603.2.2) apresentam uma proximidade considerável entre si, mas, se situam a uma distância significativa dos valores medidos experimentalmente. Este comportamento contrasta nitidamente com a resposta do modelo que incorpora a permeabilidade magnética complexa e a condutividade equivalente (Modelo (iii) da seção 3.2.2).

A introdução da permeabilidade magnética complexa e, em particular, da condutividade equivalente, reflete uma representação mais fiel dos fenômenos físicos que ocorrem em altas frequências, como as perdas no núcleo e o efeito pelicular nos condutores. A capacidade desse modelo em capturar a dependência frequencial e a dissipação de energia real no material ferromagnético e nos condutores resulta em uma curva de Z_{com} simulada que se aproxima dos valores medidos. Essa observação valida, portanto, a importância da inserção dessa abordagem mais robusta e

fisicamente consistente no cálculo de R_s e L_s para a obtenção de uma impedância de modo comum mais acurada.

Apesar das diferenças observadas no módulo e no ângulo de todas as simulações de Z_{com} é notável que o modelo de circuito proposto consegue representar as tendências gerais da máquina. As variações nos valores da impedância de modo comum medida em resposta ao aumento da frequência são reproduzidas no circuito simulado, incluindo a ocorrência de picos e vales característicos de sistemas RLC distribuídos. Conforme ressaltado em [41], a variação do comportamento da máquina em altas frequências é um fenômeno real e intrínseco, e cada motor pode apresentar particularidades nesse espectro. A capacidade do modelo em capturar essas tendências gerais e ressonâncias indica sua utilidade para a análise.

Concluindo, embora exista uma diferença entre a impedância de modo comum medida e a obtida pela simulação, é fundamental destacar que, como será verificado na análise das grandezas de interesse do trabalho, essa discrepância em Z_{com} não afeta de forma significativa as principais simulações realizadas.

5.2. Comparação dos Resultados da Corrente de Modo Comum.

A corrente de modo comum (I_{com}), um fenômeno intrinsecamente ligado aos d_v/d_t da tensão de modo comum, representa uma das grandezas cruciais para a validação do modelo de máquina proposto. Similarmente à metodologia empregada na análise da impedância de modo comum (Z_{com}), buscou-se compreender a sensibilidade da simulação da I_{com} às diferentes abordagens de cálculo dos parâmetros do circuito equivalente.

Nessa investigação, percebeu-se que as diferentes formas de cálculo da resistência (R_s) e da indutância (L_s) dos enrolamentos são os fatores que mais influenciam os valores simulados da I_{com} . Sendo assim, a Figura 5.5 apresenta a comparação dos resultados de I_{com} obtidos com os diferentes modelos de cálculo de R_s e L_s em relação aos valores medidos experimentalmente.

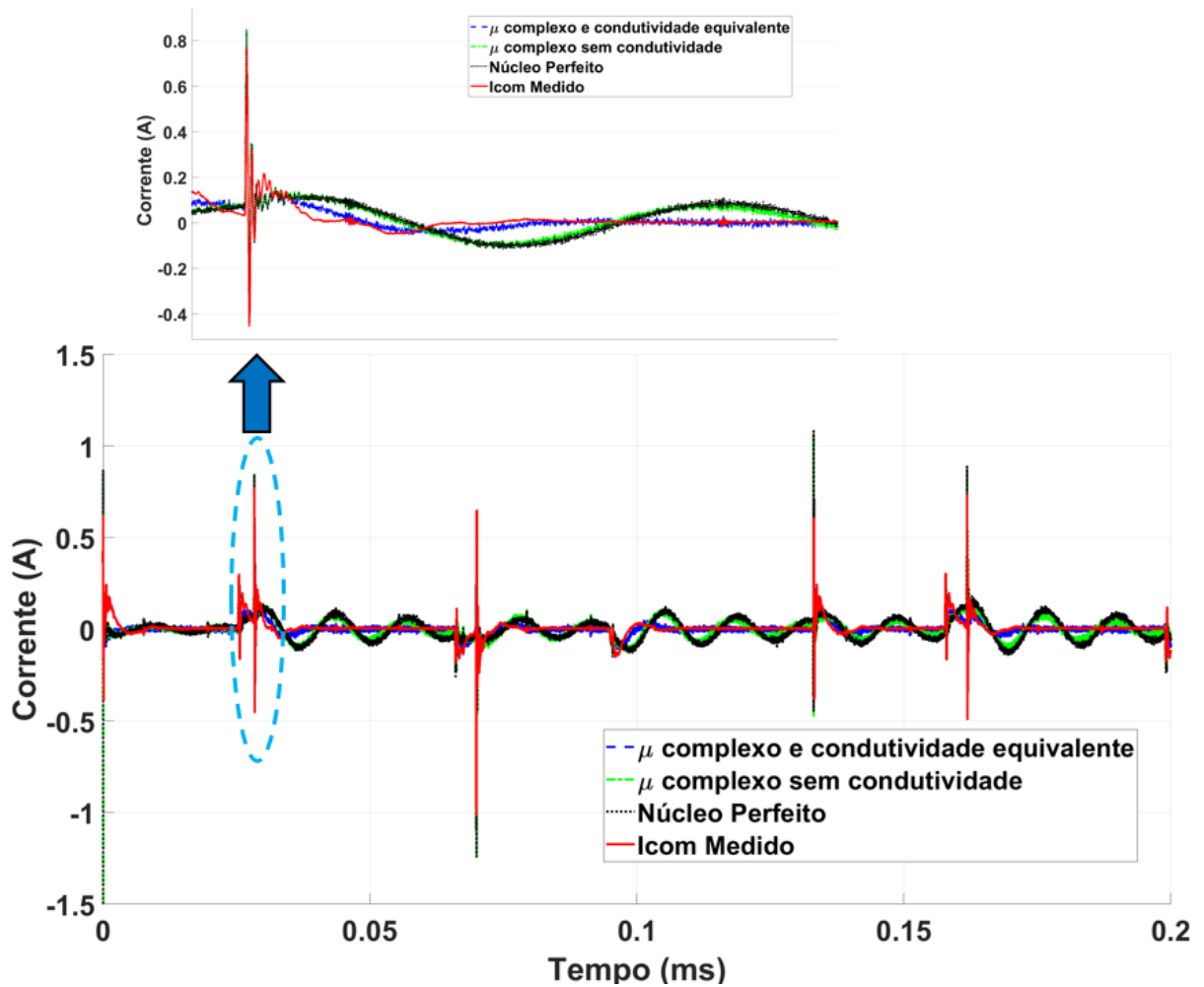


Figura 5.5: I_{com} medida e para diferentes formas de cálculo de R_s e L_s .

Pela Figura 5.5, percebe-se que a variação dos modelos de cálculo da resistência (R_s) e da indutância (L_s) do enrolamento afeta principalmente o comportamento da corrente de modo comum simulada após a manifestação dos picos.

Para os casos em que o modelo do núcleo foi considerado "perfeito" e sem a inclusão da condutividade equivalente, a forma de onda da I_{com} simulada, após o pico, tende a se manter em uma manifestação mais constante com um amortecimento menos pronunciado. Isso pode ser claramente observado na aproximação disponível na figura, onde as curvas desses modelos se afastam da dinâmica presente nos valores medidos.

Em contraste, embora os valores de pico da I_{com} simulados pelos diferentes modelos apresentem uma aproximação razoável com o pico medido, a divergência no comportamento subsequente (após o pico) é significativa. A capacidade de um modelo

em capturar a dissipação de energia real e os efeitos de alta frequência inerentes aos enrolamentos é crucial para uma representação fiel do amortecimento e da forma de onda completa da corrente de modo comum. A limitação dos modelos mais simplificados em reproduzir essa dinâmica pós-pico evidencia a importância de metodologias mais robustas para R_s e L_s na acurácia da simulação da I_{com} .

Em contraste, os modelos de cálculo das capacitâncias e da indutância da cabeça de bobina (L_{ov}) não trouxeram uma contribuição significativa para as respostas simuladas da I_{com} , não sendo de grande relevância para a comparação dos resultados nesta seção.

Dada essa constatação, as análises a seguir estão focadas na comparação dos resultados de I_{com} simulado com medido. Para as demais grandezas, foi adotado o modelo ideal para o circuito, utilizando: capacitância FEA 3, $L_{ov} = 0,412$ mH, e R_s e L_s calculados com permeabilidade complexa e condutividade equivalente.

Caracterizada por pulsos oscilatórios amortecidos, a I_{com} reflete a natureza RLC do circuito parasita em que ela circula. Dada essa característica pulsada, a metodologia de comparação adotada neste estudo baseou-se na análise dos picos de corrente, permitindo uma avaliação robusta entre os resultados simulados e medidos.

A Figura 5.6 e Figura 5.7 apresenta as formas de onda da corrente de modo comum obtidas por medição experimental e simulação.

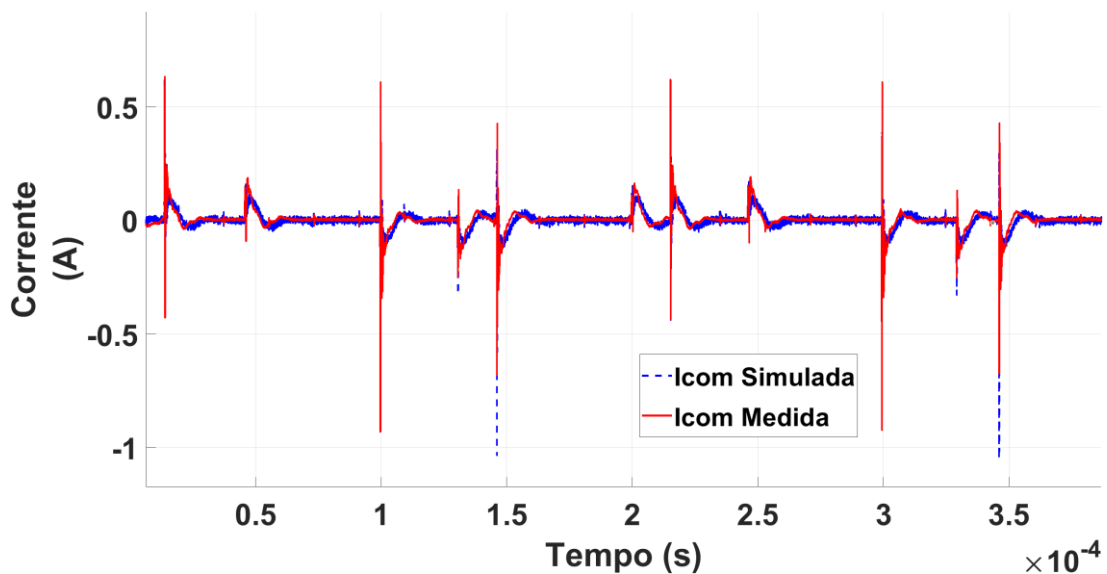


Figura 5.6: Resultado Corrente de modo comum medida e simulada.

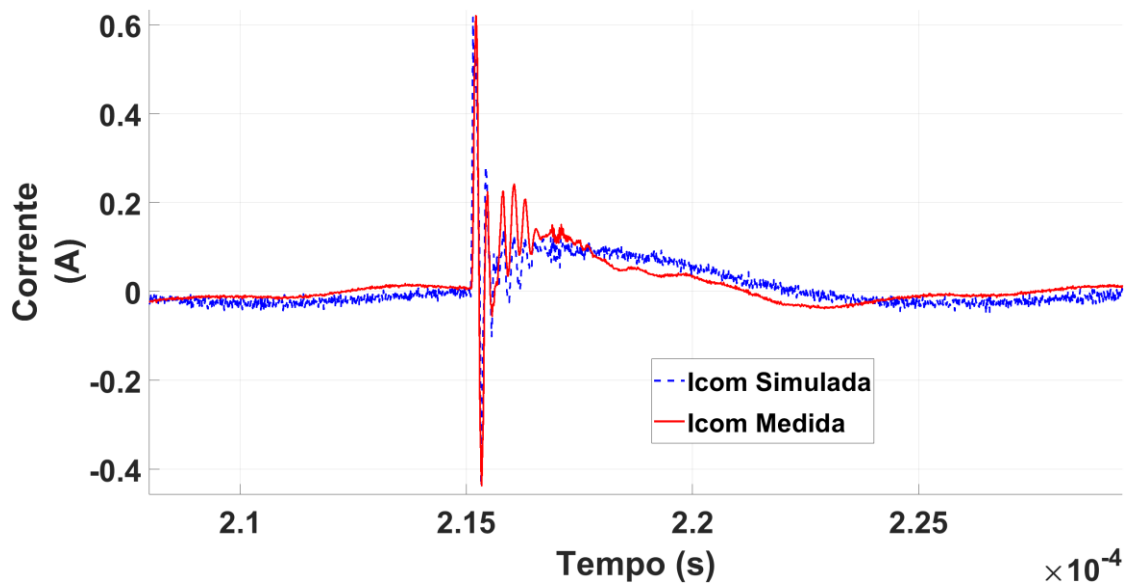


Figura 5.7: Zoom em um dos picos de I_{com} medida e simulada.

Para uma análise comparativa, foi utilizada a seguinte métrica: foram selecionadas 15 manifestações distintas do fenômeno de I_{com} e os respectivos valores de pico foram registrados tanto para as curvas medidas quanto para as simuladas, no mesmo instante de tempo. Os dados dessa comparação estão detalhados na Tabela 5.1, que também inclui a diferença percentual em módulo entre a corrente medida e a simulada para cada pico.

Tabela 5.1: Valores de Picos para I_{com} medidas e simuladas.

I_{com} simulada [A]	I_{com} medida [A]	Diferença
0,792	0,877	10%
0,126	0,120	4%
1,1	0,597	84%
0,147	0,142	3%
0,574	0,605	5%
0,22	0,206	7%
0,78	0,882	12%
0,113	0,112	0%
1,2	0,697	72%
0,17	0,152	12%
0,65	0,612	6%
1,224	0,155	685%
0,796	0,877	9%
0,126	0,120	4%
1,2	0,597	101%

Para tornar a comparação dos resultados ainda mais robusta, foram calculadas a média, mediana e desvio padrão dos valores absolutos dos picos medidos e simulados. Em seguida, essas mesmas métricas foram computadas para as diferenças percentuais entre os picos. Adicionalmente, registrou-se o maior e o menor pico de I_{com} para ambos os casos (medido e simulado). Esses resultados estatísticos estão consolidados na Tabela 5.2, a Figura 5.7 apresenta um *zoom* em uma das manifestações da corrente de modo comum, ilustrando mais claramente a sobreposição das curvas medida e simulada.

Tabela 5.2: Resultados Estatísticos da Comparação dos Picos de I_{com} .

	Medida [A]	Simulada [A]	Diferença
Média	0,606	0,570	25%
Mediana	0,597	0,664	9%
Desvio Padrão	0,411	0,314	23%
Maior pico	0,882	1,124	22%
Menor pico	0,112	0,113	0,892%

A análise dos resultados presentes na Figura 5.6 e na Tabela 5.2 permite inferir a adequação do modelo simulado. Percebe-se que a média das diferenças percentuais entre os picos simulados e medidos é inferior a 30%. Esse valor, acompanhado de outras análises estatísticas, indica uma resposta simulada satisfatória.

Quando se observa os valores das grandezas em Ampères, tanto a média quanto a mediana dos picos simulados se aproximam razoavelmente dos valores medidos. Embora o desvio padrão seja um pouco mais elevado para os valores medidos, o desvio padrão da diferença percentual é de 23%, o que sugere uma boa consistência na correspondência entre os picos simulados e medidos ao longo das 15 manifestações analisadas. Além disso, a diferença percentual entre o maior pico medido e simulado é de 22%, e entre o menor pico é de 0,89%, reforçando a

capacidade do modelo de capturar tanto as amplitudes mais elevadas quanto as mais baixas do fenômeno.

Por fim, embora as diferenças entre os resultados simulados e medidos da I_{com} sejam relativamente pequenas, é fundamental reconhecer que elas persistem. Tais divergências podem ser justificadas principalmente pela inerente dificuldade em simular com precisão um fenômeno de alta frequência e natureza transitória pulsada, cuja complexidade é claramente evidenciada na própria manifestação dos resultados medidos (Figura 5.6). Em suma, as estatísticas apresentadas na Tabela 5.2 validam as observações visuais da Figura 5.6, confirmando que o modelo proposto para a corrente de modo comum é capaz de reproduzir o comportamento experimental com uma precisão aceitável. Essa aceitabilidade é especialmente relevante considerando a complexidade e a natureza altamente dinâmica do fenômeno de I_{com} em sistemas alimentados por inversores.

5.3. Comparação dos Resultados da Tensão Induzida V_{shaft}

A tensão induzida longitudinalmente no eixo (V_{shaft}) é uma grandeza de suma importância na ocorrência e propagação da corrente circulante nos rolamentos. Essa tensão é diretamente derivada do fluxo magnético gerado pela corrente de modo comum, conforme amplamente discutido na seção 2.6.

Devido à complexidade dos fenômenos eletromagnéticos envolvidos a reprodução de V_{shaft} em simulações constitui um desafio notável. Trabalhos anteriores que se dedicaram a modelar esse fenômeno, tais como [50], [51] e [46], consistentemente demonstraram que alcançar uma exatidão elevada na comparação entre os resultados medidos e simulados é uma tarefa árdua, com poucos modelos atingindo uma concordância.

Para a validação do modelo proposto neste estudo, adotou-se a mesma abordagem rigorosa empregada na análise da corrente de modo comum: a comparação ponto a ponto dos valores simulados e medidos para V_{shaft} . Os resultados dessas comparações visuais estão apresentados na Figura 5.8 e Figura 5.9. A Figura 5.8 exibe a forma de onda completa da tensão no eixo, permitindo uma visão geral do comportamento temporal, enquanto a Figura 5.9 destaca uma região

ampliada em um dos picos de tensão, facilitando a análise das correspondências detalhadas entre as curvas.

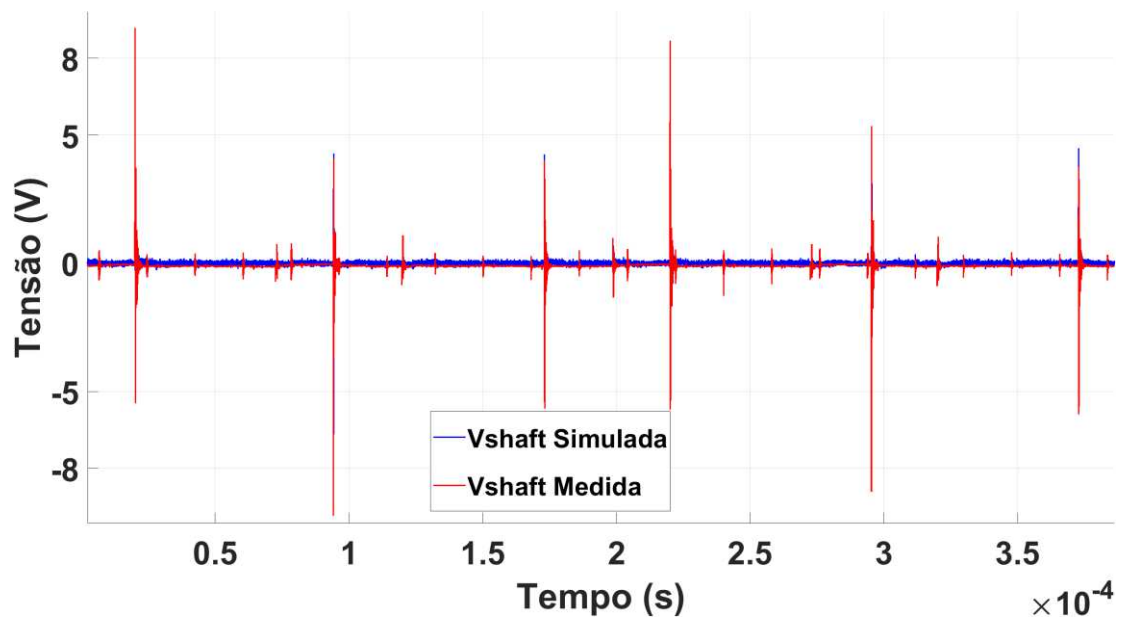


Figura 5.8: V_{shaft} medida e simulada.

