



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

CAMILLA DE SOUSA CHAVES

**DETERMINAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DE FUGA DE MOTORES
DE INDUÇÃO ATRAVÉS DO MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS**

Dissertação apresentada ao Curso Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Núcleo de Eletricidade Rural e Fontes Alternativas de Energia da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. José Roberto Camacho
Coorientador: Prof. Hélder de Paula
Coordenador da Pós-Graduação: Prof. Alexandre Cardoso

Uberlândia

2011



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

CAMILLA DE SOUSA CHAVES

**DETERMINAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DE FUGA EM MOTORES
DE INDUÇÃO ATRAVÉS DO MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS**

Dissertação apresentada ao Curso Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Núcleo de Eletricidade Rural e Fontes Alternativas de Energia da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. José Roberto Camacho, Ph.D. – UFU (Orientador)

Prof. Hélder de Paula, Dr – UFMG (Coorientador)

Prof. Geraldo Caixeta Guimarães, Ph.D. - UFU

Prof. Marcos Antônio Arantes de Freitas, Dr. – IFEGO

Prof. José Roberto Camacho, Ph.D.

Orientador

Prof. Alexandre Cardoso, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação

Uberlândia

2011

FICHA CATALOGRÁFICA

De Sousa Chaves, Camilla

Determinação das Capacitâncias de Fuga de Motores de Indução Através do Método de Elementos Finitos – Uberlândia, 2011.

Nº de páginas 155

Orientador: Prof. José Roberto Camacho.

Dissertação de Mestrado – Núcleo de Eletricidade Rural e Fontes Alternativas de Energia Elétrica, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia.

1. Elementos finitos, FEMM; 2. Estudo em altas frequências;
3. Capacitâncias de fuga.

Dedico este trabalho ao meu pai, minha família e
Gustavo, pelo suporte e amor incondicional.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer ao professor José Roberto Camacho, pela orientação, grande apoio durante todo o desenvolvimento do trabalho e por me ensinar que é preciso desbravar novos horizontes para nos tornarmos melhores. Agradeço também ao professor Hélder de Paula, por ter sido o principal responsável por esta pesquisa e também pelo grande suporte. Ao professor Geraldo Caixeta Guimarães, agradeço pelas aulas de eletromagnetismo aplicado ao estudo de fenômenos eletrostáticos. Agradeço especialmente ao professor Marcelo Lynce Ribeiro Chaves, pelo suporte científico, correções da dissertação e incentivo para o bom desfecho do trabalho.

Agradeço aos meus colegas do laboratório de Transitórios Eletromagnéticos e Eficiência Energética da Universidade Federal de Uberlândia, pela companhia e por tornar um período de longa dedicação em algo agradável. Não menos importantes, agradeço aos companheiros de trabalho na Tecumseh do Brasil, em especial Claudia Andrea da Silva, Gerson Bessa Gibelli e Simone Leticia Cavallari da Costa, pelo enorme aprendizado que me propiciaram em tão pouco tempo. Agradeço aos profissionais Hugo Gustavo Gomes e Eribert Augusto Neves (WEG motores – Brasil), pelo fornecimento dos desenhos e informações necessárias aos estudos. A todos os profissionais do departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia (professores, técnicos, secretárias, diretores), obrigada por me orientarem nos momentos de dúvida e por me ajudarem sempre que precisei. À psicóloga Maria Alzira Marçola, muito obrigada pelas sessões de terapia, pois elas me fazem uma pessoa melhor a cada dia.

Agradeço à minha família, por estarem sempre ao meu lado em todos os momentos, me dando carinho, amor e atenção. Agradeço às minhas amigas Letielle Tonon e Maria Helena Cicci Romero, pois a amizade de vocês contribuiu para a vitória de mais esta etapa de minha vida. Especialmente, agradeço ao meu amado Gustavo Barbosa Ferreira, por ter me incentivado a fazer o mestrado, me dando carinho e amor para que eu conseguisse superar as dificuldades. Finalmente, agradeço a Deus por me iluminar nos momentos difíceis e por não me abandonar nem mesmo nos momentos em que perco a fé.

"Aprender é a única coisa de que a mente nunca se cansa,
nunca tem medo e nunca se arrepende."
Leonardo da Vinci.

RESUMO

Determinação das Capacitâncias de Fuga em Motores de Indução Através do Método de Elementos Finitos

Objetivo: elaborar uma metodologia, baseada na técnica de elementos finitos, para estimar as capacitâncias de fuga em motores de indução e aplicar em estudos de modo comum. **Material e Método:** Foi utilizado o programa FEMM (Finite Element Method Magnetics) para fazer a computação das capacitâncias de fuga a partir de sua representação geométrica. Para isso, foram utilizados motores de indução WEG como modelos para aquisição dos valores das capacitâncias e determinar uma metodologia de representação no FEMM. Além disso, foi necessário realizar uma análise de sensibilidade aos parâmetros de entrada no FEMM em relação aos resultados obtidos e possíveis consequências nos estudos de modo comum. Na impossibilidade de realizar algumas medições, foram utilizadas formulações analíticas para calcular as capacitâncias e validar a metodologia desenvolvida neste trabalho. **Resultados:** Após comparar os valores obtidos no FEMM com medições e cálculos analíticos, foi possível verificar a eficácia do método, sendo comprovada também a partir de um exemplo de aplicação das capacitâncias encontradas no FEMM em um estudo do comportamento das correntes de modo comum. **Conclusões:** O método de elementos finitos é uma poderosa ferramenta para a determinação de parâmetros dos motores de indução para estudos de modo comum, sendo uma alternativa válida e relativamente mais eficiente que os métodos tradicionais de medição e cálculo.

Palavras chave: FEMM, modelo de motor de indução para altas frequências, capacitâncias de fuga, ATP, correntes de modo comum.

ABSTRACT

Leakage Capacitances Determination in Induction Motors Through Finite Elements Method

Purpose: to present a method, based in finite elements technique, to estimate leakage capacitances on induction motors for common mode studies. **Material and Method:** It was used the software FEMM (Finite Element Method Magnetics) to do the leakage capacitances computation through its geometric representation. In consequence, it was used some WEG induction motors to take the capacitances and to present a methodology of motor representation in FEMM. Moreover, it was necessary to analyze how the input parameters on FEMM affect the final results and how they interfere on the common-mode studies. Due to the impossibility of taking some leakage capacitances, it was used analytical formulations to calculate the capacitances and validate the methodology developed in this work. **Results:** after comparing the obtained values in FEMM with the measurements and analytical calculations, it was possible to verify the method effectiveness, being also highlighted with a study of the common-mode currents behavior. **Conclusions:** the finite elements method is a powerful tool to predict induction motor parameters to the common-mode study, being a valid alternative and sometimes more effective than the traditional method of measurements and calculation.

Key words: FEMM, induction motor model for high frequency studies, leakage capacitances, ATP, common-mode currents.

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

- a – Raio interno de um capacitor cilíndrico ou esférico
- A – Área total do enrolamento que está em contato com a ranhura do estator (área das placas do capacitor)
- ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas
- A_{total} – Área total da ranhura do estator
- ATP – *Alternative Transients Program*
- b – Raio externo de um capacitor cilíndrico ou esférico
- b_1 – Dimensão equivalente à abertura da ranhura
- b_o – Largura da abertura da ranhura
- B_{av} – Densidade de fluxo médio
- B_{max} – Densidade de fluxo máximo
- b_e – Abertura equivalente da ranhura
- BVR – *Bearing Voltage Ratio*
- C - Capacitância
- CA – Corrente Alternada
- C_b – Capacitância de rolamentos
- C_{BDE} – Capacitância do rolamento dianteiro
- C_{BNDE} – Capacitância do rolamento traseiro
- CC – Corrente Contínua
- C_{eq} – Capacitância equivalente por ranhura
- C_{eq1} – Capacitância equivalente do motor
- $\cos\phi$ – fator de potência
- C_p – Capacitância do arranjo paralelo
- C_{psf} – Capacitância entre estator e carcaça por fase
- C_s – Capacitância do arranjo série
- C_{sf} – Capacitância entre estator e carcaça
- C_{sr} – Capacitância entre estator e rotor
- C_{sro} – Capacitância entre estator e rotor considerando o ar como meio dielétrico
- C_{sr1} – Capacitância entre estator e rotor considerando o filme isolante como meio dielétrico

C_{rf} – Capacitância entre rotor e carcaça
 D – Deslocamento elétrico
 d – Distância entre as placas de um capacitor
 dJ – Diferencial de energia
 DMD – Dracon Mylar Dracon
 dq – Diferencial de cargas
 d_{re} – Diâmetro externo do rotor
 E – Campo elétrico macroscópico
 EDM – Interferência eletromagnética
 EMI – Electromagnetic Interference
 $FEMM$ – Finite Element Method Magnetics
 f - Frequência
 f_0 – Frequência de ressonância
 G – Condutância
 h – espessura do corpo de prova (dielétrico)
 h_o – Altura da abertura da ranhura
 $h_{wedge+ins}$ – Soma entre a espessura do filme isolante e o calço da ranhura
 I – Corrente
 I_C – Corrente de descarga pelos mancais
 I_{CM} – Corrente de modo comum total
 I_{er} – Corrente de descarga capacitiva do estator para o rotor
 J – Energia armazenada no campo elétrico do capacitor
 K – Constante dielétrica
 k_{cr} – Fator de Carter com aplicação do entreferro corrigido (δ_{es}) e superfície do estator lisa
 k_{Cs} – Fator de Carter para superfície do rotor lisa
 k_{Ctot} – Fator de Carter total
 L – Indutância
 L_1 – Terminal 1 do motor de indução WEG
 L_2 – Terminal 2 do motor de indução WEG
 L_3 – Terminal 3 do motor de indução WEG
 L_{eixo} – Indutância do eixo do rotor
 l_{fe} – Comprimento de laminação do rotor
 N_1 - Número de ranhuras do estator