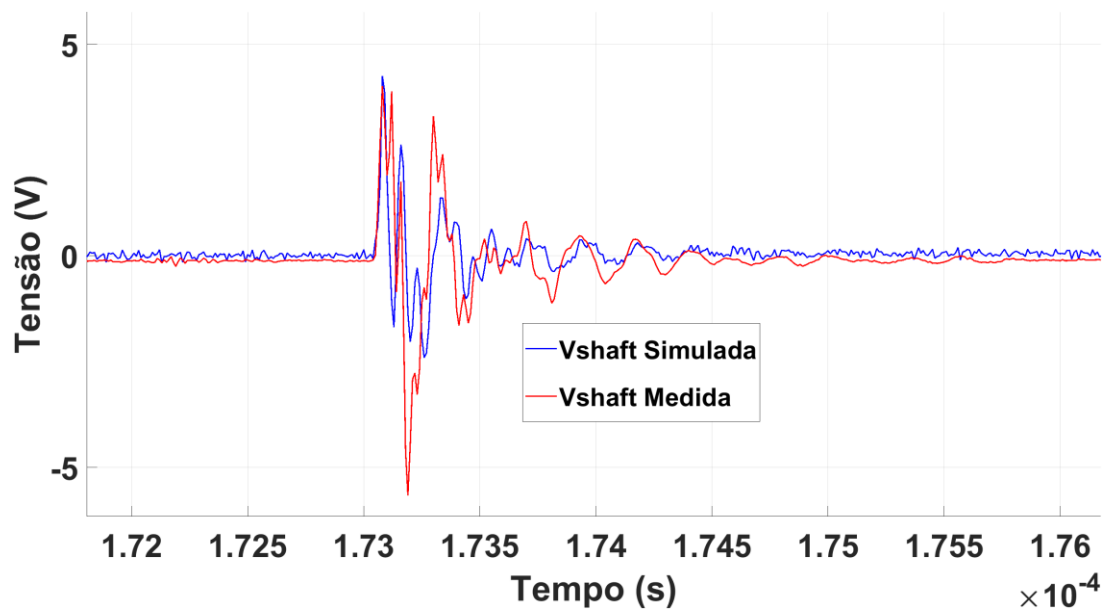


Figura 5.9: Zoom em uma das manifestações de V_{shaft} medida e simulada.

Os dados quantitativos obtidos foram submetidos a uma análise estatística detalhada, cujos resultados estão sintetizados na Tabela 5.3 e Tabela 5.4.

Tabela 5.3: Valores Comparativos dos Picos de V_{shaft} .

V_{shaft} simulada [V]	V_{shaft} medida [V]	Diferença
2,588	9,18	72%
8,26	9,8	16%
0,68	1,09	38%
4,2	4	5%
1,31	1,33	2%
3,1	8,17	62%
7,3	8,6	15%
0,72	1	28%
4,5	3,77	19%
2,5	9,1	73%
7,5	9,8	23%
4,24	4	6%
1,31	1,34	2%
3	5,71	47%
7,5	8,91	16%

Tabela 5.4: Resultados Estatísticos da Comparação dos Picos de V_{shaft} .

	Medida [V]	Simulada [V]	Diferença
Média	5,769	3,928	27%
Mediana	5,71	3,4	16%
Desvio padrão	3,515	2,619	25%
Maior pico	9,8	8,28	16%
Menor pico	0,9	0,69	24%

Observando os resultados da Tabela 4.5, nota-se que a média das diferenças percentuais entre os valores simulados e medidos permanece abaixo de 30%. Este valor, considerando a complexidade inerente à modelagem da tensão no eixo e os

desafios enfrentados por trabalhos anteriores na obtenção de alta exatidão, indica uma boa correspondência entre os resultados experimentais e numéricos.

Embora existam picos individuais com maiores diferenças percentuais (como os 72% e 73% da Tabela 5.3), a análise estatística agregada (média, mediana e desvio padrão das diferenças percentuais) demonstra que o modelo é capaz de capturar a tendência geral e a ordem de grandeza da tensão no eixo de forma satisfatória ao longo de múltiplas ocorrências. A mediana da diferença percentual em 16% também reforça essa concordância. O baixo desvio padrão da diferença percentual (25%) sugere uma consistência na correspondência, mesmo com variações na amplitude dos picos.

Dessa forma, pode-se concluir que o modelo adotado neste trabalho representa adequadamente o fenômeno de indução da tensão no eixo, validando sua aplicação na análise e predição do comportamento da corrente circulante. A capacidade de simular V_{shaft} com essa precisão é um avanço significativo, considerando as dificuldades previamente relatadas na literatura.

5.4. Resultados Tensão Rotor para Estator V_b .

A próxima grandeza analisada e validada é a tensão entre o estator e o rotor (V_b). Essa tensão é um indicador crucial do estresse elétrico sobre os rolamentos do motor, sendo fortemente influenciada pelas capacitâncias intrínsecas C_{wr} (capacitância enrolamento-rotor) e C_{rf} (capacitância rotor-carcaça). A escolha adequada do modelo de simulação para a representação dessas capacitâncias é, portanto, essencial para uma análise precisa de V_b . Além dessas, a capacitância do rolamento (C_b) também desempenha um papel fundamental na representação do fenômeno. No entanto, devido à complexidade associada à sua medição direta, adotou-se como aproximação o valor de C_{wr} para C_b , uma vez que ambas as capacitâncias apresentam a mesma ordem de grandeza, conforme indicado em [12]. Essa simplificação é justificada pela dificuldade de isolar e medir C_b de forma independente em um motor montado, e pela similaridade de seu impacto no circuito equivalente.

Sabendo da importância das capacitâncias nos resultados das simulações a Figura 5.10 demonstra a comparação dos modelos de cálculo das capacitâncias com a medição.

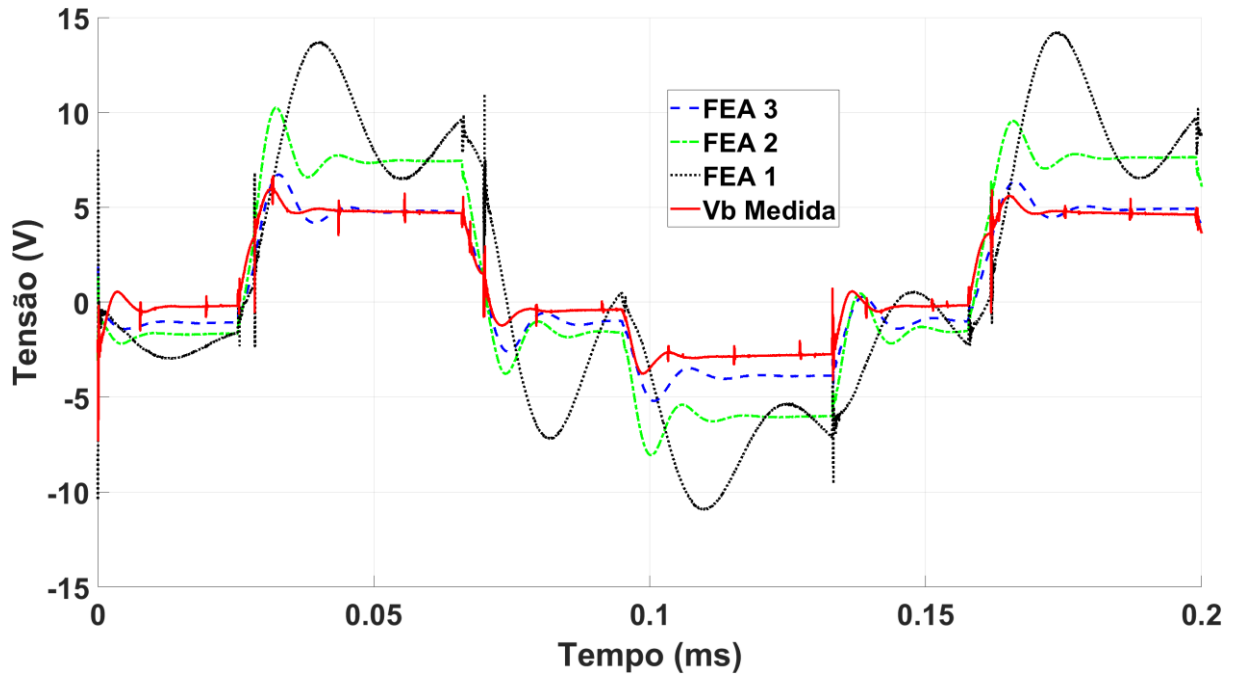


Figura 5.10: Comparação resultados V_b medido com os modelos de cálculo das Capacitâncias.

Observando a Figura 5.10, torna-se clara a importância dos modelos mais completos de cálculo das capacitâncias para a predição da tensão nos mancais (V_b). Os resultados simulados para os modelos de capacitância mais simples, como FEA1 e FEA2, divergem significativamente dos valores medidos experimentalmente. Em alguns pontos, essa diferença pode atingir aproximadamente 63% a mais em comparação com os dados aferidos.

Essa discrepância válida que os valores das capacitâncias parasitas são de suma importância para a representação da tensão V_b . Modelos que capturam com maior precisão a distribuição espacial e os acoplamentos capacitivos dentro do motor, como o modelo FEA3, que considera o posicionamento detalhado das espiras, são essenciais para replicar a tensão que se estabelece através dos mancais. A falha em modelar adequadamente essas capacitâncias resulta em uma superestimação da V_b , o que pode levar a conclusões errôneas sobre o risco de descargas em rolamentos.

Os modelos de cálculo das impedâncias do enrolamento (resistência R_s e indutância L_s) também foram simulados para avaliar sua contribuição na resposta da tensão V_b . No entanto, os resultados obtidos demonstraram que a divergência em V_b devido à variação desses modelos não foi tão expressiva quanto a observada com as capacitâncias.

A principal diferença percebida nas simulações, ao comparar os modelos de R_s e L_s , manifestou-se na não estabilização da tensão após a ocorrência dos eventos de d_v/d_t . Em contraste com a influência marcante das capacitâncias na magnitude e na forma geral da V_b , a escolha do modelo para R_s e L_s impactou primariamente a dinâmica de amortecimento e o comportamento transitório subsequente ao pico da tensão. Essa observação sugere que, embora esses parâmetros sejam relevantes para a representação do caminho da corrente, sua contribuição para a amplitude máxima da tensão V_b pode ser secundária em comparação com os efeitos capacitivos.

Por fim, esta parte da análise se dedicará à comparação do resultado simulado da tensão (V_b) para o caso base do circuito, que representa a configuração do modelo considerada mais otimizada com base nas análises anteriores. A comparação entre os valores medidos e simulados para V_b com esta configuração é apresentada na Figura 5.11, visando observar o comportamento global do circuito na predição desta grandeza.

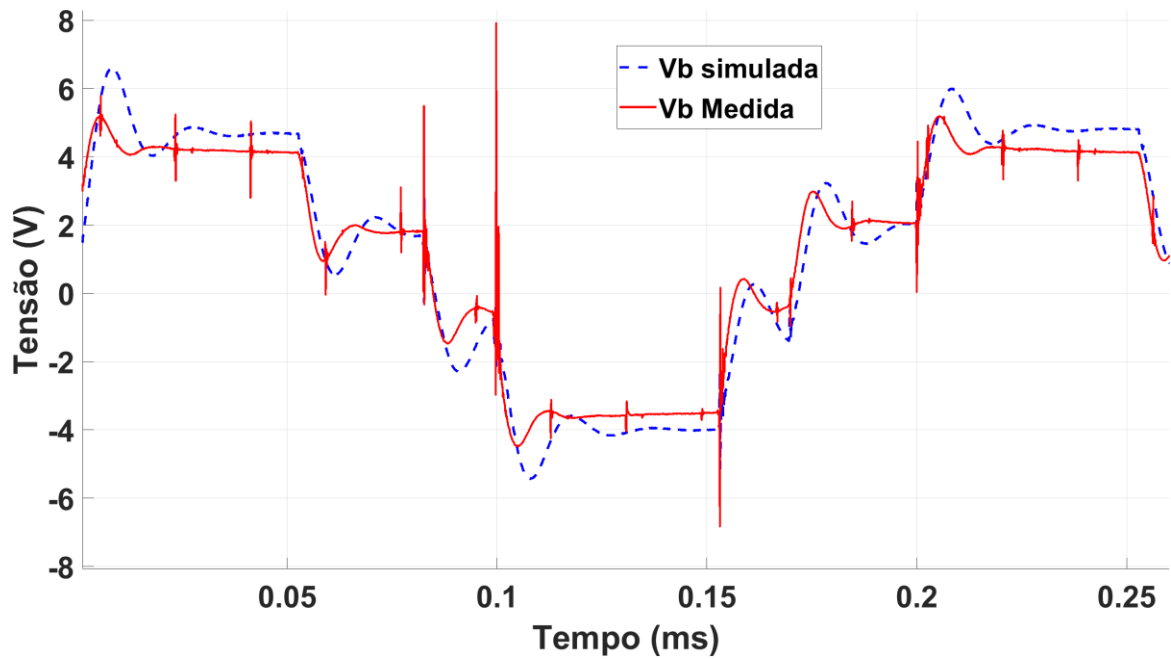


Figura 5.11: Tensão V_b Medida e Simulada.

Observa-se uma boa concordância entre os resultados experimentais e simulados. A análise detalhada revela que nos momentos em que a tensão se estabiliza (nos patamares), a diferença percentual entre os valores simulados e medidos é de aproximadamente 11%. Esse desvio pode ser visualizado mais claramente na Figura 5.12, onde pontos destacados indicam um valor de 4,2 V para a medição e 4,7 V para a simulação em um instante de tempo representativo.

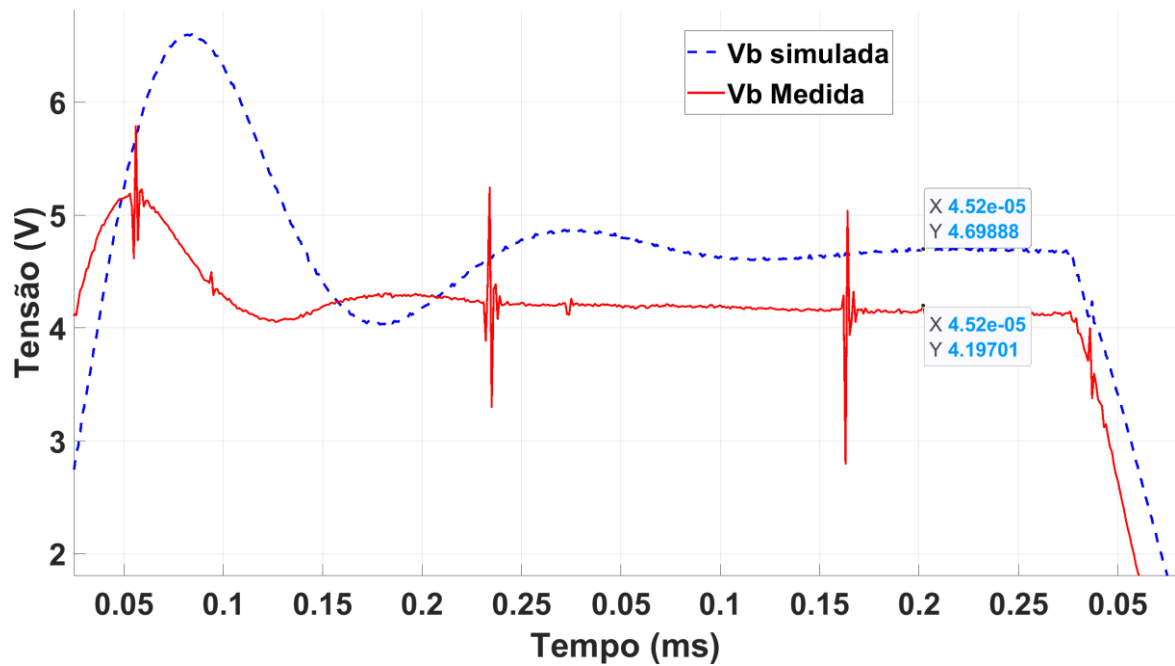


Figura 5.12: Detalhe da tensão V_b medida e simulada, evidenciando a diferença nos patamares.

Adicionalmente, para o instante de tempo destacado na Figura 5.12, o valor medido da tensão de modo comum (V_{com}) foi de 166,95 V, como pode ser visto na Figura 5.13. Com base nesse dado, foi possível calcular o Bearing Voltage Ratio (BVR) para ambas as situações (medida e simulada), considerando os pontos destacados. O BVR é uma métrica crucial para avaliar o risco de danos aos rolamentos, sendo definido como a razão entre a tensão no mancal e a tensão de modo comum. Para os valores medidos, obteve-se um BVR de 2,5%, enquanto para os valores simulados, o BVR foi de 2,8%. A proximidade desses valores de BVR, com uma diferença de apenas 0,3 pontos percentuais, evidencia a coerência entre os modelos de capacitância adotados e os dados experimentais, reforçando a capacidade do modelo de prever o risco de descarga em rolamentos de forma confiável.

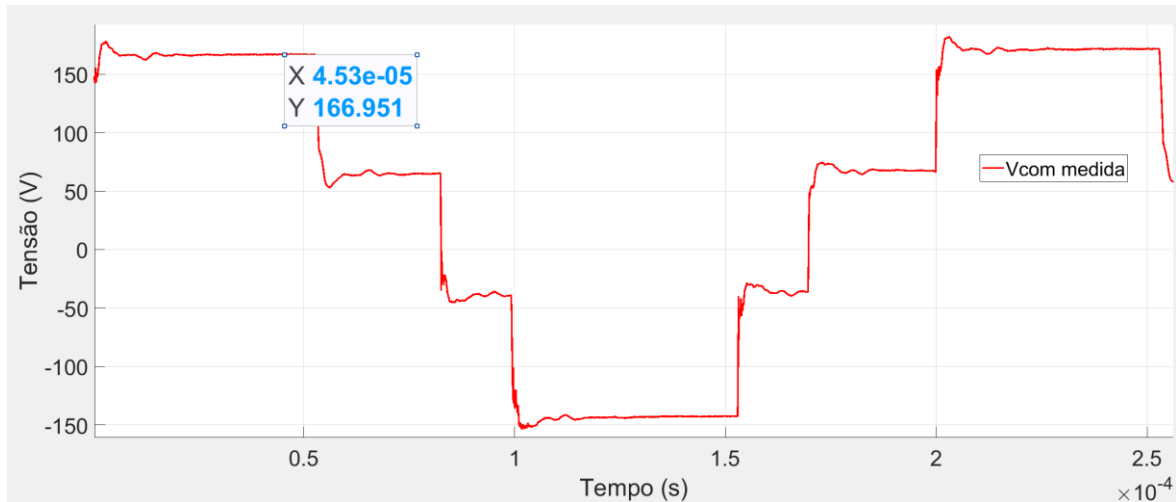


Figura 5.13: Tensão V_{com} , destaque para ponto utilizado no cálculo do BVR.

5.5. Resultado Corrente de Descarga

Nesta etapa, realiza-se a validação da simulação da corrente de descarga (EDM) por meio da comparação com as medições experimentais desta grandeza. A edição feita no circuito equivalente, conforme detalhado na seção 3.2.5.2, onde a chave foi adicionada, permite simular o fenômeno de rompimento da camada lubrificante do mancal. O funcionamento da chave no circuito ocorre quando os valores da tensão no ramo da capacitância que representa o mancal alcançam um patamar de 5 V ou mais. A escolha desse limiar de tensão baseou-se na observação visual dos momentos de rompimento do mancal durante as medições experimentais.

A Figura 5.14, a apresenta uma análise comparativa do comportamento da corrente de descarga para diferentes valores da resistência do rolamento (R_b), simulados como 1 Ω , 10 Ω e 100 Ω , seguindo alguns valores encontrados na literatura em [12]. Por fim, a Figura 5.15 tem a corrente de descarga medida para efeitos de comparação.

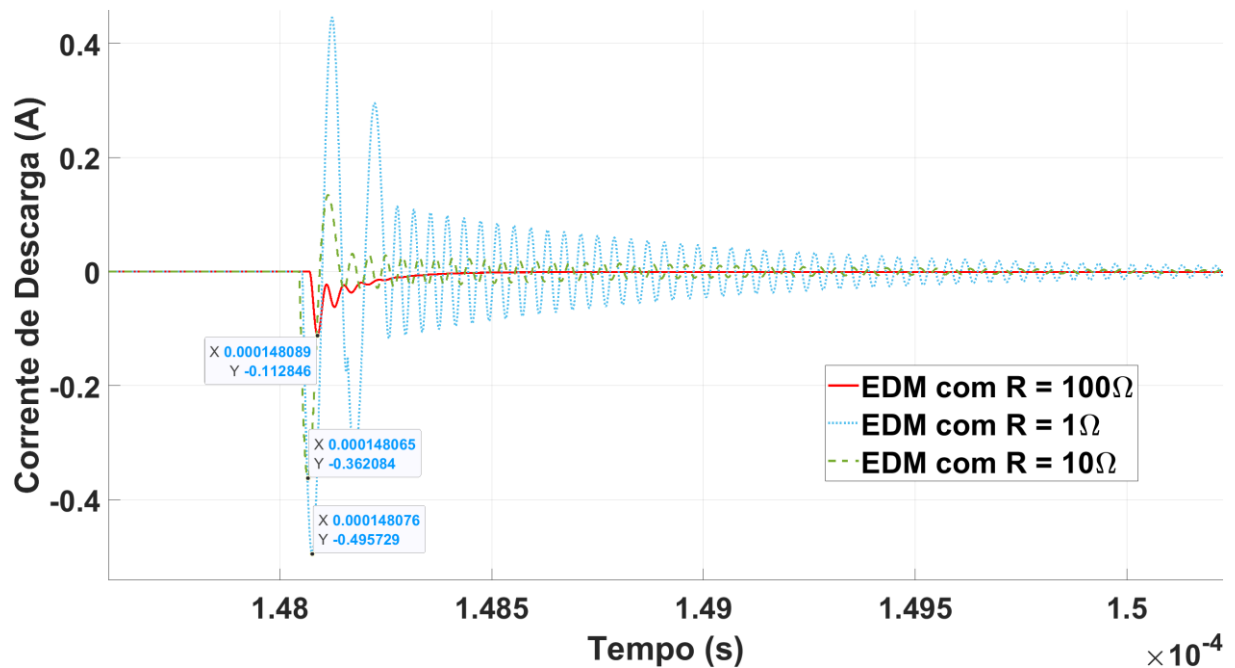


Figura 5.14: EDM simulada para diferentes valores R_b .

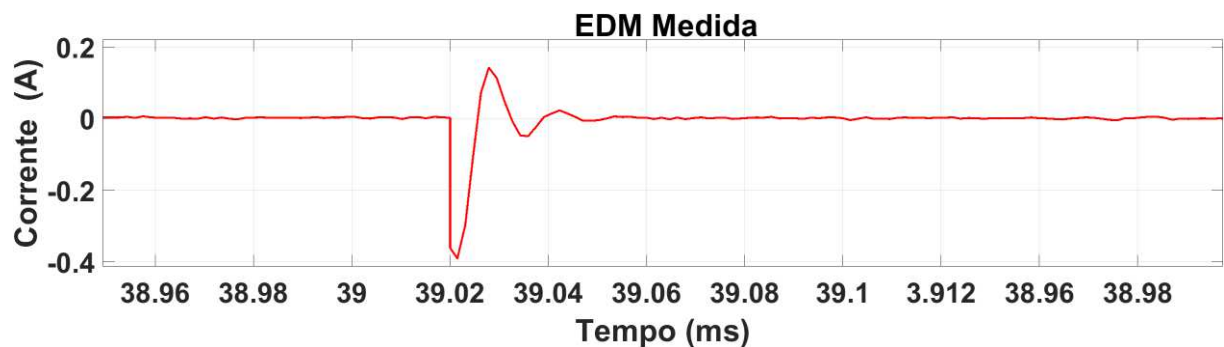


Figura 5.15: EDM medida.

Com o resultado exposto pela Figura 5.14, pode-se observar que a variação dos valores resistivos do mancal (R_b) exerce uma influência significativa no comportamento da corrente de descarga. Esta grande diferença torna-se evidente ao analisar os picos marcados na figura para cada valor de resistência, onde a amplitude e a forma dos pulsos da EDM são alteradas.

Ao comparar os resultados da Figura 5.14 e Figura 5.15, que apresentam, respectivamente, as simulações e as medições das EDMs, percebe-se que os valores simulados para $R_b = 10$ ohms são os que alcançam o pico e o comportamento geral mais próximos aos valores medidos. Esta correlação sugere que 10 ohms representa um valor de resistência do mancal que melhor reflete as condições desta descarga

capturada. Valido ressaltar que este valor de 10 ohms foi o resultado mais próximo em comparação ao demonstrado no modelo do Apêndice A. Uma comparação mais detalhada e quantitativa dessa proximidade é apresentada na Figura 5.16, Figura 5.17 e Figura 5.18. Ressalta-se que, na Figura 5.16 tem-se a simulação da EDM medindo a corrente diretamente no ramo do mancal.

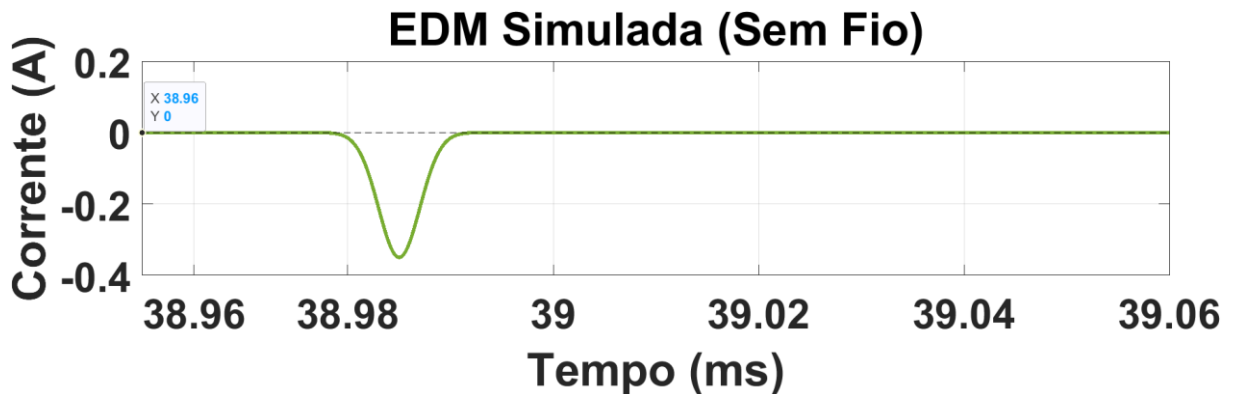


Figura 5.16: Corrente de Descarga Simulada sem presença do ramo RL que representa o fio de medição.

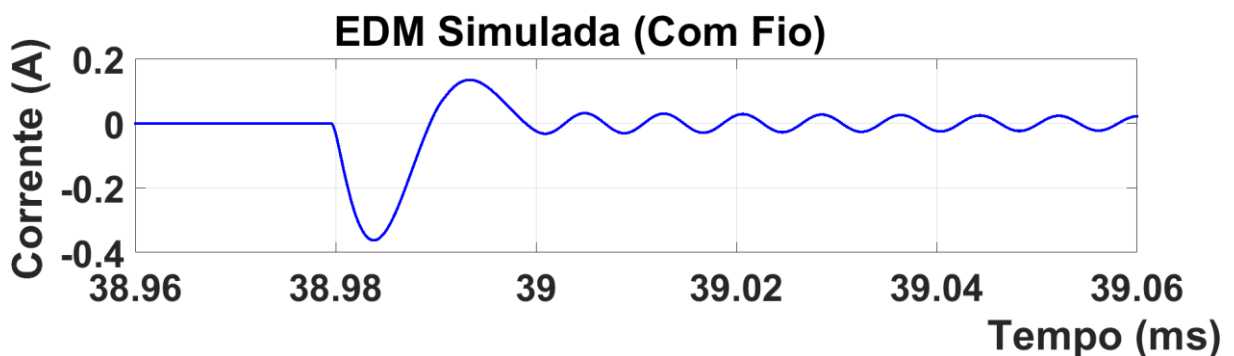


Figura 5.17: Corrente de Descarga Simulada com a presença do ramo RL que representa o fio de medição.

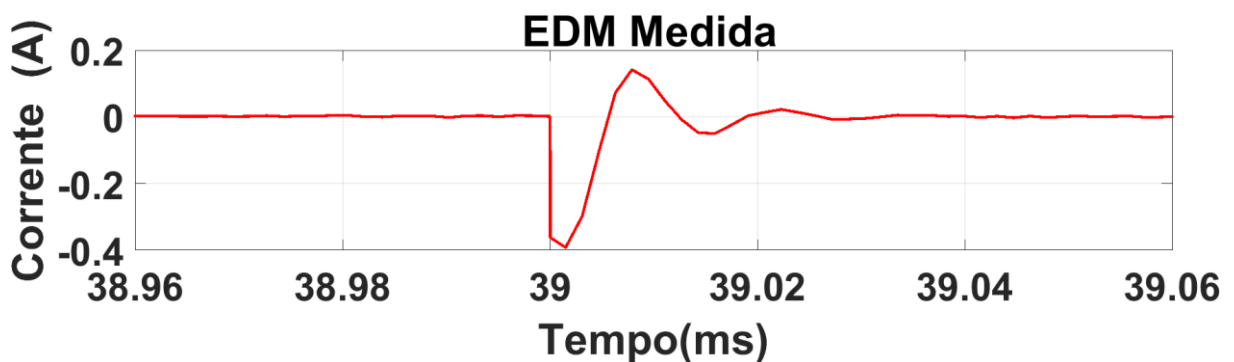


Figura 5.18: Corrente de Descarga Medida.

A comparação da Figura 5.16 e Figura 5.17 revelam que a introdução da representação do fio condutor na simulação, altera ligeiramente a característica do fenômeno. Tradicionalmente, a manifestação da corrente de descarga é esperada como um pulso único, conforme descrito na literatura [28], demonstrado na Figura 5.16. No entanto, o fenômeno medido neste estudo apresenta a presença de um comportamento oscilatório amortecido, que é uma consequência do fio, e essa característica é demonstrada em [52]. Este comportamento oscilatório amortecido foi simulado através da inserção de um ramo RL, o que permite a aproximação das respostas simulada e medida como pode ser visto na Figura 5.17 e Figura 5.18.

Essa validação da EDM ressalta a importância da alteração do circuito proposto na Seção 3.2.5.2. É crucial que o circuito simulado represente fielmente as características dos valores medidos, incluindo o efeito do fio condutor na forma de onda da corrente de descarga. Válido ressaltar que foi demonstrado apenas uma EDM medida podendo, assim, o comportamento do mancal ser diferente para outras ocorrências do fenômeno.

5.6. Resultado Corrente Circulante

A validação da corrente circulante representa um dos maiores desafios neste trabalho, principalmente devido às intrínsecas dificuldades associadas à sua medição experimental. É sabido que este fenômeno ocorre com o rompimento do filme de lubrificação dielétrico formado pela graxa nos rolamentos. Conforme destacado na Seção 2.7, para capturar a I_{cir} , é fundamental monitorar a corrente que flui através do rolamento e a tensão no mancal. Adicionalmente, a análise do circuito que simula a I_{cir} evidencia a crucial importância da tensão induzida no eixo (V_{shaft}) e da corrente de modo comum (I_{com}), uma vez que são essas grandezas as principais responsáveis por gerar as condições para o rompimento do filme dielétrico.

Com o objetivo de investigar a ocorrência de correntes circulantes nos mancais do motor, foi realizada uma exaustiva bateria de medições em diferentes condições operacionais. Conforme sugerido em [12], buscou-se induzir esse tipo de corrente reduzindo a velocidade de operação da máquina. Essa estratégia visa aumentar a probabilidade de rompimento dielétrico no filme de lubrificação, promovido pela tensão

induzida ao longo do eixo (V_{shaft}). A hipótese subjacente é que, em baixas velocidades, o contato físico entre as superfícies metálicas do rolamento se torna mais provável, criando um caminho condutivo favorável à condução de I_{cir} .

Apesar de todas as tentativas sistemáticas realizadas em regime de velocidade reduzida, nenhuma evidência experimental de corrente circulante foi observada. Essa ausência de medição é atribuída, principalmente, às características físicas do motor utilizado nos ensaios. O motor em questão é um modelo WEG de 3 CV com carcaça 90L, apresentando uma altura de eixo (H) igual a 90 mm, de acordo com informações do catálogo técnico da fabricante. A literatura técnica [12], [24] aponta que motores com altura de eixo inferior a 100 mm são, em geral, associados predominantemente apenas a correntes de descarga (EDM) e correntes capacitivas, enquanto as correntes circulantes são predominantemente observadas em motores de maior porte, com $H > 280$ mm.

Esse comportamento está intrinsecamente relacionado à dependência cúbica da tensão induzida ao longo do eixo em relação à altura da carcaça, ou seja, $V_{shaft} \propto H^3$ [24]. Isso implica que motores de pequeno porte, como o utilizado nesta pesquisa, apresentam valores significativamente reduzidos de tensão induzida no eixo, frequentemente insuficientes para gerar a I_{cir} espontaneamente ou para romper o filme de lubrificação de forma consistente. Adicionalmente, estudos como [53] demonstram que, para motores com potências entre 1 e 15 kW e com alturas de eixo inferiores a 100 mm, não se observam correntes circulantes significativas, a menos que se recorra a artifícios experimentais, como a conexão direta entre a pista externa do rolamento e o eixo rotor por meio de escovas condutivas, uma técnica que não foi adotada neste estudo, a fim de manter a integridade operacional da máquina.

Portanto, embora tenha sido realizada uma tentativa exaustiva e sistemática de identificação de I_{cir} , os resultados obtidos são plenamente coerentes com o porte e as características construtivas do motor analisado, corroborando a predominância de correntes EDM e capacitivas em máquinas de pequeno porte. Ainda assim, a impossibilidade de registrar experimentalmente as correntes circulantes representa uma limitação inevitável do trabalho em termos de validação experimental direta dessa grandeza.

Mesmo diante da ausência de dados experimentais diretos para a corrente circulante (I_{cir}), a simulação desse fenômeno prosseguiu. Esta simulação é fundamentada no modelo de circuito equivalente já desenvolvido neste trabalho, cujos parâmetros e comportamentos para outras grandezas (como Z_{com} , I_{com} e V_b) foram validados e discutidos nas seções anteriores.

É crucial ressaltar que, para esta simulação da corrente circulante, o modelo considera uma condição em que a camada dielétrica do mancal já foi rompida. Isso implica que a resistência do mancal (R_b) é assumida como sendo muito baixa ou próxima de zero, permitindo assim o fluxo da corrente. Dessa forma, o cálculo assume a premissa de que, se a tensão induzida fosse suficiente para superar a rigidez dielétrica da camada lubrificante, a corrente circulante esperada sob tais condições seria a demonstrada. O resultado da simulação da corrente circulante está apresentado na Figura 5.19, onde se observa que a corrente simulada atinge picos na faixa de 350 mA a 400 mA.

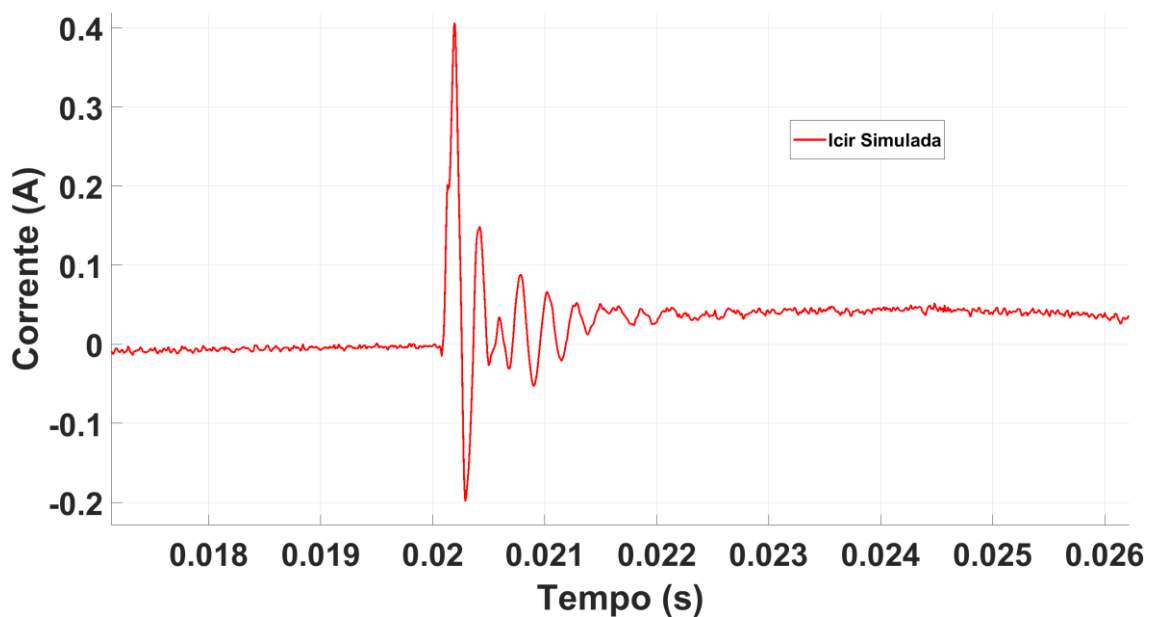


Figura 5.19: Resposta da Simulação Corrente Circulante.

Essa abordagem representa uma contribuição relevante, pois a modelagem foi realizada utilizando a técnica de Vector Fitting, permitindo a adequação do circuito para representar o fenômeno de forma robusta e precisa em um amplo espectro de frequências. Essa metodologia possibilita o cálculo de modelos de circuito

equivalentes que capturam o comportamento dinâmico complexo, mesmo em situações em que a medição direta é inviável. Dessa maneira, mesmo sem a possibilidade de medição direta da corrente circulante no motor utilizado, a metodologia desenvolvida possibilita sua análise e compreensão, fornecendo subsídios importantes para estudos futuros sobre a ocorrência desse fenômeno em máquinas elétricas de diferentes portes e sob diversas condições operacionais.