N_d – Número de dutos de ventilação radial
 P – Perdas do material dielétrico, polarização do material dielétrico ou perímetro médio efetivo da superfície condutora do estator
 P_{cu} – Perímetro total dos condutores no interior de uma ranhura
 P_s – Perímetro da ranhura do estator
 PWM – *Pulse Width Modulated*
 PP – fase-fase
 PVC – Cloreto de polivinila
 q – Quantidade de cargas elétricas
 Q – Carga final
 Q_s – Número de ranhuras do estator
 r – Resistência do circuito série
 R – Resistência do circuito paralelo
 r_1, r_2 – Resistências para passagem de corrente devido ao contato metálico das esferas e trilhas dos rolamentos
 R_{eixo} – Resistência do eixo do rotor
 S – Área das placas planas de um capacitor
 SC1, SC2 – Chaves no ATP para simulação do contato elétrico entre as esferas metálicas e trilhas dos rolamentos
 SW1, SW2 – Chaves no ATP para simulação da ruptura do dielétrico
 TACS – *Transient Analysis of Control System*
 t_i – Espessura do isolante, do condutor de cobre para a parede de aço da ranhura
 $tg\delta$ – Fator de perdas do dielétrico
 U – Tensão
 v – Diferença de potencial resultante entre as placas de um capacitor
 V – Tensão
 V_{Cmot} – Tensão de modo comum nos terminais do motor
 $V_{disruptiva}$ – Tensão de ruptura da rigidez dielétrica da graxa isolante
 V_{pk} – Tensão de pico
 w_d – Espessura dos dutos de ventilação
 WISE – *WEG Insulation System Evolution*
 Z – Impedância
 Z_{eixo} – Impedância do eixo do motor
 ϵ – Permissividade relativa do material dielétrico

ε_0 – Permissividade do vácuo

φ – Ângulo entre a tensão e corrente

δ – Dimensão do entreferro ou ângulo das perdas do dielétrico

δ_{es} – Dimensão corrigida do entreferro

l_e – Comprimento efetivo da ranhura

l_c – Comprimento bruto do núcleo

τ_u – Passo da ranhura

χ - Suscetibilidade elétrica do material dielétrico

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Tensão de modo comum (em p.u) ao longo do tempo – o somatório das tensões de saída do inversor não é zero.....	2
Figura 2.1 – Circuito equivalente de modo comum (modelo simplificado) de um motor de indução.....	12
Figura 2.2 – Imagem ampliada de uma cratera ocasionada por eletro erosão na pista interna do rolamento.....	12
Figura 2.3 – Pista de rolamento danificada devido à circulação de corrente elétrica pelo mancal.	13
Figura 2.4 – Estriamento (<i>fluting</i>) causado pela corrente elétrica no mancal	13
Figura 2.5 – Capacitor de placas planas e paralelas.....	15
Figura 2.6 – Capacitores cilíndricos coaxiais de raio interno “a” e raio externo “b”..	16
Figura 2.7 – Capacitância entre duas esferas concêntricas, de raio interno “a” e raio externo “b”.	16
Figura 2.8 – Motor de 3cv da WEG, linha alto-rendimento Plus, com uma de suas tampas removida.	31
Figura 2.9 – Vista frontal do motor de 3cv: pacote do estator (lâminas de material magnético) e bobinas.	31
Figura 2.10 – Vista lateral do rotor com uma das tampas anexada em seu eixo.	31
Figura 2.11 – Geometria da ranhura do estator usada para o cálculo da capacitância C_{sf}	33
Figura 2.12 – Vista da secção transversal de dois lados de uma bobina disposta de forma aleatória presente em uma ranhura parcialmente fechada do estator.....	35
Figura 2.13 – Dimensões da ranhura do estator do motor WEG de 3 cv.	36
Figura 2.14 – Disposição das parcelas que compõem a capacitância C_{sf}	38
Figura 2.15 – Capacitâncias de fuga de acordo com a potência do motor [4].	40
Figura 3.1 – Vista frontal e superior do motor, com as respectivas legendas de dimensões (em milímetros) [32].	43
Figura 3.2 – Vista frontal em corte do motor – Detalhes e dimensões da carcaça...	44
Figura 3.3 – Vista em corte dos mancais do motor – detalhes e dimensões (em milímetros) indicadas na tabela ao lado.	44

Figura 3.4 – Vista frontal em corte do estator e rotor – detalhes e dimensões (em milímetros) indicadas na tabela ao lado.	45
Figura 3.5 – Motor de 3cv da WEG, linha alto-rendimento Plus, com uma de suas tampas removida.	46
Figura 3.6 – Vista frontal do motor de 3cv com o rotor e tampas removidos.....	46
Figura 3.7 – Detalhe das ranhuras, condutores e isolantes presentes na região da cabeça de bobina.	47
Figura 3.8 – Vista lateral do rotor com uma das tampas anexada em seu eixo.	47
Figura 3.9 – Detalhe da tampa que está acoplada ao rolamento presente no eixo do rotor.	48
Figura 3.10 – Motor em corte e modelo de rolamento constituído por esferas metálicas [31, 32].	49
Figura 3.11 – Fotos dos rolamentos 6204 ZZ e 6205 ZZ, respectivamente.	49
Figura 3.12 – Desenho da ranhura criado no FEMM.....	51
Figura 3.13 – Desenho da ranhura criado no FEMM após o cálculo do espaçamento x.	52
Figura 3.14 – Modelo da ranhura no FEMM com o filme isolante DMD.	54
Figura 3.15 – Representação de um condutor esmaltado no FEMM.	55
Figura 3.16 – Representação do enrolamento dentro de uma ranhura no FEMM....	56
Figura 3.17 – Capacitância equivalente para diversos valores de K (ϵ).	58
Figura 3.18 – Vista longitudinal do motor em corte, sendo possível visualizar a cabeça de bobina.	59
Figura 3.19 – Filme isolante sendo inserido para isolamento entre fases, com passo do enrolamento e região da cabeça da bobina.....	60
Figura 3.20 – Esquema de bobinagem do motor trifásico de 3cv.....	60
Figura 3.21 – Vista em corte longitudinal de motores com carcaça 90L (3 cv) e detalhe que mostra a distância mínima entre a cabeça de bobina e a tampa.....	62
Figura 3.22 – Cabeça de bobina – parte 2: (a) foto do local correspondente à representação; (b) representação no FEMM; (c) feixe de condutores e filme isolante que compõem a região destacada em (b).	63
Figura 3.23 – Representação da parte da cabeça de bobina em que os condutores estão perpendiculares à superfície das tampas.	64
Figura 3.24 – (a) Ranhura com 67 condutores e (b) com 2 condutores de secção transversal equivalente. Abaixo, tabela com os resultados no FEMM.....	65

Figura 3.25 – (a) Ranhura com 67 condutores distribuídos de forma uniforme – bloco retangular e (b) com 67 condutores dispostos aleatoriamente. Abaixo, tabela com os valores obtidos no FEMM.	66
Figura 3.26 – Representação da resina isolante ao redor dos condutores.	68
Figura 3.27 – (a) Modelo com condutores esmaltados e (b) com resina de impregnação ao redor do enrolamento (condutores não-esmaltados). Abaixo, tabela com os valores obtidos no FEMM.	68
Figura 4.1 – Circuito equivalente da capacitância de fuga de um enrolamento.....	71
Figura 4.2 – Capacitância de fuga distribuída de um enrolamento.....	72
Figura 4.3 – Representação de uma ranhura do motor de 3cv com as componentes da capacitância de fuga.....	74
Figura 4.4 – Medição da capacitância do Estator-Carça (C_{sf}).....	75
Figura 4.5 – Grupos de enrolamentos por fase do motor: (a) enrolamentos independentes e (b) associação paralela.	75
Figura 4.6 – Esquema de conexão dos enrolamentos do motor: (a) conexão delta e (b) conexão estrela.....	77
Figura 4.7 – Esquema de conexão de todos os terminais dos enrolamentos.....	77
Figura 4.8 – Esquema do circuito equivalente do motor para as capacitâncias de fuga.....	81
Figura 4.9 – Crescimento de C_{eq} de acordo com a potência de motores de 4 pólos e bobinas originais de fábrica.	85
Figura 5.1 – Circuito equivalente de modo comum do motor de indução.....	96
Figura 5.2 – Fonte PWM modelada no ATP.	100
Figura 5.3 – Tensão de modo comum nos terminais do motor (preto) e nos rolamentos (cinza).	101
Figura 5.4 – Corrente de modo comum total para o terra.....	102
Figura 5.5 – Tensão de modo comum nos rolamentos caracterizada pela ruptura do dielétrico e o contato metálico entre as trilhas e esferas metálicas. Detalhe mostrando o instante em que ocorre o contato elétrico (tensão zero).....	103
Figura 5.6 – Corrente de modo comum nos rolamentos, caracterizada pela ruptura do dielétrico (preto) e contato entre as esferas e trilhas (cinza). Detalhe mostrando a mudança de comportamento da corrente de modo comum após o contato elétrico entre as esferas e trilhas.	104

Figura 5.7 – Corrente de descarga nos rolamentos quando ocorre o contato elétrico entre as esferas e trilhas.	105
Figura 5.8 – Tensão e corrente de modo comum em um motor de 15 cv – valores medidos [3].	105
Figura 5.9 – Resultado obtido em [14] para as correntes de modo comum devido a rupturas do dielétrico do isolante presente nos rolamentos.	107
Figura 5.10 – Resultado obtido no ATP quando é desconsiderado Z_{shaft} e o contato metálico entre as esferas e trilhas dos rolamentos para as correntes de modo comum nos rolamentos devido a rupturas do dielétrico.	107
Figura 1: Diagrama de fluxo em uma ranhura do estator ao longo de um passo de ranhura.	123
Figura 2 – Diagrama vetorial equivalente e circuito equivalente de um capacitor com perdas.	125
Figura 3 – Circuito equivalente paralelo e respectivo diagrama vetorial de um capacitor com perdas.	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Variação de K de alguns materiais dielétricos [28].	29
Tabela 3.1 – Informações de placa do motor WEG [32].	48
Tabela 3.2 – Detalhes construtivos e dados do motor.	50
Tabela 4.1 – Capacitâncias de enrolamentos medidas entre estator e carcaça.	76
Tabela 4.2 – Capacitâncias de fase medidas entre estator e carcaça.	78
Tabela 4.3 – Capacitância C_{eq1}	79
Tabela 4.4 – Medidas de capacitância em motores desmontados.	82
Tabela 4.5 – Medida de capacitâncias em motores montados.	84
Tabela 4.6 – Valor de C_{eq1} obtido no FEMM e medição, com respectivo desvio percentual.	87
Tabela 4.7 – Cálculo da capacitância equivalente.	87
Tabela 4.8 – Capacitância C_{eq1} de acordo com a potência do motor – valor medido e resultado do FEMM – e os respectivos desvios percentuais.	89
Tabela 4.9 – Capacitância C_{sf} de acordo com a potência do motor.	90
Tabela 4.10 – Capacitância C_{sr} de acordo com a potência do motor – valor calculado analiticamente e pelo FEMM – e os respectivos desvios percentuais.	90
Tabela 4.11 – Capacitância C_{rf} de acordo com a potência do motor – valor calculado analiticamente e pelo FEMM – e os respectivos desvios percentuais.	91
Tabela 5.1 – Parâmetros do Motor de Indução	98

ÍNDICE

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	1
1.1. ASPECTOS GERAIS.....	1
1.2. CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO	3
1.3. OBJETIVOS	4
1.4. O ESTADO DA ARTE	5
1.5. CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO.....	8
1.6. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	9
CAPÍTULO II - ACOPLAMENTOS CAPACITIVOS DE MOTORES DE INDUÇÃO ...	11
2.1. INTRODUÇÃO.....	11
2.2. TEORIA FUNDAMENTAL SOBRE CAPACITORES E CAPACITÂNCIA.....	13
2.2.1. Cálculo da Capacitância de Acordo com sua Geometria.....	15
2.3. MATERIAIS DIELÉTRICOS E ISOLANTES.....	17
2.4. A CONSTANTE DIELÉTRICA DOS MATERIAIS ISOLANTES	20
2.4.1. Sólidos	20
2.4.2. Vernizes	22
2.4.3. Resinas.....	25
2.4.4. O Fator de Perdas ($\text{tg } \delta$)	28
2.5. CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DOS MOTORES DE INDUÇÃO.....	29
2.5.1. Capacitâncias de Fuga para a Carcaça.....	32
2.5.1.1. Capacitância C_{sf}	32
2.5.1.2. Capacitância C_{sr}	37
2.5.1.3. Capacitância C_{rf}	38
2.5.1.4. Valores Típicos das Capacitâncias de Fuga.....	39
2.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	40
CAPÍTULO III - REPRESENTAÇÃO GEOMÉTRICA DO MOTOR DE INDUÇÃO NO FEMM	42
3.1. VISTAS E DIMENSÕES	43
3.2. DADOS DO MOTOR.....	48
3.3. REPRESENTAÇÃO DAS RANHURAS, CONDUTORES, MATERIAIS DIELÉTRICOS E CABEÇA DE BOBINA	50
3.3.1. Ranhuras.....	50
3.3.2. Filme Isolante de Fechamento e Fundo de Ranhura.....	52
3.3.3. Bobinas do Estator.....	55
3.3.4. O Esmalte e sua Constante Dielétrica	57
3.3.5. Cabeça de bobina	59
3.4. REPRESENTAÇÕES HIPOTÉTICAS E ANÁLISE DE RESPOSTAS	64
3.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	69
CAPÍTULO IV - METODOLOGIA DE DETERMINAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DE FUGA COM BASE EM MEDIÇÕES E SIMULAÇÕES NO FEMM.....	70
4.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	70

4.2.	METODOLOGIA DA MEDIÇÃO	73
4.2.1.	Medição da Capacitância Estator-Carça (C_{sf})	74
4.2.2.	Capacitância Equivalente e do Estator e Rotor – (C_{eq1}) e (C_{sr}).....	79
4.2.3.	Capacitância entre Rotor e Carça – C_{rf}	80
4.2.4.	Medição de Capacitâncias de Fuga de Diversos Motores	82
4.3.	ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS CAPACITÂNCIAS MEDIDAS, CALCULADAS ANALITICAMENTE E PELO FEMM	85
4.3.1.	Resultados Relativos à Capacitância Estator-Carça C_{sf}	86
4.3.2.	Resultados Relativos à Capacitância Equivalente (C_{eq1})	86
4.3.3.	Resultados Relativos às Capacitâncias Estator-Rotor (C_{sr}) e Rotor-Carça (C_{rf})	87
4.4.	APLICAÇÃO DA METODOLOGIA DE DETERMINAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DE FUGA EM MOTORES DE DIFERENTES POTÊNCIAS	88
4.4.1.	Método de Cálculo de C_{sf} e C_{eq1} no FEMM	89
4.4.2.	Cálculo de C_{sr} no FEMM.....	90
4.4.3.	Cálculo de C_{rf} no FEMM	91
4.5.	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	92
CAPÍTULO V - SIMULAÇÕES NO ATP E ANÁLISE DE RESPOSTAS		94
5.1.	ASPECTOS GERAIS.....	94
5.2.	CARACTERÍSTICAS DO MOTOR E SEU CIRCUITO EQUIVALENTE.....	94
5.3.	CARACTERÍSTICAS DOS CABOS DE INTERLIGAÇÃO E FONTE DE TENSÃO DE MODO COMUM.....	99
5.4.	ANÁLISE DE RESPOSTAS.....	101
5.5.	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	108
CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES.....		110
6.1.	A PESQUISA	110
6.2.	TRABALHOS FUTUROS.....	114
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		116
APÊNDICE A – O ENTREFERRO E O FATOR DE CARTER.....		121
APÊNDICE B – CÁLCULO DO VALOR DA $tg\delta$		124
ANEXO I - MODELAGEM DO CIRCUITO EQUIVALENTE NO ATP.....		128
• FORMA DE ONDA DA TENSÃO DE MODO COMUM NA SAÍDA DA FONTE		128
• MODELO DO SISTEMA ELETRICO ACOPLADO AO MOTOR		129
ANEXO II - DESENHOS DOS MOTORES DE 1,5 CV E 10 CV		130
• MOTOR WEG 1,5 CV – MODELO W21 ALTO RENDIMENTO PLUS.....		130
• MOTOR WEG 10 CV – LINHA PADRÃO		134

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1. ASPECTOS GERAIS

A qualidade da energia elétrica é um assunto que diz respeito não somente o padrão das formas de onda da tensão fornecida, como também ao alto desempenho das máquinas elétricas. Estas últimas são sempre objeto de análise devido à sua enorme relevância e contribuição ao sistema de energia. Com o uso cada vez maior de componentes eletrônicos juntamente com motores elétricos, tendo como um dos principais objetivos a diminuição do consumo de energia elétrica, tornou-se necessário analisar os efeitos secundários dessa operação conjunta, a fim de prevenir a diminuição da vida útil dos motores e a má especificação dos equipamentos de proteção [11, 33, 34].

No que diz respeito ao acionamento de motores de indução por inversores trifásicos, os quais operam sob modulação PWM senoidal (*PWM – Pulse Width Modulated*), sabe-se que a soma instantânea das tensões de saída das fases do inversor resulta em um valor não nulo. Tal tensão resultante é caracterizada por uma forma de onda em degraus, os quais correspondem a um terço do valor da tensão do barramento C.C. do conversor [11]. A figura 1.1 [31] ilustra um exemplo de tensão de modo comum resultante.

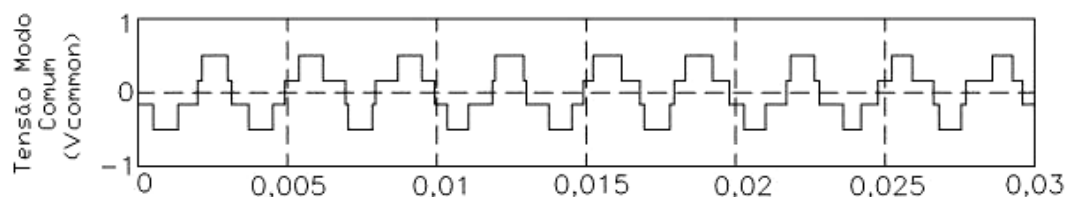


Figura 1.1 – Tensão de modo comum (em p.u) ao longo do tempo – o somatório das tensões de saída do inversor não é zero.

Cada dv/dt desta tensão de modo comum excita os acoplamentos capacitivos do cabo, conversor e motor para o terra, gerando a circulação de correntes de modo comum. Estas correntes são responsáveis pela atuação indevida de relés de falta para o terra, interferência eletromagnética (*Electromagnetic Interference – EMI*) e falhas nos rolamentos dos motores, dentre outros problemas [1, 3, 21].

No tocante ao motor, é feita sua modelagem para o estudo desses fenômenos em alta frequência, a qual é baseada na utilização de um circuito elétrico equivalente [4, 17, 21, 22] onde são incluídos os acoplamentos capacitivos entre suas partes constituintes. Apesar da simplicidade do circuito equivalente do motor para a representação de suas capacitâncias, a obtenção destes parâmetros é algo bastante complexo. Medições requerem instrumentos de alto custo e envolvem dificuldades práticas [4], o que torna muitas vezes o procedimento inviável, ao passo que nas formulações analíticas há várias simplificações que podem comprometer o resultado final [1, 3, 4, 15].

Neste contexto, o presente trabalho apresenta uma nova alternativa, a qual se baseia na técnica de elementos finitos, para o cálculo das principais capacitâncias de fuga em motores de indução através do programa FEMM (*Finite Element Method Magnetics*). Em seguida, é demonstrada uma aplicação dos resultados obtidos no FEMM em um estudo dos fenômenos de modo comum em motores de indução. Através de simulações no programa ATP (*Alternative Transients Program*), é verificado o comportamento das correntes de modo comum nos rolamentos e sistema elétrico, prevendo assim a ocorrência ou não de falhas prematuras nos rolamentos.