5.7. Conclusões do Capítulo

Este capítulo foi dedicado à validação experimental dos modelos de alta frequência, dos métodos de cálculo e das simulações desenvolvidos nos capítulos anteriores. A análise comparativa entre os resultados de simulação e os dados obtidos em bancada permitiu avaliar a acurácia e a robustez da metodologia proposta.

Os principais pontos de destaque deste capítulo são:

- **Validação da Impedância de Modo Comum (Z_{com}):** A comparação entre as medições e as simulações da impedância de modo comum demonstrou uma excelente concordância, confirmando a validade do modelo de circuito equivalente em elementos concentrados. Esse resultado é crucial, pois a Z_{com} é a grandeza que fundamenta o comportamento de alta frequência do sistema.
- **Análise das Grandezas de Modo Comum:** A validação das grandezas V_{com} , I_{com} e V_b também apresentou uma boa correlação com as medições. As discrepâncias observadas em alguns pontos foram analisadas, e suas causas foram atribuídas a variações nas capacitâncias parasitas e a simplificações do modelo.
- **Simulação das Correntes de Rolamento:** A metodologia de simulação da corrente circulante (I_{cir}) e da corrente de descarga elétrica nos mancais (EDM) demonstrou ser uma ferramenta eficaz para prever o comportamento desses fenômenos transitórios, fornecendo uma base sólida para a análise de falhas.

6. DETECÇÃO E ANÁLISE CONTÍNUA DE DESCARGAS ELÉTRICA EM MANCAIS.

A necessidade de compreender a severidade e a frequência dos eventos de descarga elétrica em mancais (EDMs) durante longos períodos de funcionamento de máquinas elétricas impulsionou o desenvolvimento de uma metodologia de medição contínua. Tais descargas, mesmo que de curta duração, são reconhecidamente um fator crítico que pode levar à degradação acelerada e, conseqüentemente, à falha prematura dos mancais.

Para observar o comportamento do sistema em um regime operacional prolongado e quantificar a exposição do mancal a esses eventos, este capítulo detalha o desenvolvimento e a implementação de um sistema robusto de aquisição e análise contínua. Essa metodologia permite registrar e caracterizar as EDMs ao longo do tempo, fornecendo insights cruciais sobre a dinâmica do fenômeno e seu potencial impacto na confiabilidade do motor.

A análise e medição de correntes de descarga em mancais (EDM) impõem desafios significativos, especialmente quando se busca observar o fenômeno com alta resolução temporal e por longos períodos. Esta etapa descreve detalhadamente o desenvolvimento de uma metodologia de aquisição contínua de sinais relacionados a EDM, empregando um osciloscópio digital configurado para uma amostragem de 4 ns, com foco na aquisição contínua de dados. São apresentados as decisões técnicas tomadas, os obstáculos enfrentados, as adaptações em relação à proposta original do projeto e a implementação prática de um sistema de aquisição robusto com rotinas desenvolvidas em Python.

O objetivo principal foi desenvolvimento de um sistema capaz de registrar a ocorrência de descargas EDM por longos períodos, sem que houvesse necessidade de intervenção manual no processo de aquisição. Duas abordagens foram propostas:

1. Aquisição contínua com análise posterior, onde os dados seriam capturados integralmente e o processo de identificação/classificação das descargas ocorreria em pós-processamento.

2. Identificação online das descargas, com o armazenamento somente nos instantes de ocorrência, com uso de algum tipo de trigger ou detecção por *threshold* no próprio osciloscópio.

Considerando que a natureza do fenômeno EDM se caracteriza por eventos de curta duração, da ordem de nanossegundos, e pela imprevisibilidade de sua ocorrência, optou-se pela primeira estratégia: capturar todos os dados com alta resolução temporal e fazer a análise posterior. Esta decisão foi justificada pela necessidade de manter a integridade de todo o sinal registrado, possibilitando não apenas a detecção das descargas, mas também a análise de seus padrões e correlações com outros sinais, como corrente e tensão de modo comum.

6.1. Metodologia de Medição Contínua

Para garantir uma aquisição robusta e confiável, desenvolveu-se um código em Python, através dos comandos disponíveis em [54] e utilizando a biblioteca PyVISA para comunicação com o osciloscópio via rede local (LAN). A escolha por controlar a aquisição via computador em vez de depender do armazenamento no próprio osciloscópio ou em *pendrive* foi motivada por cinco fatores principais:

- Velocidade de armazenamento e leitura;
- Facilidade de automação e controle dos parâmetros;
- Organização dos dados para análise posterior;
- Maior velocidade e estabilidade de comunicação em comparação com USB;
- Controle programático total sobre os parâmetros de aquisição;

A metodologia seguiu as seguintes etapas:

1. Estabelecimento da comunicação com o osciloscópio e verificação do ID do instrumento;
2. Configuração dos parâmetros de aquisição;
3. Alternância entre os canais CH1, CH2 e CH3, capturando sinais de corrente rolamento, tensão rotor para carcaça e corrente de modo comum, respectivamente;
4. Armazenamento dos blocos adquiridos em arquivos.mat, com os vetores de tempo relativos e amplitude ajustada para cada canal com base nos parâmetros fornecidos pelo osciloscópio;

5. Ciclagem dos blocos com controle de tempo de aquisição, de forma que cada novo bloco é salvo após a conclusão do anterior, sem reinicialização do processo de medição.

Esse código foi projetado para ser de fácil uso. Para operá-lo, o usuário deve apenas configurar o IP do osciloscópio e o tempo total desejado para aquisição. Os pontos de alterações e a sequência lógica do código está disponível no fluxograma da Figura 6.1. Os dados serão salvos automaticamente no diretório local (D:\Users\vinic\Desktop\osciloscopio), com nomes indexados por bloco.

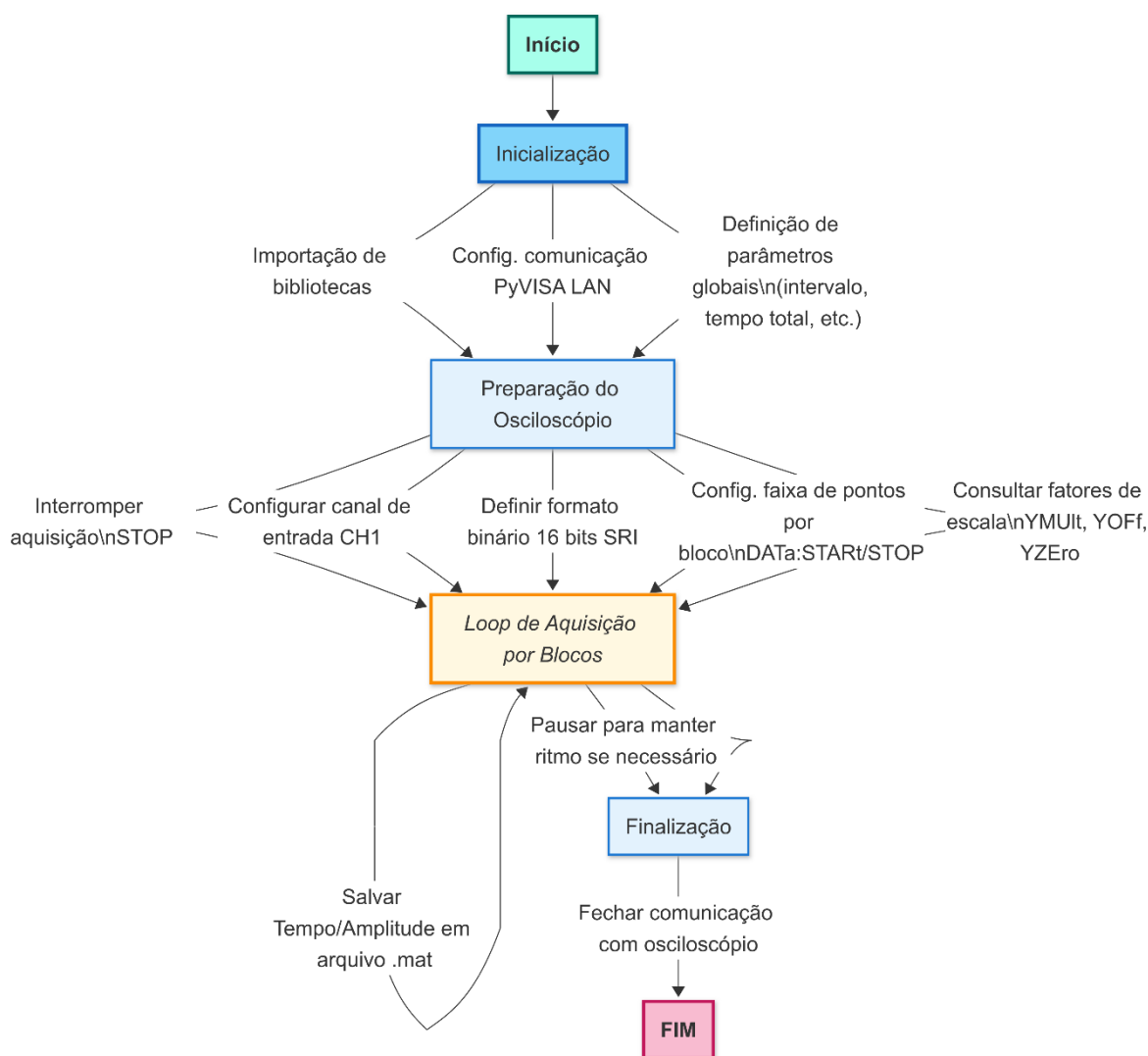


Figura 6.1: Diagrama do código de captura contínua da EDM.

A Figura 6.1 detalha o fluxograma que representa a sequência lógica e as operações do código de aquisição contínua. Este processo se estrutura em fases bem definidas: Principia-se com a Inicialização, responsável por carregar as bibliotecas

necessárias, estabelecer a comunicação PyVISA via LAN e definir os parâmetros globais de aquisição. Em seguida, a etapa de Preparação do Osciloscópio configura o instrumento, ajustando detalhes como o canal de entrada, o formato binário de 16 bits (SRI), a faixa de pontos por bloco e a consulta dos fatores de escala (YMULT, YOFF, YZERO) para uma correta interpretação dos dados. O cerne da operação reside no Loop de Aquisição por Blocos, uma estrutura iterativa que gerencia a captura contínua dos dados em segmentos, garantindo o ritmo desejado por meio de pausas controladas e o salvamento progressivo dos vetores de tempo e amplitude em arquivos .mat. Finalmente, a fase de Finalização é responsável por encerrar a comunicação com o osciloscópio, concluindo o ciclo de aquisição de forma organizada.

6.1.1.Requisitos Técnicos e Desafios da Medição

Para garantir a resolução necessária na captura das descargas (EDM), foi adotado um intervalo de amostragem de 4 ns, o que equivale a uma taxa de amostragem de 250 MS/s (mega amostras por segundo).

Essa escolha não foi arbitrária, ela se baseou na análise das formas de onda das descargas observadas experimentalmente. A Figura 6.2 **Error! Reference source not found.**, por exemplo, ilustra uma corrente de descarga EDM capturada diretamente do osciloscópio, com alta resolução gráfica. É possível notar que a parte principal do pulso ocorre em um intervalo de aproximadamente 20 ns.

Além disso, as simulações das respostas da EDM confirmaram que a taxa de amostragem selecionada é adequada para representar o fenômeno com fidelidade, preservando a forma geral da descarga e sua resolução temporal. Essas respostas de simulação serão apresentadas em seções posteriores deste trabalho.

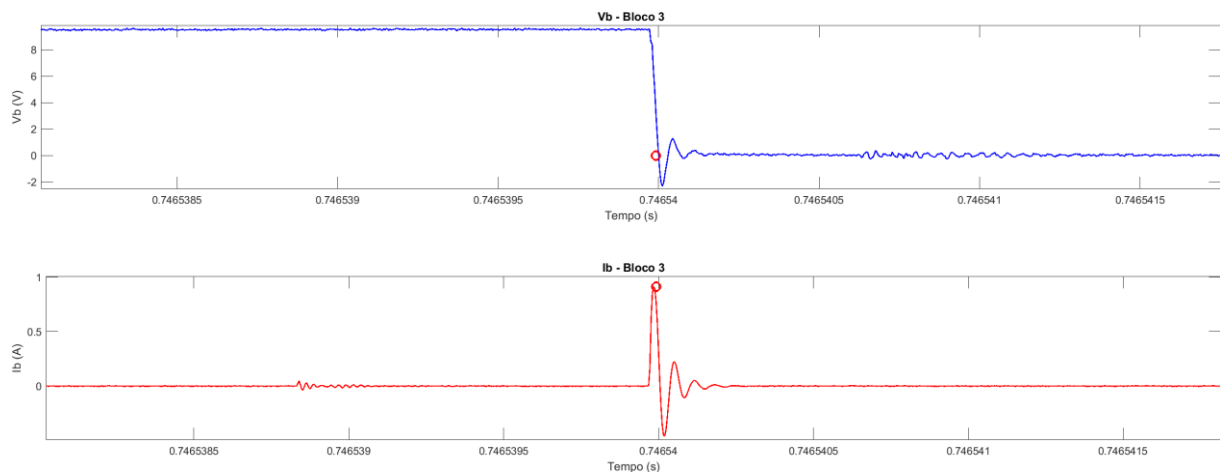


Figura 6.2: Medição da EDM e tensão V_b .

Entretanto, essa alta resolução impõe um desafio direto ao sistema de aquisição: apenas 1 segundo de aquisição contínua com esse intervalo gera 250 milhões de amostras, o que demanda soluções específicas de armazenamento, transmissão e processamento dos dados.

Durante os testes com o osciloscópio, observou-se que o equipamento possui uma limitação prática de aquisição direta de 250.000 pontos por comando, especialmente quando se opta por transferir os dados via ASCII, formato que evita perdas de precisão típicas da aquisição binária. Essa limitação levou à necessidade de dividir a aquisição em janelas temporais discretas, criando blocos de dados com 1 ms de duração cada, pois para cada janela de 1 ms, com aquisições a cada 4 ns, gera exatamente 250.000 amostras.

Portanto, mesmo com a captura contínua ativada no osciloscópio, a transmissão para o computador ocorre em janelas, e existe um intervalo de tempo mínimo entre um bloco e outro, relativo ao tempo de leitura, formatação e escrita dos dados no sistema de armazenamento.

6.1.2. Estratégia de Aquisição de Dados e Análise de Intervalos para Monitoramento de Descargas em Mancais

Este trabalho apresenta uma metodologia otimizada para a captura de dados de descargas em mancais, crucial para o monitoramento de eventos transitórios e

intermitentes. A estratégia empregada tira proveito da capacidade interna de aquisição contínua do osciloscópio. Mesmo que a transmissão dos dados para o computador ocorra em blocos discretos, a implementação otimizou a comunicação para minimizar o atraso entre os comandos de aquisição e a efetiva transferência de dados. Ao estruturar o protocolo de comunicação para capturar os blocos com a maior agilidade possível, garantiu-se uma recomposição do fluxo de dados essencialmente contínua, fundamental para a detecção completa dos eventos de descarga.

Com essa otimização, foram capturados 76.244 blocos de 1 ms cada, totalizando pouco mais de 76 segundos de sinal contínuo, amostrado a cada 4 ns. Os blocos foram salvos sequencialmente em arquivos .mat, organizados por índice e canal, o que possibilitou a recomposição exata da linha temporal para análise posterior.

Apesar da eficiência da estratégia, observou-se, durante a análise, um espaçamento inevitável entre os blocos de aquisição. Este intervalo não é diretamente controlado pelo osciloscópio ou pelo código de captura, mas decorre do tempo necessário para a solicitação dos dados via interface VISA, a leitura do *buffer* do osciloscópio e a gravação no disco rígido do computador. Mesmo com o controle rigoroso dos tempos no código e a configuração do osciloscópio em modo contínuo, esses processos introduzem uma descontinuidade entre os blocos.

Para quantificar esse espaçamento entre as janelas de aquisição, o código de captura foi adaptado para registrar os tempos exatos entre cada bloco. Esses dados foram então utilizados por um segundo código para a geração de análises temporais detalhadas.

Devido às limitações de espaço de armazenamento em testes, a análise inicial foi realizada com 2.000 blocos, um valor significativamente menor que o total da aquisição final. No entanto, para garantir a representatividade dos resultados, o procedimento foi repetido com diferentes quantidades de blocos (100, 500, 1.000 e 1.500). Os resultados demonstraram convergência, com variações mínimas nas casas decimais menos significativas. Essa estabilidade permitiu extrapolar os dados para os 76.247 blocos capturados no experimento final, assumindo a constância do comportamento do intervalo entre blocos ao longo do tempo.

A partir desses dados, obteve-se um intervalo médio entre blocos de 372,129 ms, com um desvio padrão de 27,574 ms. O intervalo mínimo registrado foi de 297,817 ms e o intervalo máximo de 902,861 ms.

Esta análise de intervalo é crucial para justificar que, apesar do tempo de medição efetivo de os dados ter sido de 76 segundos, o motor operou por várias horas. Isso representa uma contribuição importante do trabalho, pois permite uma análise aprofundada da ocorrência das correntes de descarga no mancal ao longo de um extenso período de funcionamento.

6.1.3. Metodologia de Detecção e Análise Computacional das EDMs

A detecção das EDMs apresenta um desafio significativo devido à sua natureza de curta duração e alta intensidade, frequentemente mascaradas por ruídos e transientes não relacionados ao fenômeno. Para superar essa dificuldade, foi desenvolvido um código em MATLAB que implementa critérios rigorosos de identificação, possibilitando a contagem e análise das ocorrências detectadas.

Para assegurar uma caracterização abrangente e confiável das correntes de descarga, o algoritmo foi concebido para realizar uma análise temporal contínua. Nesta abordagem, os blocos de dados são concatenados diretamente, sem a inclusão de lacunas temporais, assumindo uma aquisição ideal e ininterrupta.

Durante a análise de cada bloco, três grandezas físicas são processadas simultaneamente: corrente no mancal (I_b), tensão no mancal (V_b) e corrente de modo comum (I_{com}). A inclusão da corrente de modo comum é fundamental para evitar falsos positivos, uma vez que alterações em V_b podem ser decorrentes do chaveamento do inversor e não necessariamente de uma descarga EDM. Isso ocorre porque a tensão no mancal é uma componente refletida da tensão de modo comum (V_{com}), e a ausência de medição direta desta última exige um mecanismo de validação indireto via I_{com} . Desse modo, dentro de cada bloco, são aplicados os seguintes critérios de detecção:

- A corrente no rolamento (I_b) deve apresentar um pico superior a 90 mA.
- A tensão no rolamento (V_b) deve vir de um patamar superior a 1 V e cair para menos de 50 mV (configuração oscilatória amortecida).

- A corrente de modo comum (I_{com}) não pode apresentar pico significativo no momento da descarga (limite de 10% do pico de I_b).

Com o intuito de proporcionar uma avaliação dos sinais registrados, foi implementada uma janela de análise temporal de 600 ns, centrada na suposta ocorrência de uma descarga EDM. Essa janela é composta por 300 ns antes e 300 ns após o instante de interesse, garantindo a captura completa do comportamento oscilatório amortecido que caracteriza esse tipo de fenômeno. A definição dessa extensão temporal foi fundamentada na necessidade de isolar eventos de curta duração e alta intensidade, típicos das descargas EDM, ao mesmo tempo em que se busca eliminar componentes de baixa frequência e ruídos não correlacionados.