1.2. CARACTERIZAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO

A pesquisa sobre o assunto foi realizada devido à necessidade de se conhecer os parâmetros relativos ao circuito equivalente de modo comum de motores de indução para a previsão dos efeitos secundários da operação conjunta entre motores e conversores de frequência do tipo PWM. O acionamento de motores por tais equipamentos gera correntes de modo comum que circulam pelos acoplamentos capacitivos do sistema elétrico, sobretudo pelas capacitâncias de fuga dos motores, havendo a necessidade de ter conhecimento sobre o fenômeno para ser possível tomar medidas preventivas.

O interesse sobre o tema veio do trabalho citado em [11, 33], o qual descreve o método para a modelagem de cabos no programa ATP, considerando a variação de seus parâmetros de acordo com a frequência, a qual é resultante do chaveamento dos inversores. O trabalho expõe uma metodologia para análise dos efeitos de reflexão nos cabos provenientes do chaveamento dos inversores e constata a problemática existente devido ao aparecimento de correntes de modo comum. No trabalho, foi visto que os cabos de conexão, nas extremidades conectadas ao motor, apresentavam um tipo de deterioração na sua isolação, cujo motivo pode ser justificado pela sobretensão transitória oriunda do chaveamento do inversor. Verificou-se também que os acoplamentos capacitivos existentes no motor, frente a tal variação de tensão, possibilitavam a circulação de corrente de modo comum, cuja intensidade não é desprezível em alguns casos.

Sabe-se que todo motor de indução pode ser representado por um circuito equivalente, sendo o mais difundido referente à frequência da rede de alimentação (50 ou 60 Hz). Em relação ao funcionamento do motor com conversores de frequência, o chaveamento da fonte resulta em transitórios em alta frequência (da ordem de alguns mega-hertz) devido à mudança repentina do nível de tensão em um curto espaço de tempo. Esta variação em alta frequência faz com que os acoplamentos capacitivos do motor e do sistema elétrico em geral ofereçam caminho de baixa impedância para a circulação das correntes de modo comum. A partir de vários trabalhos publicados [4, 17, 21, 22], é encontrado o circuito equivalente do

motor de indução para a análise das tensões e correntes de modo comum, o qual é relativamente simples. Porém, apesar da simplicidade de representação da estrutura do motor (do ponto de vista da inclusão de suas capacitâncias de fuga), tem-se muita dificuldade na obtenção dos valores de seus parâmetros capacitivos, o que torna o problema complexo. Medições requerem equipamentos de elevado custo e envolvem dificuldades práticas [3, 4, 10], o que torna muitas vezes o procedimento inviável, ao passo que formulações analíticas [4, 13, 14, 15] podem conduzir a resultados duvidosos devido às simplificações de cálculo.

Diante disso, destaca-se a motivação para a realização deste trabalho, a qual consiste em elaborar uma metodologia diferente das demais para obter as capacitâncias de fuga em motores de indução. O procedimento aqui apresentado trata-se da computação das capacitâncias a partir do método de elementos finitos, utilizando programas computacionais gratuitos, como o FEMM. O FEMM é um programa que se baseia na metodologia de elementos finitos para a solução de problemas eletrostáticos, dentre outros. Ainda, a técnica elaborada neste trabalho visa contornar as dificuldades encontradas nos procedimentos de medição e imprecisão dos cálculos analíticos, fornecendo resultados confiáveis e de fácil obtenção.

1.3. OBJETIVOS

Um dos objetivos principais deste trabalho consiste, portanto, na determinação das capacitâncias de fuga de motores de indução associadas a seu circuito equivalente de modo comum. Para isso, a metodologia empregada é sustentada por análises de respostas obtidas em computações feitas no FEMM seguida da comparação entre os valores encontrados no programa com formulações analíticas e medições.

A literatura atual sobre o assunto descreve um modelo de capacitâncias de fuga para motores de indução composto de quatro tipos de capacitâncias, a saber: capacitância entre os enrolamentos do estator e carcaça (C_{sf}), capacitância entre os

enrolamentos do estator e rotor (C_{sr}), capacitância entre rotor e carcaça (C_{rf}) e capacitância de rolamento (C_b). As três primeiras citadas (C_{sf} , C_{sr} e C_{rf}) existem independentemente das condições de operação do motor, enquanto que a última (C_b) pode vir ou não a existir durante seu funcionamento e assume valores variáveis de acordo com a velocidade de rotação, dentre outros fatores. Devido à sua complexidade e falta de informações precisas sobre dimensões e materiais que compõem os rolamentos, a sistemática proposta não contempla a capacitância C_b , sendo a mesma considerada somente durante a análise de resultados obtidos em simulações no ATP. Sendo assim, este trabalho apresenta uma metodologia viável de obtenção das capacitâncias C_{sf} , C_{sr} e C_{rf} para o circuito equivalente de modo comum de motores de indução através do programa FEMM. Além disso, é feita uma análise das respostas obtidas em simulações realizadas no ATP considerando os parâmetros de entrada ao circuito equivalente (valores das capacitâncias de fuga).

1.4. O ESTADO DA ARTE

A problemática relacionada ao aparecimento de correntes e tensões de modo comum devido ao uso de inversores e as técnicas mitigadoras destes problemas já vem sendo discutida há alguns anos. Em 1998 o artigo “An Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents, EMI and Overvoltages in ASD Applications” [1] foi publicado no IEEE Transactions on Industry Applications fez uma abordagem sobre a aplicação de algumas soluções mitigadoras de acordo com o tipo de motor e condições de operação.

Em 2002, pode ser observada uma grande diversidade de artigos publicados sobre o tema, tais como “Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages” [3], “System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents” [4] e outros. Em [3], os autores divulgam uma tabela comparativa entre as capacitâncias de fuga medidas e calculadas, podendo ser visto também alguns gráficos que ilustram o aparecimento de tensão e corrente de modo comum nos rolamentos do motor. Nestes gráficos, nota-se que algumas correntes são bastante

danosas aos rolamentos e causadas devido à ruptura do dielétrico (“Electric Discharge Machining” – EDM) da graxa lubrificante. Outros resultados ilustram o comportamento de algumas capacitâncias, como a mudança do valor de C_{rf} de acordo com a potência do motor e a variação de C_{sr} de acordo com a frequência. Em [4] e [14], os autores propõem algumas formulações analíticas para o cálculo das capacitâncias de fuga do motor e curvas que ilustram o comportamento dessas capacitâncias de acordo com a potência do motor.

Em [8] e [9], os autores apresentam as formas de prevenção e avaliações experimentais das técnicas mitigadoras das correntes nos rolamentos, datados de 2003. Em [8], é discutida a influência do tipo de cabo utilizado para a interligação do motor à fonte de alimentação e as diferentes técnicas mitigadoras dos problemas de modo comum, como filtros e utilização de rolamentos isolados ou híbridos, nas correntes de modo comum de motores de 11 kW até 500 kW. Em [9], é divulgada a análise sobre uma técnica em específico para a mitigação das correntes de modo comum, conhecida como “blindagem condutora” (*conductive shielding*).

Os autores T. Humiston e P. Pillay divulgam em 2004 o artigo “Parameter Measurements to Study Surge Propagation in Induction Machines” [10], o qual trata de medições dos parâmetros necessários à determinação da impedância de surto, que é composta também pelas capacitâncias de fuga. Em 2005, o autor H. de Paula divulga o trabalho intitulado de “A New Strategy for Differential Overvoltages and Common-mode Currents Determination in PWM Induction Motor Drives” [11] no IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. O trabalho consiste no aprimoramento do estudo das correntes e tensões de modo comum através da proposta de uma modelagem especial dos cabos de interligação entre inversor e motor, sendo este tipo de trabalho encontrado também no artigo [33]. Além deste trabalho, foi encontrada uma série de artigos, como [7, 12, 13], cujo principal foco é a modelagem do circuito equivalente do motor para simulações computacionais e cálculo analítico das capacitâncias de fuga.

Em se tratando do circuito equivalente do motor e cálculo analítico das capacitâncias de fuga, pode ser destacado, primeiramente, o artigo [15] publicado em 2007 pelos autores A. Muetze e A. Binder. Este artigo apresenta formulações analíticas para o cálculo de algumas das capacitâncias de fuga (C_{sr} , C_{rf} e C_b) de

acordo com as características construtivas do motor, servindo como referência para a comparação dos resultados apresentados neste trabalho. Em seguida, podem ser destacados os artigos [17], datado de 2007, [21] (2009) e [22] (2010). Em [17] é apresentado o circuito equivalente para o estudo do comportamento de motores de indução em uma ampla faixa de frequência: de 10 Hz até 10 MHz. Nesse sentido, o artigo aborda também os parâmetros necessários ao mesmo, tendo sido de grande auxílio na elaboração da representação geométrica do motor e análise dos parâmetros de entrada no FEMM. Já os artigos [21] e [22] propõem um modelo mais simplificado do circuito equivalente do motor para o estudo das correntes e tensões de modo comum, ruptura do dielétrico nos rolamentos e, sobretudo, análise da diferença de tensão existente entre as extremidades do eixo do motor. Dentre todos os modelos apresentados nos artigos contemplados nesta dissertação, foi escolhido o circuito equivalente proposto em [21] para a análise dos fenômenos de modo comum no ATP, visto que se adequava melhor às necessidades deste trabalho.

Os artigos [16, 18, 19] foram utilizados como referências de trabalhos que utilizaram o método de elementos finitos para análise de problemas eletrostáticos, cálculo de parâmetros do motor e estudo de fenômenos relacionados às correntes e tensões de modo comum. Outros artigos, tais como [5, 6, 14, 20] foram utilizados para aprimorar a pesquisa efetuada sobre os fenômenos de modo comum e a aplicação do método de elementos finitos para o cálculo de parâmetros dos motores e análise de problemas eletrostáticos.