Para validar visualmente essa estratégia, a Figura 6.3 apresenta a aplicação da janela de 600 ns sobre os sinais de tensão no mancal (V_b) e corrente no mancal (I_b). As linhas pontilhadas demarcam os limites da janela, permitindo observar que a região selecionada contempla o início abrupto da descarga, bem como sua evolução e atenuação ao longo do tempo. Tal ilustração reforça a adequação da abordagem adotada, demonstrando que a janela temporal proposta é capaz de enquadrar com fidelidade os eventos relevantes, favorecendo a robustez e a confiabilidade do processo de detecção.

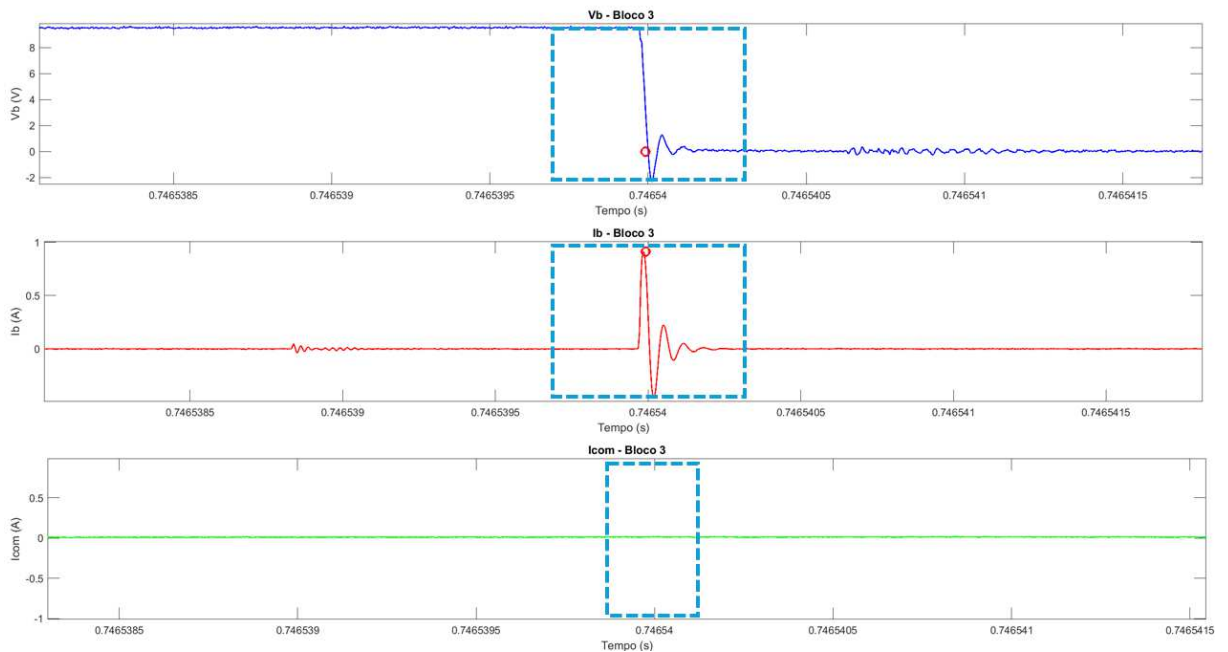


Figura 6.3: Tensão V_b e Corrente I_b com a janela de 600 ns destacada e Corrente I_{com} com janela de 200 ns destacada.

No caso específico da corrente de modo comum (I_{com}), foi adotada uma janela de análise mais restrita, de 200 ns no total, como demonstrado na Figura 6.3, compreendendo 100 ns antes e 100 ns depois do pico identificado em I_b . Essa decisão foi baseada em testes realizados com o código, que demonstraram que janelas maiores, como 600 ns, tendem a incluir flutuações subsequentes não relacionadas diretamente ao evento principal. A janela reduzida para I_{com} evita interpretações equivocadas sobre a simultaneidade das ocorrências e melhora a robustez da detecção.

Na Figura 6.4, é apresentado exemplo de resultado gráfico gerado pelo código, marcando o ponto de identificação da EDM e evidenciando o funcionamento da ferramenta de detecção. Neste exemplo, observam-se com clareza os critérios sendo satisfeitos simultaneamente: a queda amortecida da tensão V_b , o pico abrupto da corrente I_b , e a ausência de perturbação significativa na corrente de modo comum I_{com} .

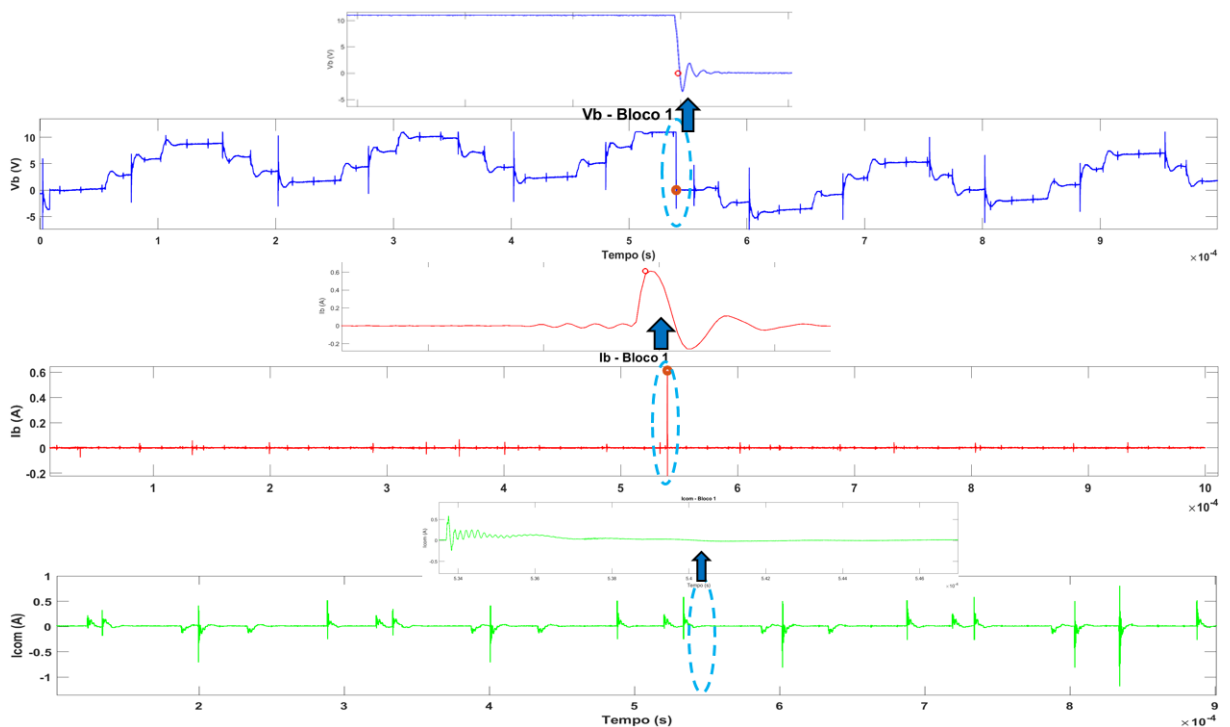


Figura 6.4: Tensão no mancal, Corrente no mancal e Corrente de modo comum com destaque para ocorrência da descarga.

A validação do código de detecção de eventos de descarga elétrica nos mancais foi realizada de forma criteriosa. Para assegurar sua confiabilidade,

procedeu-se a uma análise visual detalhada dos gráficos de corrente do mancal em mais de 100 casos distintos, espaçados temporalmente, confirmando a correta identificação dos eventos. Uma vez detectados, esses eventos são sistematicamente armazenados em uma matriz, que registra os instantes exatos de ocorrência e os respectivos valores de pico da corrente I_b , permitindo a realização de diversas análises quantitativas e estatísticas subsequentes.

A lógica de funcionamento e os passos sequenciais executados por este algoritmo de detecção são demonstrados no fluxograma apresentado na Figura 6.5. Esta figura serve como um guia visual que descreve o fluxo de processamento, desde a entrada dos dados até a identificação e o registro dos eventos de EDM.

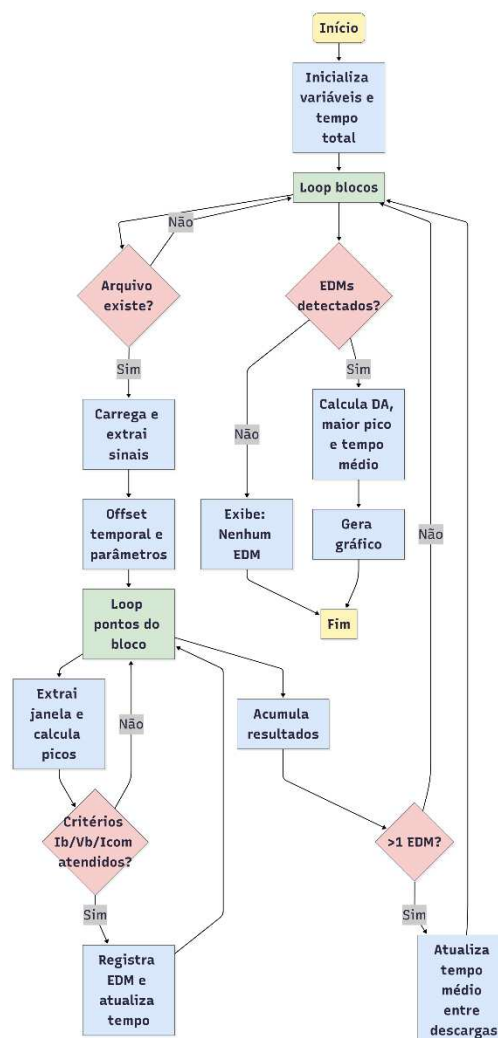


Figura 6.5: Fluxograma Código de detecção EDM.

A Figura 6.5, detalha o fluxograma do algoritmo desenvolvido para a detecção e análise contínua de descargas em mancais (EDMs) a partir dos dados adquiridos.

O processo inicia-se com a Inicialização das variáveis e do tempo total de análise. Em seguida, o algoritmo entra em um Loop de Blocos, responsável por verificar a existência e carregar sequencialmente cada arquivo de dados adquirido. Uma vez que o bloco é carregado e seus sinais extraídos, procede-se ao ajuste do offset temporal e outros parâmetros para o processamento subsequente.

O cerne da detecção ocorre no Loop de Pontos do Bloco, onde janelas temporais são extraídas e os picos de sinal são calculados. A confirmação da ocorrência de uma EDM é dada quando critérios específicos, baseados nas grandezas I_b , V_b e I_{com} , são atendidos, resultando no registro do evento, na atualização do tempo e na acumulação dos resultados pertinentes. Após o processamento de um bloco, o sistema verifica se alguma EDM foi detectada; em caso afirmativo, são calculados parâmetros diagnósticos como a Densidade de Atividade (DA), o maior pico de descarga e o tempo médio entre eventos, com a possibilidade de geração de gráficos. Se múltiplos eventos forem detectados no mesmo bloco, o tempo médio entre descargas é atualizado, garantindo uma métrica contínua do fenômeno antes de o algoritmo retornar ao processamento do próximo bloco de dados ou finalizar sua execução.

6.2. Análise Provenientes da Medição Contínua da EDM

A análise das EDMs a partir da metodologia de medição contínua exigiu a aplicação de estratégias estatísticas robustas para extrair informações significativas do comportamento do mancal ao longo do tempo sob a influência dessas descargas.

Para alcançar uma análise mais aprofundada e confiável, foram empregadas as seguintes abordagens estatísticas: análise do histograma dos picos das correntes, quantidade de descargas pelo tempo medido, maior pico de corrente, acúmulo de descargas ao longo do tempo.

Essas propostas de análise estatística foram selecionadas e adaptadas para fornecer uma avaliação mais robusta e abrangente do comportamento do mancal sob a ação das correntes de descarga eletrolítica. O objetivo é transcender a simples detecção do fenômeno, permitindo uma compreensão da sua dinâmica e do seu

potencial de causar danos aos rolamentos ao longo da vida útil do motor. Os resultados obtidos a partir dessas análises serão detalhados nas próximas subseções.

6.2.1. Histograma de Picos da EDM

Para compreender a distribuição dos picos de corrente identificados durante os eventos EDM, foi construído um histograma baseado na frequência de ocorrência das amplitudes, utilizando faixas de 0.02 A. Essa ferramenta estatística permite visualizar o comportamento predominante dos valores registrados ao longo da medição.

A análise dos dados do histograma demonstrado na Figura 6.6 revelou que aproximadamente 92% dos eventos de descarga concentram-se no intervalo entre 0.09 A e 0.20 A, indicando que descargas de baixa a média intensidade são as mais recorrentes no sistema observado. Adicionalmente, foi identificado o surgimento de uma cauda longa na distribuição, com eventos se estendendo até 0.9 A. Essa característica evidencia a presença de descargas mais intensas, embora com menor frequência.

Um aspecto importante observado no histograma é a raridade dos picos superiores a 0.6 A para esse período capturado. Apesar de esporádicos, esses eventos são de grande interesse, pois sua magnitude pode estar associada a danos localizados e severos nos mancais, como fusões pontuais ou desgaste acelerado por erosão térmica. Portanto, eles devem ser cuidadosamente monitorados.

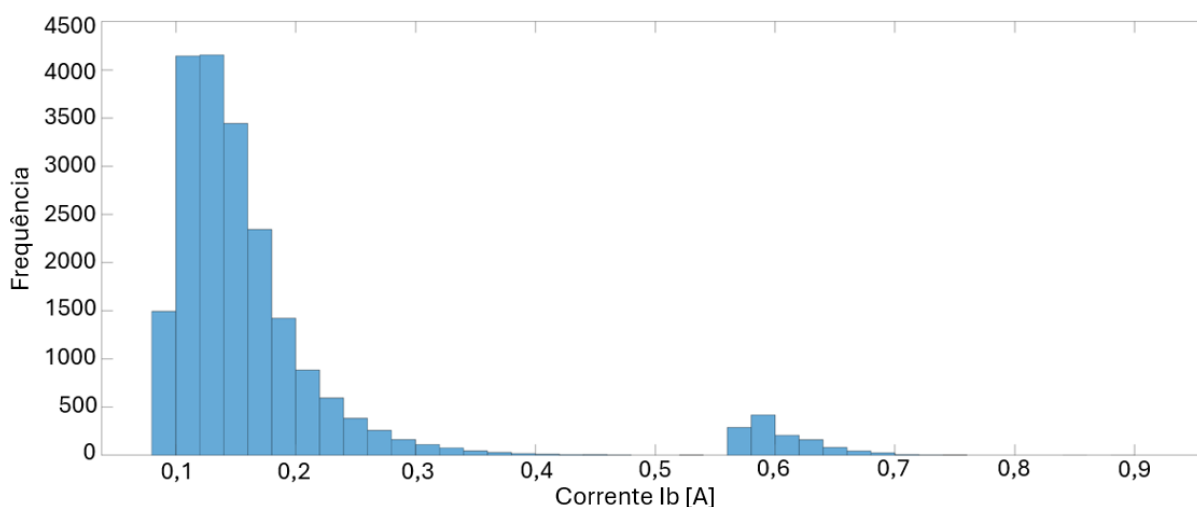


Figura 6.6: Histograma EDM para 20907 descargas em 76,244 segundos.

6.2.2.Quantidade de Descarga por Tempo Medido

A quantidade de descarga por tempo medido (*Discharge Activity DA*) representa uma métrica fundamental para quantificar o nível de atividade elétrica por descargas EDM ao longo do tempo. Conceitualmente, ela expressa a frequência média de ocorrências, em termos de número de eventos detectados por segundo, sendo utilizada na literatura técnica como um indicador da quantidade de eventos que o mancal está submetido.

Esse índice é particularmente útil porque fornece uma medida agregada da severidade do fenômeno ao longo da operação do motor, permitindo comparações entre diferentes condições de carga, velocidade e temperatura. Em contextos industriais, valores elevados de DA têm sido associados a maior probabilidade de falhas prematuras nos mancais devido à ação contínua de micro descargas elétricas [34].

A DA foi calculada com base na definição apresentada em [34], conforme expressa na Equação 6.1:

$$DA = \frac{\text{Total de EDM detectadas}}{\text{Tempo medido}} \quad 6.1$$

Neste estudo, a DA foi estimada considerando 20.907 eventos EDM detectados ao longo de um tempo total de 76,244 segundos de medição efetiva equivalente à soma dos tempos reais de aquisição dos blocos, desconsiderando os intervalos de transmissão. A aplicação direta da equação resulta no valor de 274,21 eventos/s

Esse resultado evidencia uma taxa de atividade extremamente elevada durante os períodos efetivamente amostrados, fornecendo uma estimativa da intensidade com que os mancais estão sendo submetidos às descargas. Além disso, a análise da DA permite inferir o comportamento do sistema mesmo nos intervalos de tempo em que não houve aquisição, funcionando como um índice representativo da agressividade elétrica média enfrentada ao longo do experimento.

6.2.3. Maior Pico da Corrente EDM

Entre os milhares de eventos detectados, o mais intenso atingiu um pico de corrente de 0,910 A, registrado em 2,539 milissegundos após o início da aquisição, sendo o único pico acima de 0,9 A registrada nesta medição. A identificação de um evento com essa magnitude é de extrema relevância, pois picos elevados de corrente estão diretamente associados à possibilidade de falhas por fusão localizada, erosão por arco elétrico e degradação acelerada dos mancais.

6.2.4. Acúmulo de Descargas ao Longo do Tempo

A análise do acúmulo de descargas ao longo do tempo baseia-se na metodologia proposta por [34], com o objetivo de monitorar a evolução da ocorrência de eventos EDM à medida que o tempo de operação do motor avança. Na Figura 6.7, apresenta-se um gráfico de pontos que exibe a quantidade de descargas detectadas em intervalos de 10 segundos, ao longo do período contínuo de medição. Observa-se uma tendência de queda na taxa de ocorrências com o passar do tempo, comportamento que está em consonância com os resultados apresentados em [34].

Embora o tempo representado no eixo horizontal dos gráficos de medição contínua corresponda ao tempo de aquisição de cada bloco de dados, ele está intrinsecamente relacionado ao tempo real de funcionamento acumulado do motor. Isso implica que, nas últimas janelas de medição, o motor já havia operado por várias horas, o que permite observar o comportamento do sistema em um regime mais estabelecido.

Nessa fase de operação prolongada, é possível notar uma tendência de estabilização na frequência das descargas. Essa estabilidade torna-se particularmente evidente em intervalos como o de 15 a 45 segundos, onde o número de eventos por janela de medição se mantém em uma faixa relativamente constante. A mesma estabilidade é observada na faixa entre 65 e 75 segundos. Tal comportamento sugere que, após um período inicial de operação que pode apresentar uma atividade elétrica mais intensa, o sistema atinge uma condição de regime quase estacionário, caracterizado por um padrão mais estável de descargas. Essa interpretação é reforçada pela comparação com os dados apresentados na referência

[34], que exibem uma tendência semelhante de estabilização do número de descargas ao longo do tempo de operação, corroborando a validade do comportamento observado em nosso motor.