Após a conscientização do tema e das questões necessárias para a execução da pesquisa, foi preciso buscar algumas fundamentações teóricas para embasar melhor as análises e elaborar a metodologia no FEMM. Os livros “Materiais Elétricos – Isolantes e Magnéticos” [23] e “Dielectrics in Electric Fields” [28], autores W. Schimidt e G. G. Raju, respectivamente, foram utilizados para o estudo dos materiais dielétricos e conhecimento de alguns valores típicos de constante dielétrica dos isolantes em geral. Já os livros “Fundamentos da Teoria Eletromagnética” [24] e “Engineering Electromagnetics” [27] serviram como base teórica para o estudo sobre capacitâncias e apresentação das fórmulas tradicionais de cálculo de acordo com a geometria do capacitor. Já as referências [25, 26, 30] foram os livros usados para o embasamento teórico sobre motores de indução. A forma de se estimar

capacitâncias de fuga (C_{sf}) de acordo com suas características construtivas e determinação de alguns parâmetros necessários ao cálculo das outras capacitâncias foi feita a partir das formulações analíticas propostas em [15].

As referências [31] e [32] tratam de catálogos da empresa WEG extraídos de sua página na internet para a consulta dos materiais utilizados na isolação de tensão, condução de corrente elétrica e características dos rolamentos. Essas informações foram essenciais para a elaboração da representação no FEMM e análise de respostas no ATP. Em [33] e [34] são mostrados os artigos motivadores para a realização deste trabalho, sendo também as referências para a modelagem no ATP dos cabos de ligação entre o motor e a fonte PWM. A bibliografia citada nas referências [35 – 43] trata da literatura existente a respeito de elementos finitos e trabalhos de autores consagrados sobre o assunto.

1.5. CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Diante do que foi colocado, o presente trabalho visa contribuir para o aperfeiçoamento dos estudos das correntes de modo comum em motores de indução. A determinação das capacitâncias a partir do programa FEMM é uma proposta que permite a obtenção de resultados mais precisos que as formulações analíticas e de forma mais simplificada e menos onerosa que algumas medições. O conhecimento do fenômeno de armazenamento de energia eletrostática no motor faz com que a determinação dessas capacitâncias seja realizada de forma mais exata, possibilitando a obtenção de resultados mais condizentes com as observações realizadas na prática.

O método analítico, mesmo tendo uma boa fundamentação teórica sobre o assunto, possui simplificações a fim de tornar o cálculo viável. Isso significa que o foco principal do mesmo não é a exatidão das respostas, mas a simplificação do problema a ponto de possibilitar a determinação das capacitâncias através de equacionamentos simples. Já as medições requerem em alguns momentos procedimentos complexos e/ou equipamentos de elevado custo que muitas vezes

não são disponíveis ao engenheiro pesquisador. Nesse sentido, o trabalho apresenta uma metodologia diferenciada para a obtenção das capacitâncias de fuga em motores de indução. Através do programa FEMM, é feita a computação das capacitâncias de forma precisa e relativamente simples, possibilitando a modelagem da máquina de forma apropriada aos estudos de modo comum de alta frequência.

1.6. ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está subdividido em seis capítulos. No capítulo I é apresentado o tema do trabalho, detalhando a forma como a pesquisa está exposta e a revisão bibliográfica.

No segundo capítulo, é descrita a teoria necessária à execução do trabalho, sendo assuntos relativos ao circuito equivalente e efeito das correntes de modo comum nos motores, além de um embasamento teórico sobre capacitâncias, dielétricos e condutores, características construtivas do motor para a análise das capacitâncias de fuga etc. O capítulo também aborda as técnicas existentes para o cálculo analítico das capacitâncias C_{sf} , C_{sr} e C_{rf} .

No terceiro capítulo é feita a descrição da técnica elaborada para o cálculo das respectivas capacitâncias no FEMM. Primeiramente, é feita a representação geométrica da estrutura analisada e, em seguida, são determinados os parâmetros necessários para a realização dos cálculos a partir da metodologia de elementos finitos. Em seguida, é feita uma análise de sensibilidade em relação aos valores dos parâmetros de entrada, considerando as variações possíveis e a influência disso nos resultados finais de capacitâncias.

O quarto capítulo trata da metodologia empregada para o procedimento de medição das capacitâncias de fuga, os arranjos matemáticos necessários para a obtenção dos valores almejados e os resultados obtidos no FEMM através da sistemática. Diante dos valores encontrados analiticamente no segundo capítulo, é

verificada a convergência entre os resultados e análise das qualidades e defeitos de cada procedimento através de medições e computações realizadas no FEMM.

Já no quinto capítulo é abordada a simulação do circuito equivalente do motor no ATP, análise dos resultados observados e comparação com as respostas e valores divulgados em outros trabalhos [4, 14].

Para o desfecho do trabalho, é elaborado o sexto capítulo com as principais conclusões, considerando os pontos mais importantes, as dificuldades de maior relevância e, diante das mesmas, as soluções encontradas. Ainda neste capítulo apresentam-se sugestões para trabalhos futuros, que poderão dar continuidade ao estudo.

Nas referências bibliográficas é exposta toda a bibliografia utilizada durante o estudo. Nos Apêndices são colocadas as teorias adicionais necessárias para a melhor compreensão do trabalho e nos Anexos podem ser vistos o circuito elétrico modelado no ATP para o estudo das correntes de modo comum, as formas de onda na saída do PWM e desenhos referentes a motores de diferentes potências.

ACOPLAMENTOS CAPACITIVOS DE MOTORES DE INDUÇÃO

2.1. INTRODUÇÃO

O estudo dos acoplamentos capacitivos em motores de indução passa por uma revisão dos conceitos básicos sobre campos elétricos, cargas elétricas e suas particularidades no que diz respeito a motores de indução. Com esse objetivo, são apresentados neste capítulo os conceitos fundamentais que norteiam os procedimentos relativos ao conhecimento das capacitâncias de fuga dos enrolamentos do estator e das outras partes componentes do motor. Em princípio, sabe-se que existe um acoplamento capacitivo entre os enrolamentos e a carcaça do motor, que é um parâmetro determinante para a corrente de modo comum oriunda dos dv/dt 's da tensão de sequência zero produzida pelo inversor PWM. Esse acoplamento é determinado pelas características geométricas do motor e dos enrolamentos, pelas características dos materiais isolantes utilizados e a forma com que os mesmos são empregados no motor. A combinação dessas características deverá definir o comportamento do campo elétrico no interior do motor e, conseqüentemente, no valor das capacitâncias de fuga.

O circuito elétrico equivalente do motor possui, basicamente, quatro principais capacitâncias de fuga, que são: C_{sf} , C_{sr} , C_{rf} e C_b . A figura 2.1 [31] mostra o circuito equivalente relativo ao modo comum do motor para a análise das correntes transitórias que fluem do seu enrolamento para o terra.

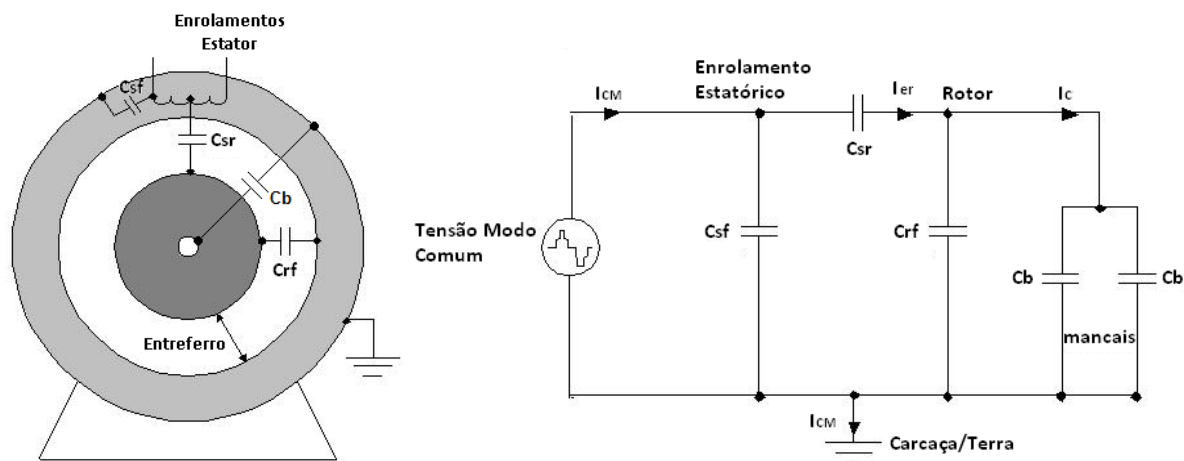


Figura 2.1 – Circuito equivalente de modo comum (modelo simplificado) de um motor de indução.

Onde I_{CM} é a corrente de modo comum total, I_{er} a corrente do estator para o rotor e I_c a corrente pelos mancais. Nas capacitâncias C_{sf} e C_{rf} são estabelecidas correntes de deslocamento em cada variação da tensão de modo comum; já pelo rolamento, através das capacitâncias C_b , são geradas correntes de descarga sempre que a tensão eletrostática induzida no eixo da máquina for suficientemente elevada para romper a rigidez dielétrica da graxa lubrificante. Essas descargas desgastam as esferas e a pista do rolamento, dando origem a pequenos pontos de desgaste, que começam a se sobrepor e, caso haja correntes de descarga por longo tempo, sulcos (crateras) serão formados. A erosão acarreta a redução da vida útil dos rolamentos e pode provocar falha na máquina. As figuras 2.2, 2.3 e 2.4 [31] mostram alguns dos desgastes típicos em rolamentos provocados pelas correntes de modo comum.

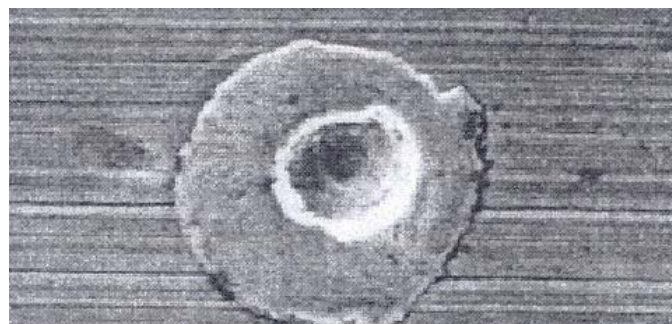


Figura 2.2 – Imagem ampliada de uma cratera ocasionada por eletro erosão na pista interna do rolamento.