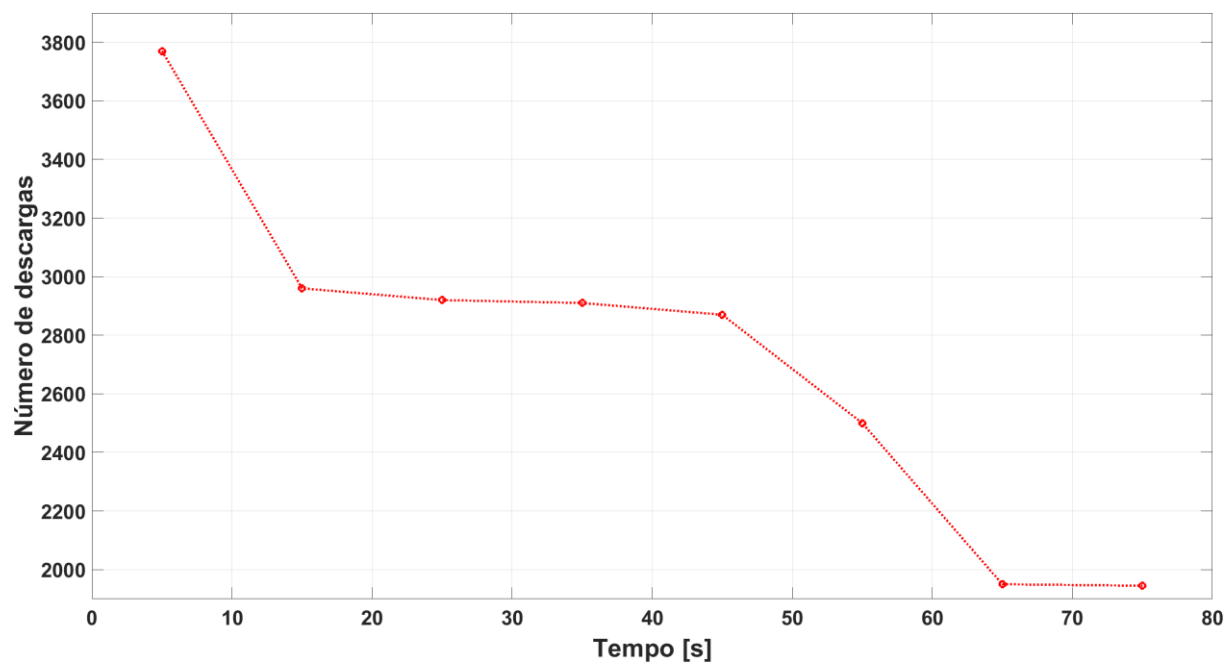


Figura 6.7: Gráfico de Acúmulo de Descarga ao Longo do Tempo.

6.2.5. Resumo dos Indicadores Estatísticos

A seguir, apresenta-se na Tabela 6.1 os principais indicadores estatísticos extraídos da análise dos eventos EDM detectados:

Tabela 6.1: Indicadores Estatísticos da Análise Contínua da EDM.

Indicador	Valor
Total de blocos analisados	76.244
Número total de EDMs detectadas	20.907
Discharge Activity (DA)	274,2 eventos/s
Tempo médio entre descargas	3,67 ms
Maior pico de corrente I_b	0,9100 A (em 2,539 ms)

A Tabela 6.1 resume os principais achados da análise estatística e permite uma rápida visualização do comportamento geral do fenômeno EDM ao longo da aquisição. Os valores apresentados servem de base para comparações futuras e validações em outros regimes de operação.

A combinação entre histograma, DA, pico máximo e tempo médio entre eventos permite uma visão abrangente do comportamento das descargas EDM sob diversas condições de operação.

O processamento dos dados medidos permitiu a extração de informações valiosas sobre a ocorrência de descargas elétricas em mancais, atendendo integralmente às diretrizes de análise propostas. As métricas obtidas oferecem suporte quantitativo para a avaliação do dano, sendo compatíveis com as publicações de referência.

Em síntese, os resultados alcançados com a metodologia de detecção e análise contínua de EDMs demonstraram-se robustos, fornecendo uma visão abrangente do comportamento das descargas em mancais sob condições operacionais estendidas. A capacidade de registrar eventos por períodos prolongados permitiu quantificar a atividade elétrica, revelando, por exemplo, que aproximadamente 92% dos eventos de descarga concentram-se em amplitudes entre 0.09 A e 0.20 A, e que a Discharge

Activity (DA) atinge um valor significativo de 274,2 eventos/s. Contudo, é importante ressaltar que, apesar da eficácia da abordagem proposta em capturar e caracterizar o fenômeno, há oportunidades para aprimoramento nas análises futuras, como a exploração de algoritmos de detecção em tempo real mais sofisticados ou a investigação de correlações mais profundas com outros parâmetros operacionais. Os dados obtidos e a metodologia desenvolvida pavimentam o caminho para estudos futuros mais detalhados sobre a prognose de falhas em mancais induzidas por EDMs.

6.3. Conclusões do Capítulo

Este capítulo focou na quantificação e caracterização dos eventos de descarga elétrica em mancais (EDMs) por meio de uma metodologia de medição contínua. Diferente da validação pontual de modelos, esta etapa teve como objetivo analisar o comportamento do fenômeno em um regime operacional prolongado, fornecendo dados estatísticos de alta relevância.

Os principais pontos abordados foram:

- **Sistema de Medição Contínua:** Foi desenvolvido e implementado um sistema robusto de aquisição de dados que permitiu o registro ininterrupto de sinais de alta frequência, superando os desafios de medições em regime de operação.
- **Análise Estatística das EDMs:** A metodologia permitiu quantificar a severidade e a frequência das descargas, fornecendo dados essenciais como o número de eventos por segundo (Discharge Activity - DA) e os picos de corrente. Esses resultados fornecem um diagnóstico preciso do estresse elétrico sobre os mancais.
- **Contribuição para a Manutenção Preditiva:** A capacidade de registrar e caracterizar as EDMs de forma contínua abre caminho para a implementação de sistemas de monitoramento em tempo real e de manutenção preditiva, permitindo a detecção precoce de problemas e a tomada de decisões baseadas em dados concretos para prolongar a vida útil do equipamento.

7. CONCLUSÃO

7.1. A Pesquisa

Esta dissertação investigou, de forma aprofundada, os fenômenos de alta frequência que emergem em motores de indução alimentados por inversores PWM. O foco principal do trabalho foi o desenvolvimento de uma metodologia de modelagem, simulação e validação experimental para compreender a geração e a propagação de correntes de modo comum e suas consequências diretas na integridade dos mancais, manifestadas como descargas elétricas (EDMs). Uma contribuição central residiu na comparação de diferentes metodologias de cálculo para os parâmetros do circuito, visando aprimorar a acurácia do modelo.

Através de uma integração entre modelagem em elementos concentrados e simulações numéricas refinadas por Análise de Elementos Finitos (FEM) – que abordaram desde as capacitâncias parasitas (enrolamento-carcaça, enrolamento-rotor, rotor-carcaça) até as impedâncias do enrolamento do estator e do núcleo, considerando o efeito pelicular e a dependência frequencial – foi possível representar os caminhos de circulação das correntes parasitas. A caracterização da indutância da cabeça de bobina (L_{ov}), com a escolha de formulações que capturam sua variação com a frequência, revelou ser fundamental, com o modelo de 0,412 mH apresentando a melhor correlação com os dados medidos.

A validação do modelo foi um pilar central, comparando os resultados simulados com medições experimentais das principais grandezas:

- Impedância de Modo Comum (Z_{com}): A comparação das metodologias de cálculo demonstrou que as capacitâncias modeladas via FEA 2 e FEA 3, que consideram o posicionamento das espiras, reduziram o erro, enquanto o cálculo da resistência e indutância dos enrolamentos utilizando permeabilidade magnética complexa e condutividade equivalente (Modelo (iii)) proporcionou uma contribuição para a qualidade da resposta simulada da Z_{com} .
- Corrente de Modo Comum (I_{com}): As simulações revelaram que os modelos de cálculo para a resistência e indutância dos enrolamentos (R_s e L_s) são os que mais influenciam os valores simulados de I_{com} . Embora os picos simulados se

aproximem dos medidos, a dinâmica de amortecimento pós-pico é sensível à representação das perdas, evidenciando a superioridade do modelo que incorpora permeabilidade complexa e condutividade equivalente.

- Tensão nos Mancais (V_b / V_{shaft}): A simulação da tensão nos mancais sublinhou a importância crítica das capacitâncias. Modelos mais simples (FEA 1 e 2) resultaram em divergências de até aproximadamente 63% a mais em comparação com os valores medidos, validando que a representação precisa das capacitâncias é crucial para esta grandeza. A influência dos modelos de R_s e L_s foi menos pronunciada na magnitude, afetando principalmente a estabilização pós-transiente.
- Corrente de Descarga (EDM): A metodologia de detecção contínua permitiu uma análise aprofundada. As simulações demonstraram que a resistência do mancal (R_b) exerce uma grande influência, e o valor de 10 ohms se mostrou o mais próximo do comportamento medido em termos de pico e forma. A análise contínua de 76,244 segundos de dados revelou 20.907 eventos de EDM, com uma Discharge Activity (DA) de 274,2 eventos/s e um tempo médio entre descargas de 3,67 ms. Notavelmente, 92% dos eventos se concentraram entre 0.09 A e 0.20 A, e o maior pico registrado foi de 0,910 A.
- Corrente Circulante (I_{cir}): Embora sem validação experimental direta, a simulação da I_{cir} , sob a premissa de rompimento da camada dielétrica do mancal ($R_b \approx 0$), indicou picos na faixa de 350 mA a 400 mA, demonstrando a capacidade preditiva do modelo para este fenômeno.

Em suma, a sinergia entre modelagem e validação experimental provou ser um referencial metodológico sólido, fornecendo um arcabouço conceitual e prático para o entendimento e mitigação dos fenômenos de alta frequência em máquinas elétricas. Os resultados alcançados sublinham a importância crítica de se considerar esses efeitos desde as etapas iniciais de projeto e especificação de máquinas, especialmente em sistemas com acionamento eletrônico, contribuindo para a otimização da confiabilidade e vida útil dos mancais.

7.2. Proposta de Trabalhos Futuros

Com base nas contribuições significativas deste trabalho e nas oportunidades identificadas para aprimoramento e expansão, sugere-se as seguintes direções para futuras pesquisas:

- **Quantificação do Potencial de Dano:** Aprofundar a compreensão da degradação dos rolamentos, utilizando os resultados obtidos neste estudo para quantificar o potencial de dano causado pelas descargas elétricas. Isso pode ser feito através da integração do modelo elétrico com modelos termo-mecânicos de mancais, considerando o acoplamento entre os efeitos térmicos gerados pelas descargas. Tal abordagem permitiria simulações mais realistas da vida útil do mancal sob estresse elétrico.
- **Estudo Abrangente de Tecnologias de Rolamento e Lubrificantes:** Realizar ensaios comparativos com mancais de diferentes materiais e tipos de lubrificante para identificar parâmetros críticos que influenciam a rigidez dielétrica e a suscetibilidade a falhas por EDM. A incorporação dos parâmetros elétricos dos mancais (como suas características resistivas e indutivas durante a descarga) obtidos em ensaios específicos, como os detalhados no anexo desta dissertação, pode ser integrada aos modelos de alta frequência para uma representação ainda mais completa do comportamento do mancal durante a descarga.
- **Aplicação de Técnicas de Inteligência Artificial para Monitoramento Preditivo e Detecção:** Explorar o uso de algoritmos de aprendizado de máquina e redes neurais para a análise dos extensos dados de medição de alta frequência. O objetivo seria o desenvolvimento de ferramentas avançadas de monitoramento preditivo, capazes de detectar, classificar e prever eventos de descarga e outras anomalias com maior precisão e autonomia, otimizando a manutenção preditiva.
- **Expansão da Metodologia para Motores de Médio e Grande Porte:** Avaliar a generalização dos modelos e das metodologias desenvolvidas para motores industriais de potências superiores. Isso permitiria adaptar e validar as estratégias de mitigação para diferentes escalas de aplicação, considerando as

particularidades construtivas e operacionais desses equipamentos e as variações nos acoplamentos parasitas.

- **Avanço na Modelagem Eletromagnética de Regiões Críticas:** Embora este trabalho tenha feito avanços significativos, a modelagem eletromagnética tridimensional (3D) de regiões complexas como a cabeça de bobina e a interface entreferro-enrolamento pode proporcionar uma precisão ainda maior na determinação das capacitâncias parasitas e na análise das distribuições de campo elétrico e magnético em alta frequência, refinando a representação dos caminhos de corrente.
- **Análise da Influência de Diferentes Topologias de Inversores PWM:** Investigar o impacto de diversas estratégias de modulação PWM e topologias de inversores (e.g., multilevel, de banda larga) na formação das correntes de modo comum e na degradação dos mancais, propondo soluções específicas para cada caso.

Essas propostas visam ampliar a aplicabilidade e o impacto do conhecimento gerado, contribuindo para o avanço contínuo na área de confiabilidade e eficiência de sistemas de acionamento elétricos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C.-Y. Lee, Y.-J. Hsieh, and T.-A. Le, "Induction Motor Fault Classification Based on Combined Genetic Algorithm with Symmetrical Uncertainty Method for Feature Selection Task," *Mathematics*, vol. 10, no. 2, 2022, doi: 10.3390/math10020230.
- [2] F. Ferreira, B. Ge, and A. de Almeida, "Reliability and Operation of High-Efficiency Induction Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, p. 1, 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2600677.
- [3] F. J. T. E. Ferreira, M. V Cistelecan, and A. T. de Almeida, "Evaluation of Slot-Embedded Partial Electrostatic Shield for High-Frequency Bearing Current Mitigation in Inverter-Fed Induction Motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 2, pp. 382–390, 2012, doi: 10.1109/TEC.2012.2187452.
- [4] W. Tong, *Mechanical Design of Electric Motors*. CRC Press, 2014. doi: 10.1201/b16863.
- [5] Shaotang Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, "Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 1365–1370, 1996, doi: 10.1109/28.556640.
- [6] S. Sundeep, S. Member, J. Wang, S. Member, and A. Griffio, "Holistic Modeling of High-Frequency Behavior of Inverter-Fed Machine Winding , Considering Mutual Couplings in Time Domain," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 57, no. 1, pp. 6044–6057, 2021, doi: 10.1109/TIA.2021.3105954.
- [7] A. von Jouanne, Haoran Zhang, and A. K. Wallace, "An evaluation of mitigation techniques for bearing currents, EMI and overvoltages in ASD applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1113–1122, 1998, doi: 10.1109/28.720452.
- [8] O. Magdun, Y. Gemeinder, and A. Binder, "Investigation of influence of bearing load and bearing temperature on EDM bearing currents," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, Sep. 2010, pp. 2733–2738. doi: 10.1109/ECCE.2010.5618061.

- [9] P. L. Alger and H. W. Samson, "Shaft currents in electric machines," *J. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 42, no. 12, pp. 1325–1334, Dec. 1923, doi: 10.1109/JoAIEE.1923.6593419.
- [10] S. Chen, T. A. Lipo, and D. Fitzgerald, "Source of induction motor bearing currents caused by PWM inverters," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 11, no. 1, pp. 25–32, Mar. 1996, doi: 10.1109/60.486572.
- [11] S. Chen and T. A. Lipo, "Circulating Type Motor Bearing Current in Inverter Drives," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 4, no. 1, pp. 32–38, Jan. 1998, doi: 10.1109/2943.644884.
- [12] A. Mütze, *Bearing Currents in Inverter-Fed AC-Motors*, 1st ed. Germany: Shaker-Verlag GmbH, 2004.
- [13] S. Liu *et al.*, "Analysis of the Influence of Parasitic Capacitances on Common-Mode EMI in Double Sided Cooling Power Modules," in *2024 2nd China Power Supply Society Electromagnetic Compatibility Conference (CPEMC)*, IEEE, Aug. 2024, pp. 20–25. doi: 10.1109/CPEMC65359.2024.00011.
- [14] A. Mütze, "Thousands of hits: on inverter-induced bearing currents, related work, and the literature," *e i Elektrotechnik und Informationstechnik*, vol. 128, no. 11–12, pp. 382–388, Dec. 2011, doi: 10.1007/s00502-011-0053-1.
- [15] T. Plazenet, T. Boileau, C. Caironi, and B. Nahid-Mobarakeh, "A Comprehensive Study on Shaft Voltages and Bearing Currents in Rotating Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 4, pp. 3749–3759, Jul. 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2818663.
- [16] A. M. Alzamora, C. Azevedo Júnior, J. C. Leão Veloso Silva, J. Antônio Gomes Da Silva, and H. De Paula, "Inverter-Induced Bearing Currents: Analysis for Journal Bearings," in *2025 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, May 2025, pp. 469–474. doi: 10.1109/IEMDC60492.2025.11061180.
- [17] J. E. Ruiz-sarrio, S. Member, F. C. Member, and C. Martis, "Sensitivity Analysis of a Numerical High-Frequency Impedance Model for Rotating Electrical Machines," *2022 Int. Conf. Electr. Mach.*, pp. 1260–1266, 2022, doi:

10.1109/ICEM51905.2022.9910666.

- [18] R. C. F. . and Ê. M. T. A. Do Carmo. Vinicius, “Determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução utilizando o método dos elementos finitos,” 2023, doi: 10.1109/INDUSCON58041.2023.10374816.
- [19] J. P. and J. A. K. Vostrov, “The role of end-winding in building up parasitic capacitances in induction motors,” pp. 154–159, 2019.
- [20] O. Magdun, A. Binder, A. Rocks, and O. Henze, “Prediction of common mode ground current in motors of inverter-based drive systems,” in *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, IEEE, Sep. 2007, pp. 806–811. doi: 10.1109/ACEMP.2007.4510552.
- [21] O. Magdun, A. Binder, and Y. Gemeinder, “Representation of iron core and dielectric losses for calculation of common mode stator ground currents in inverter-fed AC machines,” in *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, IEEE, May 2010, pp. 371–376. doi: 10.1109/OPTIM.2010.5510495.
- [22] D. A. Hewitt, S. Sundeep, S. Member, J. Wang, S. Member, and A. Griffio, “High Frequency Modeling of Electric Machines Using Finite Element Analysis Derived Data,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 71, no. 2, pp. 1432–1442, 2024, doi: 10.1109/TIE.2023.3260357.
- [23] C. Behrendt, “Common-Mode Impedance Prediction of a High Frequency Hairpin Stator Winding Based on FEM and Modified Nodal Analysis,” *2022 Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives, Autom. Motion*, pp. 20–26, 2022, doi: 10.1109/SPEEDAM53979.2022.9841953.
- [24] A. Muetze and A. Binder, “Practical Rules for Assessment of Inverter-Induced Bearing Currents in Inverter-Fed AC Motors up to 500 kW,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1614–1622, Jun. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.894698.
- [25] M. Túlio and A. Êvo, “Blindagens Eletrostáticas Para Atenuação Das Correntes Nos Mancais Do Motor De Indução: Análise Computacional De Sua Eficácia E Impacto No Desempenho Do Motor,” 2020.