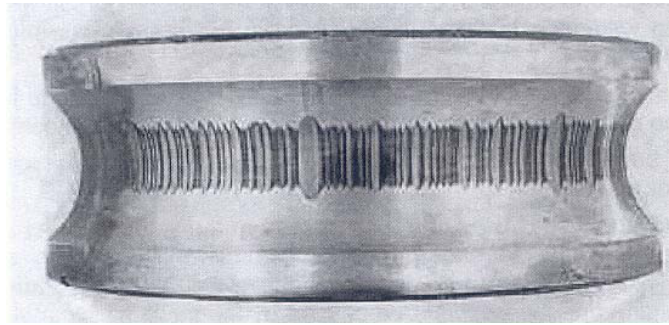


Figura 2.3 – Pista de rolamento danificada devido à circulação de corrente elétrica pelo mancal.

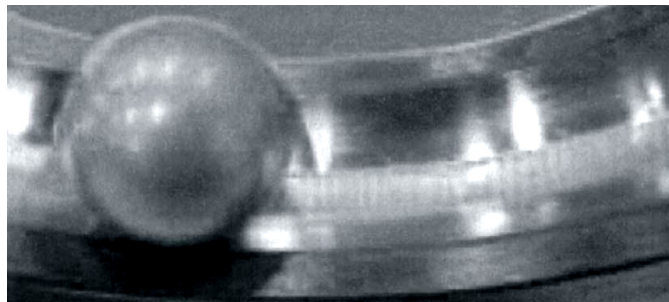


Figura 2.4 – Estriamento (*fluting*) causado pela corrente elétrica no mancal

2.2. TEORIA FUNDAMENTAL SOBRE CAPACITORES E CAPACITÂNCIA

A função primária da isolamento do motor é a de resistir à tensão aplicada. Sendo assim, em se tratando da isolamento entre as bobinas do estator e a carcaça, por exemplo, o isolante serve como uma barreira de tensão que separa duas superfícies metálicas formadas pelos condutores de cobre e a ranhura metálica. Isso é o equivalente a um capacitor, onde a isolamento para a carcaça representa o meio dielétrico do mesmo. Consequentemente, o conceito de capacitância é fundamental para o entendimento do comportamento do isolante (dielétrico), sendo necessário identificar o desempenho e as características dos capacitores.

Capacitância é a habilidade de um elemento capacitivo armazenar cargas elétricas. A relação entre a quantidade de cargas q nas placas do elemento e a

tensão V produzida é a capacitância C do mesmo. Esta definição é ilustrada pelo equacionamento básico dado em (2.1).

$$C = \frac{q}{V} \quad [\text{farads}] \quad (2.1)$$

A capacitância de um capacitor (ou condensador) depende de sua geometria e da constante dielétrica K do material isolante (dielétrico) entre as placas. A energia armazenada no campo elétrico devido às cargas acumuladas no capacitor fica evidente quando este é colocado em curto-circuito após um período de carregamento do capacitor. Seja q (em coulombs) as cargas nas placas do capacitor e v (em volts) a diferença de potencial resultante entre as placas. Pela equação (2.2), v será igual a:

$$v = \frac{q}{C} \quad [\text{volts}] \quad (2.2)$$

Essa diferença de potencial, a qual é na verdade a energia potencial por unidade de carga, multiplicada pelo diferencial de cargas dq , é igual ao aumento correspondente no diferencial de energia dJ que um capacitor recebe devido a uma adição de cargas dq . Somando todos esses diferenciais de cargas, de zero até a carga final Q , o resultado é o valor final da energia armazenada no campo elétrico do capacitor, ou:

$$J = \int_0^Q \frac{q}{C} dq = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C} = \frac{1}{2} CV^2 \quad [\text{joules}] \quad (2.3)$$

Como era de se esperar, essa relação tem uma correspondência análoga com a energia armazenada em um dado campo magnético associada com a indutância L , como pode ser verificado na equação (2.4).

$$J = \frac{1}{2} LI^2 \quad [\text{joules}] \quad (2.4)$$

Onde, em estudos eletromagnéticos, I é o valor final da corrente que sustenta o campo magnético. De forma análoga, na equação (2.3) V é a diferença de potencial que sustenta o campo elétrico sobre o elemento capacitivo em questão.

2.2.1. Cálculo da Capacitância de Acordo com sua Geometria

Já são bastante conhecidas na literatura as fórmulas analíticas para o cálculo da capacitância de acordo com configurações geométricas básicas do capacitor. Por exemplo, para um capacitor de placas planas e paralelas, como mostra a figura 2.5, a capacitância pode ser calculada pela expressão (2.5).

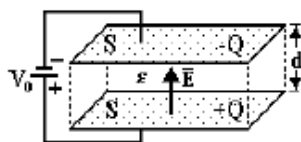


Figura 2.5 – Capacitor de placas planas e paralelas.

$$C = \frac{Q}{V_o} = \frac{\int_0^d \overline{\epsilon E a_z} \cdot \overline{dS a_z}}{-\int_d^0 \overline{E a_z} \cdot \overline{dz a_z}} = \frac{\epsilon E S}{-E(0-d)} \Rightarrow \boxed{C = \frac{\epsilon S}{d}} \quad (2.5)$$

Sendo S a área das placas, ϵ é a permissividade relativa do material isolante, a qual é igual ao produto entre sua constante dielétrica e a permissividade do vácuo ($\epsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12} \text{ As/(Vm)}$), e d a distância entre as placas. Nota-se que a expressão (2.5) provém da equação básica mostrada anteriormente em (2.1). No caso de capacitores cilíndricos coaxiais com raio interno “a” e raio externo “b” (conforme figura 2.6), o cálculo passa a ser dado pela expressão (2.6).

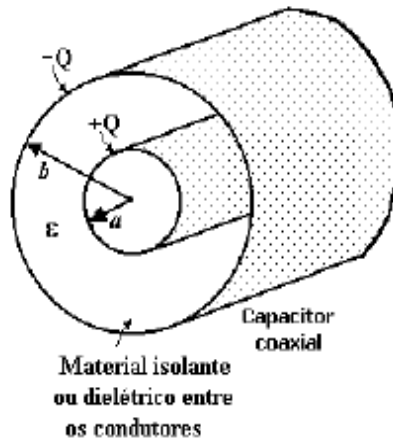


Figura 2.6 – Capacitores cilíndricos coaxiais de raio interno “a” e raio externo “b”.

$$\begin{aligned}
 \oint \vec{D} \cdot d\vec{S} &= Q_{\text{interna}} \\
 D \cdot 2\pi\rho L &= +Q \Rightarrow D = \frac{Q}{2\pi\rho L} \\
 \vec{E} &= \frac{\vec{D}}{\epsilon} = \frac{Q}{2\pi\epsilon\rho L} \vec{a}_\rho \\
 V_o = V_{ab} &= - \int_{\rho=b}^a \frac{Q}{2\pi\epsilon\rho L} \vec{a}_\rho \cdot d\rho \vec{a}_\rho \\
 V_o &= \left[\frac{-Q}{2\pi\epsilon\rho L} \ln \rho \right]_b^a \Rightarrow V_o = \frac{Q}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{b}{a} \\
 \boxed{C = \frac{Q}{V_o} = \frac{2\pi\epsilon L}{\ln(b/a)}} & \quad (2.6)
 \end{aligned}$$

Finalmente, tem-se a expressão (2.7) que corresponde ao cálculo da capacitância entre duas esferas concêntricas, de raio interno “a” e raio externo “b”, como mostra a figura 2.7.

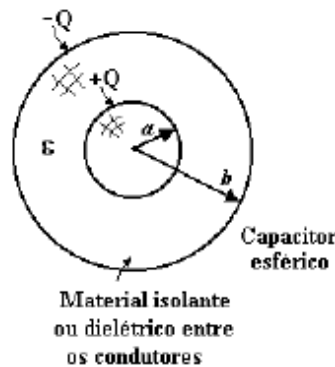


Figura 2.7 – Capacitância entre duas esferas concêntricas, de raio interno “a” e raio externo “b”.

$$\begin{aligned}
\oint \vec{D} \cdot d\vec{S} &= Q_{\text{interna}} \\
D \cdot 4\pi r^2 &= Q \Rightarrow D = \frac{Q}{4\pi r^2} \\
\vec{E} = \frac{\vec{D}}{\epsilon} &= \frac{Q}{4\pi\epsilon r^2} \vec{a}_r \\
V_o = V_{ab} &= - \int_{r=b}^a \frac{Q}{4\pi\epsilon r^2} \vec{a}_r \cdot d\vec{r} \vec{a}_r \\
V_o &= \frac{-Q}{4\pi\epsilon} \left[\frac{-1}{r} \right]_b^a \Rightarrow V_o = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{b} \right)
\end{aligned}$$

$$\boxed{C = \frac{Q}{V_o} = \frac{4\pi\epsilon}{\left(\frac{1}{a} - \frac{1}{b} \right)}} \quad (2.7)$$

Deve ser enfatizado que estas fórmulas básicas são contempladas neste trabalho para uma boa compreensão dos métodos analíticos existentes para o cálculo das capacitâncias de fuga em motores de indução e cálculos realizados no FEMM.

2.3. MATERIAIS DIELÉTRICOS E ISOLANTES

Dentro do assunto capacitância, são introduzidos os conceitos de *constante dielétrica de materiais dielétricos* e *condutores*. Em se tratando do comportamento eletrostático, os materiais podem ser divididos em duas categorias: *condutores* de eletricidade e *isolantes* (materiais dielétricos). Os condutores são substâncias, como os metais, que contêm um grande número de portadores de cargas essencialmente livres. Esses portadores de carga (elétrons, na maioria dos casos) estão livres para movimentar-se por todo o material condutor; respondem a campos elétricos quase infinitesimais, continuando a se mover enquanto estão sob a ação de um campo. Tais portadores livres conduzirão corrente elétrica quando um campo elétrico estacionário for mantido no condutor por uma fonte externa de energia [23].

Os dielétricos são substâncias em que todas as partículas carregadas estão, ao contrário, ligadas fortemente às moléculas constituintes. As partículas carregadas podem mudar ligeiramente suas posições em resposta a um campo elétrico, porém não se afastam da vizinhança de suas moléculas. Rigorosamente falando, esta definição aplica-se a um dielétrico ideal, que não apresenta nenhuma condutividade em presença de um campo elétrico mantido externamente. Os dielétricos físicos reais apresentam pouca condutividade: num dielétrico típico, por exemplo, a condutividade é 10^{20} vezes menor do que num bom condutor. Como 10^{20} é um valor extremamente elevado, em geral é suficiente dizer que os dielétricos são não condutores.

Certos materiais (semicondutores, eletrólitos) têm propriedades elétricas intermediárias entre as dos condutores e as dos dielétricos. No que diz respeito ao seu comportamento num campo elétrico estático, estes materiais comportam-se como condutores. Entretanto, suas respostas transitórias são mais duradouras, isto é, tais materiais necessitam de mais tempo para alcançar o equilíbrio em um campo estático.

Como a carga pode mover-se livremente num condutor, mesmo sob a influência de campos elétricos muito pequenos, os portadores de carga (elétrons ou íons) movem-se até encontrarem posições em que não experimentam nenhuma força líquida. Quando atingem o repouso, o interior do condutor deve ser uma região desprovida de campo elétrico; isto deve ser assim porque a população de portadores de carga no interior não se esgota de nenhuma forma e, se um campo persistir, os portadores continuarão a se mover. Assim, sob *condições estáticas*, *o campo elétrico em um condutor se anula*. Além disso, como $E = 0$ num condutor, o potencial é o mesmo em todos os pontos deste material. Em outras palavras, *em condições estáticas, cada condutor forma uma região eqüipotencial no espaço*.

O campo elétrico produz uma força que atua sobre cada partícula carregada de um dielétrico, sendo que as partículas positivas são empurradas no sentido do campo e as partículas negativas no sentido inverso. Desta forma as partes positivas e negativas de cada molécula são deslocadas de suas posições de equilíbrio e em sentidos opostos. Estes deslocamentos são, todavia, limitados (na maioria dos casos, a frações muito pequenas de um diâmetro molecular) por intensas forças

restauradoras formadas pela mudança da configuração de carga na molécula. O termo “carga ligada”, em contraste com a expressão “carga livre” de um condutor, serve para enfatizar que estas cargas moleculares não estão livres para se movimentarem demasiadamente ou para serem extraídas do material dielétrico. O efeito total, do ponto de vista macroscópico, é mais facilmente visualizado como um deslocamento no dielétrico de toda a carga positiva em relação à carga negativa. Diz-se então que o dielétrico está *polarizado*.

A polarização de um meio dielétrico ocorre em resposta ao campo elétrico no meio. O grau de polarização depende não somente do campo elétrico, mas também das propriedades das moléculas que constituem o material dielétrico. Do ponto de vista macroscópico, o comportamento do material é completamente especificado por uma relação determinada experimentalmente, denominada *equação constitutiva*, $\mathbf{P} = \mathbf{P}(\mathbf{E})$, onde $\mathbf{E}$ é o campo elétrico macroscópico. Trata-se de uma relação pontual e se $\mathbf{E}$ variar de ponto a ponto no material, $\mathbf{P}$ variará igualmente.

Para a maioria dos materiais, $\mathbf{P}$ anula-se quando $\mathbf{E}$ se anula. Se o material for isotrópico, a polarização terá o mesmo sentido do campo elétrico que a produz. Estes resultados são resumidos pela equação constitutiva:

$$P = \chi(E)E \quad (2.8)$$

Onde a quantidade escalar $\chi(E)$ é conhecida como a *suscetibilidade elétrica* do material. Grande parte dos materiais é eletricamente isotrópica; esta categoria inclui fluidos, sólidos policristalinos e amorfos e alguns cristais.

Sendo $\mathbf{D}$ a grandeza vetorial de campo macroscópico, denominado de *deslocamento elétrico*, tem-se uma expressão para $\mathbf{D}$ em meios isotrópicos:

$$\begin{aligned} D &= \varepsilon(E)E \\ \varepsilon(E) &= \varepsilon_o + \chi(E) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Onde $\varepsilon(E)$ é a *permissividade* do material. É evidente que ε , ε_o e χ têm a mesma unidade.

Ainda que se tenha o cuidado de expressar χ e ϵ na forma $\chi(E)$ e $\epsilon(E)$, constatou-se por meio de ensaios experimentais que χ e ϵ são frequentemente independentes do campo elétrico, exceto talvez para campos muito intensos. Em outras palavras, χ e ϵ são constantes características do material. Materiais desse tipo serão chamados *dielétricos lineares* e obedecem as relações:

$$P = \chi E \quad (2.10)$$

$$D = \epsilon E \quad (2.11)$$

O comportamento dielétrico de um material é, portanto, completamente especificado ou pela permissividade ϵ ou pela susceptibilidade χ . É mais conveniente, no entanto, trabalhar com uma quantidade adimensional K definida por:

$$\epsilon = K \epsilon_0 \quad (2.12)$$

em que K é denominado coeficiente dielétrico ou simplesmente *constante dielétrica*.

Se o campo elétrico em um dielétrico se tornar muito intenso, começará a puxar elétrons completamente para fora das moléculas e o material tornar-se-á condutor. O campo elétrico máximo que um dielétrico pode suportar sem se romper é conhecido como *rigidez dielétrica*.

2.4. A CONSTANTE DIELÉTRICA DOS MATERIAIS ISOLANTES

2.4.1. Sólidos

A diversidade estrutural e as variações de matérias-primas neste grupo levam a valores bastante diferenciados de ϵ . Assim, os sólidos podem-se caracterizar por polarizações eletrônicas, iônicas, estruturais ou espontâneas bem definidas.

A menor constante dielétrica é encontrada em dielétricos sólidos, constituídos de moléculas não polares, e que assim apresentam uma polarização eletrônica pura. A temperatura influi sobre o valor de ϵ , devido à variação com a temperatura do número de moléculas por unidade de volume.

Se as partículas elementares do sólido forem íons em forma compacta (cristal iônico), então teremos o caso de uma polarização eletrônica e iônica. A constante dielétrica de sólidos com polarização iônica apresenta valores numéricos pertencentes a uma ampla faixa de valores. O coeficiente de temperatura da constante dielétrica de isolantes cristalinos com polarização iônica é geralmente positivo, pois perante uma elevação de temperatura aparece tanto uma redução da densidade quanto uma elevação da capacidade de ionização. Como esta última é mais acentuada que a outra, a elevação de temperatura resulta em um aumento da constante dielétrica. Exceção a essa regra são cristais pertencentes à família dos *titanatos* e dos *dióxidos de titânio*, onde o coeficiente de temperatura de ϵ é negativo.

Isolantes polares sólidos com estrutura cristalina ou amorfa, bem como isolantes iônicos amorfos, tais como resinas polares, baquelite, ebonite, cloreto de polivinila (PVC), goma-laca e outros. Existe ainda a celulose e seus produtos derivados (papel, tecido) e vidros inorgânicos, que constituem um grupo de isoladores em que encontramos simultaneamente as polarizações eletrônicas, iônicas e de estrutura. Classifica-se esse grupo, em geral, nos dois subgrupos vistos a seguir:

1º subgrupo – constitui-se de dielétricos iônicos amorfos, como o caso dos vidros inorgânicos. Sua polarização de estrutura é resultante à ação da temperatura. A constante dielétrica é relativamente grande, sendo da ordem de 4 a 20, e seu coeficiente de temperatura é positivo. Ao ser elevada a presença de íons facilmente deslocáveis como é o caso dos metais alcalinos (lítio e sódio), eleva-se também o valor de ϵ dos vidros.

2º subgrupo – constitui-se de sólidos polares cristalinos e amorfos, nos quais encontramos uma polarização dipolar, semelhante à de líquidos polares, porém com tempos próprios de polarização bem diferentes. Essa polarização dipolar deriva da existência de grupos polares na molécula, que sofre acentuada influência da ação de campos externos, que introduzem no sólido uma agitação térmica. Um exemplo

de tais grupos é a celulose, devido à presença do radical OH. As constantes dielétricas desses materiais variam acentuadamente com a temperatura e com a frequência do campo externo aplicado, obedecendo às mesmas leis dos isolantes líquidos polares já analisados.

Alguns isolantes cristalinos com estrutura iônica – os do grupo *Seignette* – mostram ainda, ao lado da polarização iônica e eletrônica, polarização espontânea. Sua constante dielétrica é bem elevada e depende de modo acentuado da temperatura e da frequência do campo externo. Uma particularidade característica é sua histerese dielétrica, ou seja, a permanência residual de deslocamento após a alteração do campo externo. Pertencem a esse grupo os *metatitanatos de bário* e produtos com *enxofre*. A temperatura característica em que é obtido o máximo valor de ϵ é chamada de temperatura de Curie, acima da qual desaparecem as propriedades de *Seignette*. Ainda acima da temperatura de Curie, o valor de ϵ é acentuadamente independente da intensidade de campo. Portanto, acima da temperatura de Curie, um dielétrico do grupo *Seignette* se comporta como um isolante comum com polarização eletrônica e iônica.

2.4.2. Vernizes

Os vernizes são produtos resultantes de resinas com um solvente, este último eliminado na fase final do processo de fabricação. Usando resinas, os vernizes mantêm na forma final as propriedades das resinas, classificando-se em três grupos, a saber:

- Vernizes de impregnação;
- Vernizes de colagem;
- Vernizes de recobrimento.

Vernizes de impregnação

É o tipo geralmente encontrado em associação com papéis, tecidos, cerâmicas porosas e materiais semelhantes. Sua função é preencher o espaço deixado internamente a um material, com um isolante de qualidade e características adequadas, evitando a fixação de umidade, que seria prejudicial às características elétricas.

O seu processo de aplicação é o seguinte: o material isolante fibroso ou poroso é colocado numa estufa, para dele se retirar toda ou quase toda a umidade que ocupou os interstícios do material devido à sua presença no ar circundante. Esta eliminação é feita em estufa, regulada para o material que se deseja secar, para evitar que a temperatura presente venha a prejudicar as características do material. Uma vez eliminada a umidade, o material é colocado em contato direto com o verniz de impregnação, seja através da imersão em recipientes contendo o verniz seja na forma de injeção do verniz sobre o material, sob pressão. Com o fechamento de poros e vazios dentro do material, eleva-se acentuadamente a condutividade térmica e a rigidez dielétrica e reduz-se a higroscopia, o que vem beneficiar ainda mais as características do isolante impregnado.