- [26] D. Hyypio, "Mitigation of Bearing Electro-Erosion of Inverter-Fed Motors Through Passive Common-Mode Voltage Suppression," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 2, pp. 576–583, Mar. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.844373.
- [27] M. Schuster and A. Binder, "Comparison of different inverter-fed AC motor types regarding common-mode bearing currents," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, Sep. 2015, pp. 2762–2768. doi: 10.1109/ECCE.2015.7310047.
- [28] A. Muetze, "On a New Type of Inverter-Induced Bearing Current in Large Drives with Oil-Lubricated Bearings," in *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, IEEE, Oct. 2008, pp. 1–8. doi: 10.1109/08IAS.2008.84.
- [29] A. Binder and A. Muetze, "Scaling Effects of Inverter-Induced Bearing Currents in AC Machines," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, IEEE, May 2007, pp. 1477–1483. doi: 10.1109/IEMDC.2007.383646.
- [30] D. Busse, J. Erdman, R. J. Kerkman, D. Schlegel, and G. Skibinski, "Bearing currents and their relationship to PWM drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 2, pp. 243–252, Mar. 1997, doi: 10.1109/63.558735.
- [31] J. M. Erdman, R. J. Kerkman, D. W. Schlegel, and G. L. Skibinski, "Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 2, pp. 250–259, 1996, doi: 10.1109/28.491472.
- [32] A. Muetze and A. Binder, "Calculation of Motor Capacitances for Prediction of the Voltage Across the Bearings in Machines of Inverter-Based Drive Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 665–672, 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.895734.
- [33] Y. Gemeinder, M. Schuster, B. Radnai, B. Sauer, and A. Binder, "Calculation and validation of a bearing impedance model for ball bearings and the influence on EDM-currents," in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, Sep. 2014, pp. 1804–1810. doi: 10.1109/ICELMACH.2014.6960428.
- [34] A. Muetze, J. Tamminen, and J. Ahola, "Influence of motor operating parameters

- on discharge bearing current activity,” in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, Sep. 2010, pp. 2739–2746. doi: 10.1109/ECCE.2010.5618064.
- [35] H. Tischmacher, I. P. Tsoumas, and S. Gattermann, “Probability model for discharge activities in bearings of converter-fed electric motors,” in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, Sep. 2014, pp. 1818–1824. doi: 10.1109/ICELMACH.2014.6960430.
- [36] R. S. Araujo, R. A. Rodrigues, H. de Paula, L. M. R. Baccarini, and A. V. Rocha, “Premature wear and recurring bearing failures in an inverter driven induction motor — Part I: Investigation of the problem,” in *2013 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, IEEE, Oct. 2013, pp. 1–6. doi: 10.1109/IAS.2013.6682569.
- [37] A. Muetze and A. Binder, “Techniques for Measurement of Parameters Related to Inverter-Induced Bearing Currents,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1274–1283, 2007, doi: 10.1109/TIA.2007.904413.
- [38] O. Magdun, Y. Gemeinder, and A. Binder, “Rotor impedance of the high frequency circulating bearing current path in inverter-fed AC machines,” in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, Sep. 2013, pp. 3512–3519. doi: 10.1109/ECCE.2013.6647163.
- [39] A. Muetze, V. Niskanen, and J. Ahola, “On Radio-Frequency-Based Detection of High-Frequency Circulating Bearing Current Flow,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2592–2601, Jul. 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2296626.
- [40] O. Magdun, Y. Gemeinder, A. Binder, and K. Reis, “Calculation of bearing and common-mode voltages for the prediction of bearing failures caused by EDM currents,” in *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*, IEEE, Sep. 2011, pp. 462–467. doi: 10.1109/DEMPED.2011.6063664.
- [41] O. Magdun and A. Binder, “High-Frequency Induction Machine Modeling for Common Mode Current and Bearing Voltage Calculation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 3, pp. 1780–1790, May 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2284301.

- [42] H. De Paula, D. A. de Andrade, M. L. R. Chaves, J. L. Domingos, and M. A. A. de Freitas, "Methodology for Cable Modeling and Simulation for High-Frequency Phenomena Studies in PWM Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 744–752, Mar. 2008, doi: 10.1109/TPEL.2007.915759.
- [43] T. A. Lipo, *Introduction to AC Machine Design*, 1st ed. New Jersey: Wiley, 2017. doi: 10.1002/9781119352181.
- [44] C. D. E. S. Chaves, "UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO," 2011.
- [45] D. Meeker, "User's Manual - Finite Element Method Magnetics," vol. FEMM Versi, 2015.
- [46] P. Maki-Ontto and J. Luomi, "Induction motor model for the analysis of capacitive and induced shaft voltages," in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, IEEE, 2005, pp. 1653–1660. doi: 10.1109/IEMDC.2005.195941.
- [47] O. Magdun, A. Binder, and Y. Gemeinder, "Representation of iron core and dielectric losses for calculation of common mode stator ground currents in inverter-fed AC machines," in *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, IEEE, May 2010, pp. 371–376. doi: 10.1109/OPTIM.2010.5510495.
- [48] A. Muetze and A. Binder, "Calculation of Circulating Bearing Currents in Machines of Inverter-Based Drive Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 932–938, Apr. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.892001.
- [49] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, Jul. 1999, doi: 10.1109/61.772353.
- [50] A. Bubert, J. Zhang, and R. W. De Doncker, "Modeling and measurement of capacitive and inductive bearing current in electrical machines," in *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, IEEE, Nov. 2017, pp. 1–6. doi: 10.1109/COBEP.2017.8257251.

- [51] T. Wellawatta, J. Park, H.-M. Kim, and J. Hur, "New equivalent circuit of the IPM-type BLDC motor for calculation of shaft voltage by considering electric and magnetic fields," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, Sep. 2015, pp. 1872–1877. doi: 10.1109/ECCE.2015.7309923.
- [52] A. Kempinski, R. Strzelecki, R. Smolenski, and Z. Fedyczak, "Bearing current path and pulse rate in PWM-inverter-fed induction," in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, IEEE, pp. 2025–2030. doi: 10.1109/PESC.2001.954419.
- [53] A. Muetze and A. Binder, "Systematic approach to bearing current evaluation in variable speed drive systems," *Eur. Trans. Electr. Power*, vol. 15, no. 3, pp. 217–227, May 2005, doi: 10.1002/etep.53.
- [54] Tektronix, "Using Python with Tektronix Instruments and VISA: A Guide to PyVISA, Tektronix Application Note," 2022, [Online]. Available: <https://www.tek.com/en/documents/application-note/using-python-with-tektronix-instruments-and-visa-a-guide-to-pyvisa>
- [55] V. Niskanen, A. Muetze, and J. Ahola, "Study on bearing impedance properties at several hundred kilohertz for different electric machine operating parameters," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, Sep. 2013, pp. 4460–4467. doi: 10.1109/ECCE.2013.6647297.
- [56] L. G. da. Silva, "Estudo De Fenômenos Relacionados às Correntes Em Mancais De Máquinas Elétricas Assíncronas Trifásicas," 2019.

APÊNDICE

A. MODELO DE ESTIMAÇÃO DA RESISTÊNCIA E CAPACITÂNCIA DO ROLAMENTO

A compreensão do comportamento elétrico do mancal em máquinas elétricas é fundamental para o estudo dos efeitos das correntes de alta frequência que atravessam essa região, especialmente em aplicações envolvendo conversores de frequência. Entre os parâmetros de maior relevância nesse contexto estão a capacitância equivalente do mancal (C_b) e sua resistência mínima (R_b). Essas grandezas são diretamente responsáveis por caracterizar o modo como o mancal responde a excitações elétricas em alta frequência, alternando entre comportamento predominantemente capacitivo, associado ao isolamento proporcionado pela película de óleo, e comportamento resistivo, caracterizado pela ocorrência de descargas elétricas ou contato direto entre componentes metálicos.

Neste trabalho, foi desenvolvido um código específico para realizar a estimativa dinâmica de C_b e R_b ao longo do tempo, com base em sinais medidos de tensão e corrente aplicados ao mancal. A metodologia empregada foi baseada na abordagem proposta por [55], a qual realiza a análise da impedância complexa do mancal a partir da razão entre a tensão medida após o mancal e a corrente que o atravessa, ambas obtidas via osciloscópio. O código implementado segue o mesmo princípio, utilizando uma segmentação temporal do sinal em janelas deslizantes com duração correspondente a quatro ciclos da frequência fundamental (300 kHz). Essa estratégia permite acompanhar a evolução temporal da impedância do mancal com elevada resolução, tal como descrito em [55].

Para cada janela, aplicou-se uma função de ponderação (janela de Hanning) sobre os sinais de corrente e tensão. Em seguida, utilizou-se a Transformada Rápida de Fourier (FFT) para extrair a componente de interesse em 300 kHz. A razão entre os espectros de tensão e corrente nessa frequência fornece a impedância complexa Z_b . O módulo e o argumento desta impedância são então utilizados para classificar o comportamento do mancal em cada instante como capacitivo ($\angle Z_b < -70^\circ$), resistivo

($|\angle Z_b| < 20^\circ$) ou intermediário, possibilitando a caracterização do regime de operação elétrica do mancal ao longo do tempo.

A partir dessa impedância calculada, foi possível estimar os valores instantâneos de capacitância do mancal nas janelas classificadas como capacitivas, utilizando a Equação (1) conforme apresentada em [55]. O valor médio resultante de C_b fornece uma estimativa representativa da capacidade do filme de óleo em isolar eletricamente o eixo do estator. Da mesma forma, a resistência mínima R_b foi extraída como o menor valor de módulo da impedância nas janelas classificadas como resistivas, representando os momentos de ruptura dielétrica ou contato metálico direto.

$$C_b = \frac{1}{2 \pi f_s |Z_b|} \quad 1$$

A Figura A.1 apresenta os resultados completos obtidos a partir do código desenvolvido, incluindo os gráficos da corrente e tensão medidas no mancal, bem como os gráficos do módulo e do ângulo da impedância Z_b , acompanhados da classificação temporal entre os modos capacitivo e resistivo. Observa-se, ao longo da aquisição, a ocorrência de seis eventos distintos de descarga elétrica, caracterizados por quedas abruptas no módulo da impedância e por transições significativas do ângulo para valores próximos de zero, indicando perda da característica capacitiva do mancal. A partir desses eventos, foi possível estimar os valores médios de $C_b = 269$ pF e $R_b = 12,01$, coerentes com os comportamentos físicos esperados e com os modelos discutidos na literatura.

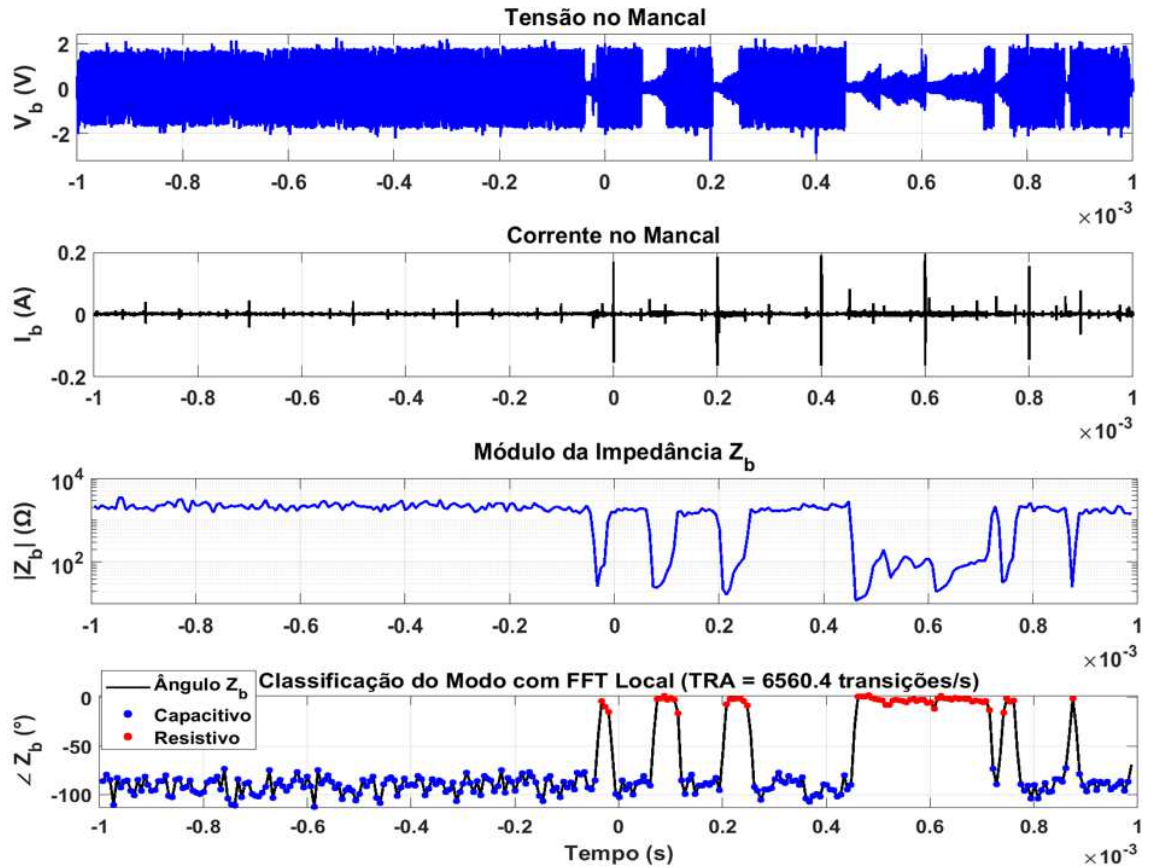


Figura A.1: Tensão V_b , Corrente I_b , Módulo de Z_b e Ângulo de Z_b para 900 rpm com uma tensão de 2,5 Vpp e frequência de 300 kHz.

A Figura A.2 e Figura A.3 apresentam uma ampliação de um desses eventos de descarga, com o objetivo de detalhar a transição de comportamento elétrico do mancal. A Figura A.2 evidencia o momento de rompimento a partir dos sinais de tensão e corrente, mostrando uma queda expressiva em V_b acompanhada de um pico na corrente I_b , o que confirma a ocorrência de uma descarga. Já a Figura A.3 foca especificamente nos parâmetros derivados da impedância, evidenciando a mudança brusca tanto no módulo quanto, principalmente, no ângulo de Z_b . Observa-se nitidamente a transição do mancal de um comportamento capacitivo, com ângulo próximo de -90° , para um comportamento resistivo com ângulo próximo de 0° , validando a eficácia do método na detecção e análise dos fenômenos de ruptura dielétrica.

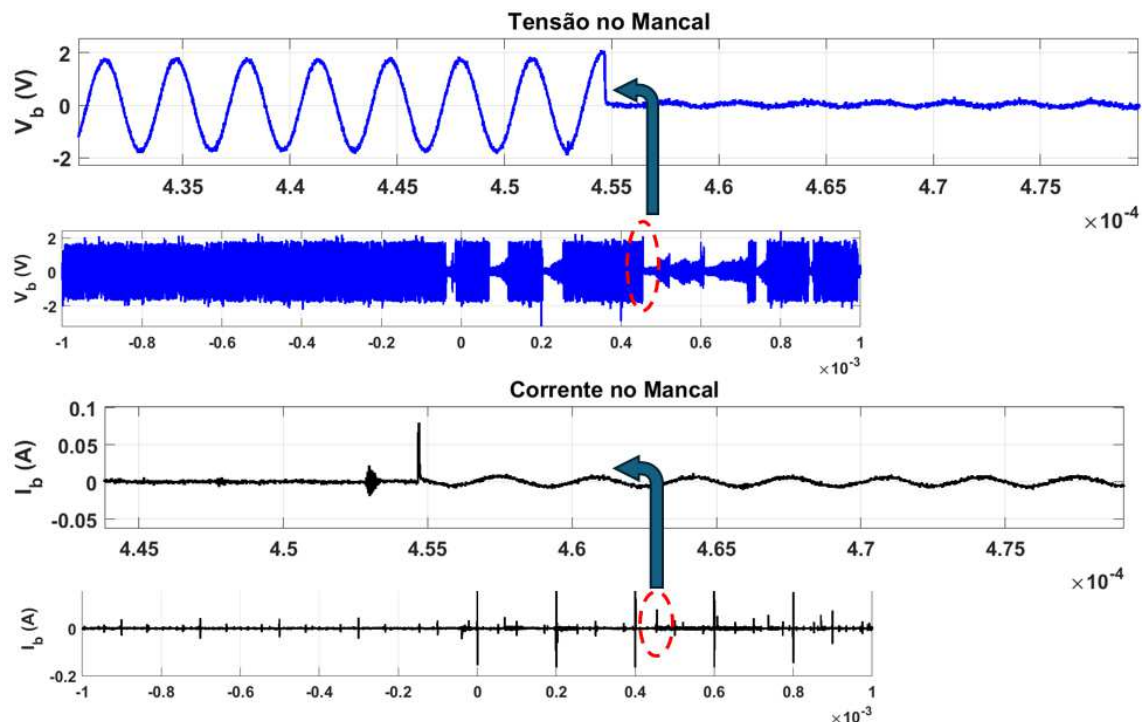


Figura A.2: Tensão V_b e Corrente I_b com destaque para o momento de rompimento do mancal.

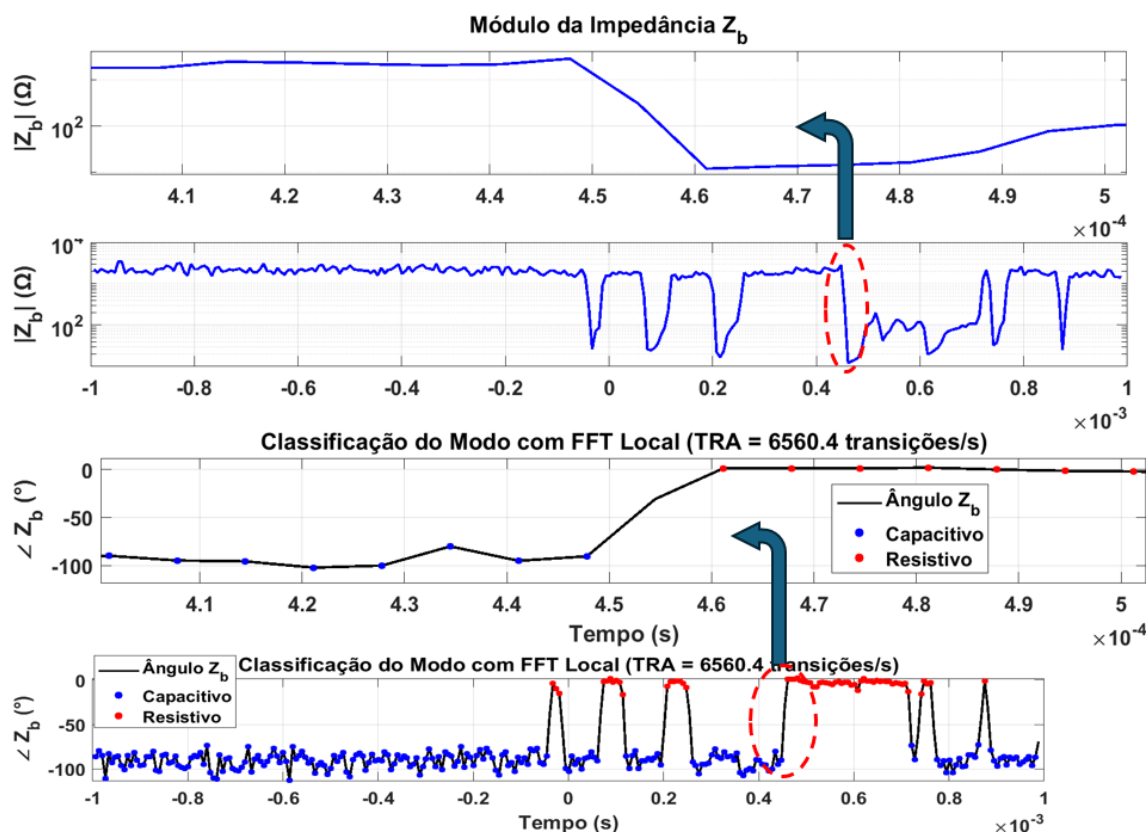


Figura A.3: Aproximação do Módulo e Ângulo de Z_b no rompimento.

Foram realizadas cinco medições independentes sob as mesmas condições de operação para garantir a repetitividade dos resultados. Nesses ensaios, os valores de R_b ficaram na faixa de 12 a 14 ohms, enquanto os valores de C_b variaram entre 230 e 270 pF, dependendo da condição instantânea da espessura do filme de óleo e da amplitude da excitação. Cabe ressaltar que, conforme apontado em [12] e [55], a temperatura do mancal e a velocidade de rotação do motor são fatores críticos que afetam a espessura do filme lubrificante e, portanto, impactam diretamente a capacitância do sistema. Para garantir que a máquina estivesse em regime térmico permanente, as medições foram realizadas com o motor em operação contínua por mais de duas horas, de modo a assegurar uma condição de temperatura estável e representativa da operação real.

Os valores encontrados para R_b mostram boa concordância com os utilizados previamente em simulações, conforme os dados apresentados em [12] e utilizados nas validações deste trabalho. No entanto, os valores de C_b obtidos experimentalmente se mostram divergentes em relação àqueles utilizados nas simulações, os quais foram baseados na capacitância C_{wr} como apresentado na seção 3.2.5.2 deste trabalho. Uma possível justificativa para essa divergência está na própria natureza dinâmica da capacitância do mancal, que depende fortemente da espessura do filme de óleo e do número de pontos de contato entre as esferas e a pista. Conforme discutido em [12] e [25], a redução da velocidade do motor ou a diminuição da pressão hidrodinâmica podem favorecer o contato elétrico intermitente e, conseqüentemente, elevar o valor de C_b . Dessa forma, a velocidade de 900 rpm utilizada nos ensaios pode ter contribuído para a maior capacitância observada, ao reduzir a separação dielétrica entre os elementos do mancal, e com o aumento da velocidade essa capacitância pode diminuir. Infelizmente medições com o motor na velocidade nominal dele (1800 rpm) não obtiveram resultados satisfatórios. Isso se justifica, pois, a tensão de excitação gerada e aplicada no mancal é baixa para ocorrer um rompimento nessa velocidade.

Em síntese, os resultados obtidos demonstram que, mesmo diante das limitações de amplitude de excitação e das incertezas associadas às condições operacionais, foi possível implementar um modelo para a análise da capacitância e da resistência do mancal. Este modelo permite não apenas a identificação precisa de

eventos de ruptura dielétrica, mas também a caracterização quantitativa dos parâmetros elétricos do mancal sob condições reais de operação.

B. MEDIÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS

A medição das capacitâncias parasitas em máquinas elétricas é um tópico que se apresenta com consideráveis desafios e incertezas na literatura, principalmente devido à sua inerente disposição distribuída e aos acoplamentos complexos dentro do motor. A precisão na determinação dessas grandezas é fundamental para a validação de modelos e a compreensão de fenômenos em alta frequência. Nesta seção, será demonstrada a metodologia empregada para a medição dessas capacitâncias, desenvolvida a partir de uma pesquisa bibliográfica e adaptada às particularidades do motor utilizado neste estudo.

Dada a dificuldade de acesso direto e isolamento das capacitâncias internas, a abordagem adotada envolveu a realização de medições externas em terminais acessíveis do motor e, posteriormente, o cálculo dos valores das capacitâncias parasitas, considerando o modelo equivalente da máquina. Foram realizadas algumas adaptações nos procedimentos encontrados na literatura para adequá-los às limitações e características do motor disponível. As próximas subseções detalharão os procedimentos específicos para a medição de cada tipo de capacitância parasita.

1. Capacitância entre o Enrolamento para Carcaça

A medição da capacitância entre o enrolamento do estator e a carcaça (C_{wf}) foi conduzida de acordo com as orientações e metodologias estabelecidas nas referências [12],[44],[56]. Para garantir a precisão dessa aferição e minimizar a influência de outros acoplamentos capacitivos parasitas presentes no motor, foi necessária a desmontagem parcial do motor, que incluiu a remoção do eixo e do rotor. Essa etapa de preparação é crucial para isolar a capacitância de interesse.

Após a desmontagem, um ponto comum foi construído entre os terminais de todos os enrolamentos do estator, conforme ilustrado na Figura B.4. Essa união dos enrolamentos cria um terminal virtual que representa o conjunto do enrolamento para fins de medição capacitiva. Em seguida, procedeu-se à medição da capacitância existente entre este ponto comum recém-criado e a carcaça do motor, que serve como referência de terra. A configuração completa do experimento, incluindo os pontos de acesso utilizados para a conexão do instrumento de medição e o procedimento

detalhado, está demonstrada na Figura B.5. Essa metodologia permite quantificar C_{wf} de forma isolada, contribuindo para a validação dos modelos teóricos e simulados.

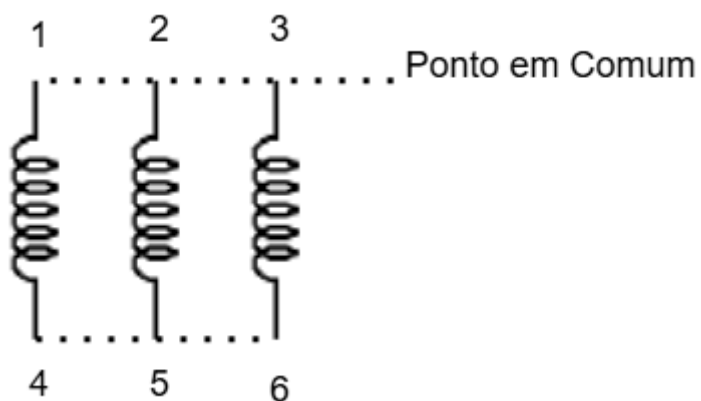


Figura B.4: Esquemático da montagem do ponto comum.

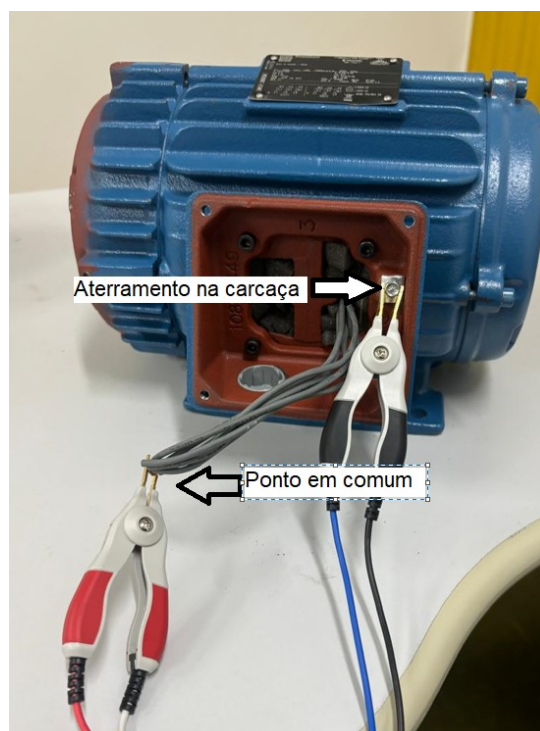


Figura B.5: Montagem para medição C_{wf} .

2. Capacitância entre o Enrolamento para o Rotor

A medição da capacitância entre o enrolamento e o rotor, denominada C_{wr} , foi realizada utilizando os mesmos pontos de acesso adotados na medição da capacitância C_{wf} . No entanto, para essa etapa, o rotor foi reinstalado juntamente com o eixo, de modo a compor a configuração de medição representada na Figura B.6 **Error! Reference source not found.** Nessa figura, os pontos de acesso utilizados nas medições estão indicados em vermelho.

No entanto, considerando que o motor se encontrava em repouso durante o ensaio, o circuito equivalente assume a forma apresentada, em função de um fenômeno particular: a capacitância associada ao rolamento (C_b) é efetivamente curto-circuitada, uma vez que, com o motor parado, há contato direto entre as esferas e as pistas do rolamento, eliminando sua impedância capacitiva.

Dessa forma, a medição realizada representa uma capacitância equivalente, que contempla a associação em paralelo das capacitâncias C_{wf} e C_{wr} , conforme ilustrado na Figura B.6 e os pontos de acesso de medição estão demonstrados na máquina através da Figura B.6. A partir do valor obtido para essa capacitância equivalente, o valor isolado da capacitância C_{wr} foi determinado por meio da Equação B.1.

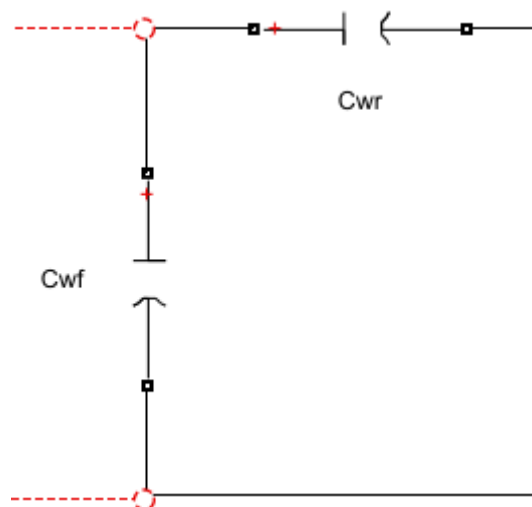


Figura B.6: Circuito de modelo de medição para C_{wr} .

$$C_{wr} = C_{eq1} - C_{wf}$$

B.1

3. Capacitância entre o Rotor para Carcaça

A capacitância entre o rotor e a carcaça, denotada por C_{rf} , é uma das grandezas mais desafiadoras de se aferir, devido à sua localização no interior do motor, o que dificulta o acesso direto aos pontos de medição de forma isolada. Para contornar essa limitação e possibilitar a medição da grandeza em questão, foi adotada uma estratégia experimental específica, descrita a seguir.

A medição foi realizada no motor modificado, no qual foram inseridos elementos isolantes nos mancais. Essas modificações são essenciais, pois, com o motor em repouso, ocorre o contato mecânico entre as esferas e as pistas dos rolamentos, o que efetivamente elimina a capacitância do rolamento (C_b) do circuito equivalente, e, por consequência, suprime a presença de C_{rf} no modelo capacitivo do motor.

A diferença estrutural entre o circuito das capacitâncias intrínsecas do motor original (sem modificações) e do motor modificado pode ser visualizada na Figura B.7 e Figura B.8. Nessa última configuração, observa-se a inserção da capacitância C_{ins} , no mesmo ponto da capacitância do rolamento, que representa o efeito dielétrico introduzido pelos isolantes aplicados nos mancais.

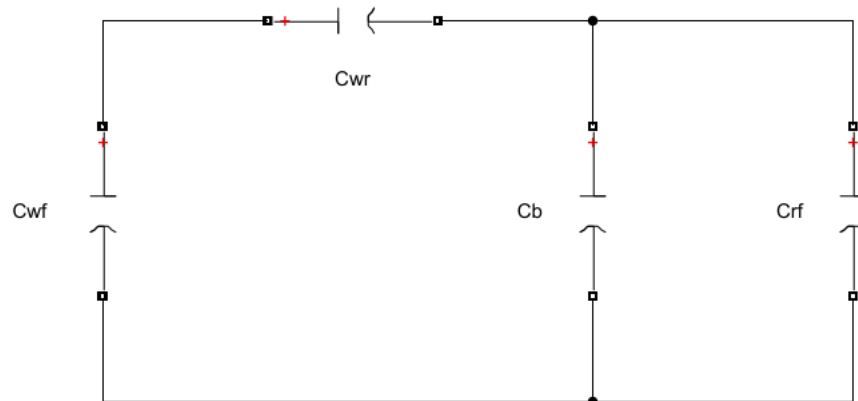


Figura B.7: Circuito Capacitâncias intrínsecas dentro do motor.

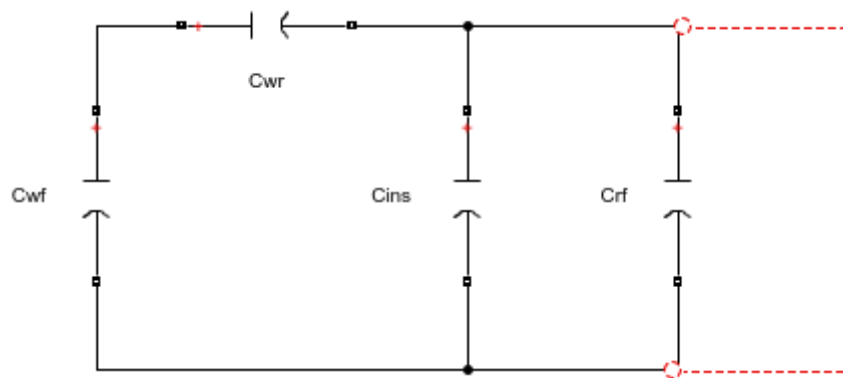


Figura B.8: Circuito das Capacitâncias Modificado.

Com a inclusão do isolamento entre a pista externa do mancal e a carcaça, mesmo com C_b permanecendo curto-circuitada devido ao contato mecânico, a presença de C_{ins} impede que a capacitância C_{rf} seja desconsiderada do circuito. Assim, torna-se possível medir uma capacitância equivalente, denominada $C_{medido3}$, a qual inclui a contribuição de C_{rf} , além de C_{wf} , C_{wr} e C_{ins} .

A capacitância C_{ins} foi previamente aferida, posicionando-se as ponteiros do instrumento de medição entre a pista externa do mancal e a tampa lateral do motor. Já a capacitância $C_{medido3}$ foi medida nos pontos de acesso destacados pelas linhas vermelhas na Figura B.8, os quais representam, no domínio físico do motor, o rotor e a carcaça. A Figura B.9 apresenta a configuração exata do ponto de medição utilizado para esta etapa do ensaio.

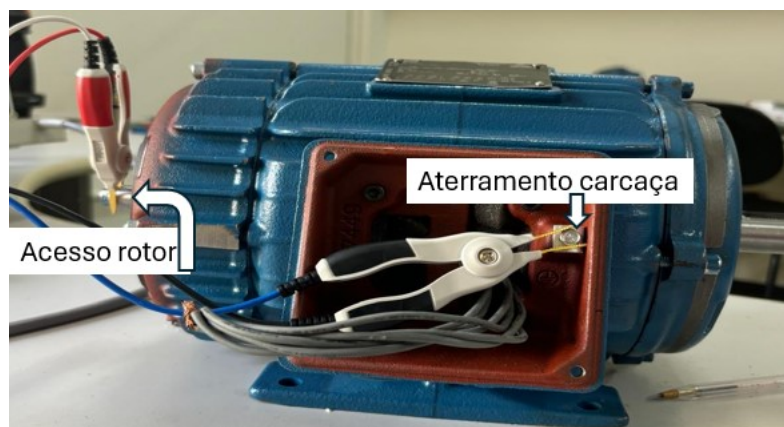


Figura B.9: Medição das Capacitâncias.

As Equações B.2 e B.3 foram utilizadas para isolar o valor da capacitância entre o rotor e a carcaça (C_{rf}) a partir das medições realizadas.

A Equação B.2 expressa a capacitância equivalente C_{eq3} , resultante da associação em série entre as capacitâncias C_{wr} e C_{wf} , conforme descrito no modelo de circuito equivalente. Já a Equação B.3 define $C_{medido3}$, que corresponde ao valor de capacitância obtido experimentalmente entre os pontos de referência estabelecidos no ensaio.

A partir dessas expressões e por meio de manipulações algébricas adequadas, torna-se possível isolar o valor de C_{rf} , mesmo estando este embutido em uma associação com outras capacitâncias no circuito equivalente. Assim, o procedimento permite a quantificação de C_{rf} com base nas medições realizadas e no conhecimento prévio das demais capacitâncias envolvidas.

$$C_{eq3} = \frac{(C_{wf} \cdot C_{wr})}{C_{wf} + C_{wr}} \quad B.2$$

$$C_{medido3} = C_{rf} + C_{ins} + C_{eq3} \quad B.3$$

4. Análise dos Resultados da Medição das Capacitâncias

Os valores de capacitância obtidos experimentalmente através das medições detalhadas neste apêndice estão apresentados na Tabela B.1, juntamente com os respectivos valores simulados. Estes últimos foram gerados com base nos modelos previamente desenvolvidos na Seção 3.2.1.

A Tabela B.1 também inclui a diferença percentual entre os valores simulados e medidos. Para o cálculo dessa diferença, os valores simulados foram utilizados como referência. Essa escolha se justifica pelo fato de que as capacitâncias simuladas foram empregadas como base fundamental nas simulações de outras grandezas do sistema, cujos resultados já haviam sido validados por meio de medições experimentais, conforme demonstrado nas Seções 5.1 a 5.6. Dessa forma, a comparação direta entre os dados obtidos em laboratório e os resultados previstos

pelos modelos teóricos permite avaliar a aderência do modelo de capacitâncias e fortalece a confiabilidade do processo de modelagem adotado em todo o trabalho.

Tabela B.1: Resultados Medições Capacitâncias.

Capacitâncias	Medição	Simulação	Diferença [%]
Cwf	3,030 nF	3,151 nF	3,98
Ceq1	3,054 nF		
Cwr	24,00 pF	28,74 pF	19,74
Cins(NDE + DE)	142,85 pF		
Cmedido3	840,33 pF		
Crf	673,7 pF	939,92 pF	39,52

A partir dos resultados das diferenças percentuais apresentadas na Tabela B.1, pode-se constatar que a medição das capacitâncias C_{wr} e C_{rf} é cercada de maiores dificuldades, o que se reflete em suas diferenças percentuais mais elevadas (19,74% para C_{wr} e 39,52% para C_{rf}). Essa dificuldade é intrínseca a esses parâmetros, devido tanto aos valores em si dessas grandezas (que são da ordem de picofarads, tornando-as sensíveis a ruídos e pequenas variações) quanto à complexa manipulação e o acesso físico necessário para aferir essas grandezas dentro da estrutura do motor.

Em contrapartida, a proximidade dos valores alcançados para C_{wf} (diferença de apenas 3,98%) é um indicativo da robustez da medição e do modelo para essa capacitância. Isso se justifica pelo fato de que C_{wf} é a capacitância de mais fácil acesso e isolamento para medição experimental, permitindo uma aferição mais precisa e com menor interferência de outros acoplamentos parasitas. A boa concordância para C_{wf} válida a metodologia de modelagem e medição para capacitâncias de maior magnitude e acessibilidade. Apesar das dificuldades inerentes à medição das capacitâncias de menor valor, os resultados obtidos fornecem subsídios importantes para a compreensão dos acoplamentos parasitas e sua influência no comportamento de alta frequência do motor.

C. VALORES DE PARÂMETROS USADOS NOS CÁLCULOS E SIMULAÇÕES

A Tabela C.2, Tabela C.3, Tabela C.4 e Tabela C.5 tem-se todas constantes utilizadas para cálculos e simulações dos parâmetros deste trabalho.

Tabela C.2: Parâmetros para cálculo para contabilizar efeito pelicular nas bobinas.

Diâmetro externo	7,49E-04
Diâmetro interno	6,70E-04
Nº de condutores	67
Fator de preenchimento	38,99%
R	3,350E-04
σ_{cu}	5,80E+07

Tabela C.3: Parâmetros para cálculo efeito pelicular lâminas do estator.

μ_r	5000
σ	2,00E+06
l_{fe}	0,12
N	170
Fator de preenchimento	0,95
d	0,000671

Tabela C.4: Parâmetros para cálculo das Capacitâncias e Kc.

α	2,5
a	1
Q_s	36
al	1
F_c	0,8
ε_r	3,3
k_{cs} (Coeficiente de Carter)	1,2

Tabela C.5: Parâmetros para cálculo da Impedância da Cabeça de Bobina.

N_s	402
P	2
λ_b	0,3
l_b	0,125