Uma vez impregnado, o verniz é seco em estufa, eliminando-se o solvente. Essa eliminação pode eventualmente ser feita ao ar livre sem estufa; observa-se, entretanto, que vernizes que secam ao ar livre apresentam geralmente um elevado grau de *envelhecimento*.

Além da melhoria das propriedades elétricas e térmicas, observa-se também uma melhoria das propriedades mecânicas, uma vez que, com a complementação do volume por um material sólido, a transferência de tensões mecânicas se faz em toda a seção aplicada. Esta medida reduz a concentração de esforços e eleva os valores que podem ser aplicados.

Vernizes de recobrimento

Destinam-se a formar sobre o material sólido de base, uma camada de elevada resistência mecânica, lisa, à prova de umidade e com aparência brilhante. Sua

aplicação, assim, é especialmente necessária em corpos isolantes porosos e fibrosos, bem como na cobertura de metais (fios esmaltados). No caso particular de seu uso com isolantes porosos e fibrosos, a sua ação se faz sentir por uma elevação da resistência superficial de descarga e consequente tensão de descarga externa.

Eleva-se a resistência à penetração de umidade, apesar de que, para proteger neste sentido, o isolamento também deveria ser impregnado, pois, qualquer fissura ou remoção da camada de verniz de cobertura pode colocar o isolamento em perigo. Sendo a superfície lisa, torna-se mais difícil a deposição de poeira e de outros detritos, além de facilitar a limpeza.

Vernizes de colagem

Diversos isolantes quando purificados, perdem a consistência devido à eliminação de materiais de colagem entre suas diversas porções. Em outros casos, o próprio isolamento, em geral sintético, não apresenta a necessária consistência ou coeficiente de atrito para permitir seu uso em eletricidade. Como exemplo do primeiro caso, podemos citar a mica que, quando purificada, se desmancha em grande número de pequenas lâminas, eliminando a possibilidade de formação de um sólido de dimensões definidas e fixas. Outro caso, como exemplo da segunda hipótese, é o da fibra de vidro. As fibras em si são lisas, não se estabelecendo entre elas, mesmo formando um tecido, a necessária consistência para que o tecido de fibra de vidro possa ser utilizado como isolante no setor elétrico.

Nota-se que, em ambos os casos, não se trata da necessidade de um verniz que se impregne no sólido, pois os sólidos em si são bastante compactos; por outro lado, também não é o caso de um recobrimento. Portanto, nessas condições, o necessário é um verniz que cole entre si as diversas partes do isolamento: o *verniz de colagem*.

Outra aplicação desse tipo de verniz é também a colagem de isolantes sobre metais. Distinguem-se tais vernizes por sua baixa higroscopia e boas características isolantes. Na prática, um verniz não apresenta somente uma dessas propriedades. Todos eles possuem certa predominância de alguma das três propriedades indicadas, vindo, porém, acompanhadas de mais uma ou duas outras propriedades.

2.4.3. Resinas

Um verniz é aplicado na forma líquida, e se solidifica durante a sua aplicação, passando ao estado sólido em sua fase final. Assim, o verniz não é propriamente um isolante líquido, apesar de ser adquirido nesse estado físico. Um verniz é constituído de um solvente e uma matéria-prima capaz de formar uma película, um filme, geralmente representado por uma *resina*. Quando o solvente é aplicado a uma resina, ocorre uma penetração das moléculas do solvente no interior da resina, onde, devido às forças de valência das moléculas da resina, as moléculas do solvente ficam retidas. O processo é o da dissolução da resina. Ocorre, portanto, um envolvimento das moléculas da resina pelas do solvente, dando maior mobilidade devido a um determinado “afofamento molecular”.

Define-se *resina* como uma família bastante grande, e frequentemente ampliada, de matérias-primas que, apesar de origens e características diferentes, possuem composição química ou propriedades físicas semelhantes. São misturas estruturalmente complexas, de elevado número molecular e elevado grau de polimerização.

As resinas podem ser classificadas em *naturais* ou *sintéticas*. Resinas naturais são de origem animal (como a goma-laca) ou vegetal (Copal). São obtidas na forma final, bastando-lhes aplicar um processo relativamente simples de purificação. Já as resinas sintéticas, em número maior e sempre crescente, são obtidas por complexos processos químicos, reunindo diversas matérias-primas. Dentro desse grupo se destacam, geralmente, as resinas polimerizadas, as condensadas e as à base de celulose.

Resinas naturais

Apesar de terem sido usadas com bons resultados durante muito tempo, é cada vez menor o uso das resinas naturais devido às melhores características apresentadas pelas de origem sintética. Entre as naturais, podem-se destacar as duas que se seguem:

a) Goma-laca

É uma resina de origem animal, que se apresenta como resíduo de insetos tropicais sobre os galhos de árvores. A goma-laca, após ser recolhida dos galhos, é purificada mediante fusão e filtragem. Em estado sólido se apresenta em forma de pequenas lâminas (lamelas) bastante quebradiças, com coloração amarela, avermelhada ou marrom. A principal parte da goma-laca é constituída de ácidos orgânicos de estrutura complexa, é facilmente solúvel em álcool.

b) Copal

É uma resina de origem vegetal, obtida de certas árvores. Possui elevado ponto de fusão. Em baixas temperaturas, a mesma apresenta um brilho característico, é de elevada dureza e se dissolve com dificuldade. Os copais são utilizados como aditivos de outras resinas para torná-las mais rígidas, sobretudo quando estas são de cobertura.

Resinas sintéticas polimerizadas

O radical químico básico das resinas sintéticas é o etileno (C_2H_4), na forma $H_2C = CH_2$, formando polímeros de cadeias lineares. Possuem derivados com comportamento polar e não polar. Entre os polares se destaca o *cloreto de polivinila* (PVC), de amplo uso na área dos isolamentos de condutores elétricos; no grupo dos não polares, alguns exemplos são o *polietileno*, o *polisobutileno*, o *polistírol* e o *politetrafluoretileno*. Têm uso generalizado em equipamentos e materiais de baixa, média e alta tensão.

São apresentadas a seguir as principais características destas resinas.

a) PVC – cloreto de polivinila

É o resultado da polimerização do cloreto de vinila $\text{Cl} - \text{CH} = \text{CH}_2$, que é um derivado do etileno, em cuja molécula se processou a substituição de um átomo de hidrogênio por um de cloro. Devido à presença do átomo de Cl, a estrutura molecular se torna assimétrica e o comportamento da resina é polar. A umidade influi unicamente sobre os valores da resistividade superficial, não afetando a rigidez dielétrica. O PVC é ainda resistente a ácidos diluídos, álcool, gasolina e óleos. Essas propriedades são importantes em uma série de aplicações para materiais instalados ao ar livre.

b) Polietileno

É uma das resinas não-polares de maior uso, é obtido da polimerização de etileno gasoso aplicado com alta pressão e temperatura. Sua higroscopia é bastante pequena, sendo resistente à ação de grande número de produtos químicos. Sua elasticidade se encontra acima da média dos demais produtos deste grupo, o que é um fato importante para cabos, por exemplo.

c) Polistírol

Tal como o polietileno, o polistírol é formado unicamente de átomo de hidrogênio (H) e carbono (C). É um polímero de estírol, de fórmula básica C_8H_8 . É obtido mediante destilação do carvão mineral ou por via sintética. O estírol é um líquido leve, incolor, com cheiro característico, de fácil polimerização, o que faz com que se transforme lentamente em uma massa sólida e transparente, mesmo na ausência de catalisadores, luz ou calor.

O polistírol praticamente não é higroscópico, e graças às suas propriedades elétricas e notadamente com baixas perdas dielétricas ($\text{tg}\delta$ muito baixo), recomenda-se seu uso na área das altas frequências.

A resina de polistírol é encontrada na forma de vernizes e filmes, como por exemplo, nos capacitores tipo Stiroflex. Há desvantagem, entretanto, na baixa

temperatura de serviço que assume, uma vez que amolece a temperaturas que variam de 50 a 80 °C dependendo do peso molecular (quanto maior o peso, maior a temperatura).

2.4.4. O Fator de Perdas ($\tan \delta$)

Ocorrem perdas de energia num isolante, chamadas de perdas dielétricas ($\tan \delta$), devido ao trabalho realizado por um campo externo de certa orientação instantânea, sobre a estrutura do material, com orientação provavelmente diferente. Esse consumo de energia se apresenta sob a forma de calor e aparece tanto em corrente contínua quanto em corrente alternada, pois em ambos os casos há circulação de corrente transversal pelo isolante.

Em se tratando de corrente contínua, na qual não se apresenta uma polarização periódica, a qualidade de um isolante é caracterizada pelo valor da resistividade transversal e da resistência superficial. Já no caso da corrente alternada, a caracterização deve levar em consideração mais outros fatores que podem levar a perdas. Assim, as perdas dielétricas, medidas pela potência consumida por unidade de volume, ou mais comumente pela tangente do ângulo de perdas – $\tan \delta$. Esse ângulo δ é definido como segue: entre as duas superfícies externas de um isolante, a corrente que flui através do dielétrico está defasada em relação à tensão aplicada de modo capacitivo. Estabelece-se assim um ângulo φ , cujo $\cos \varphi$ representa o fator de potência desse circuito de corrente. Esse ângulo φ será de 90° quando o efeito capacitivo for puro, sem perdas. Essas perdas, porém, existem e vêm caracterizadas pelo ângulo δ . Logo, $90 - \varphi = \delta$. Assim, quanto maior as perdas, menor será o efeito capacitivo.

Perdas dielétricas acima das admissíveis levam a um aquecimento do isolante, podendo levar à sua destruição uma vez que as propriedades isolantes são praticamente todas afetadas pela elevação de temperatura. Desse modo, cada isolante tem uma temperatura limite, acima da qual o material não deve mais ser utilizado até seus valores plenos. Essas temperaturas são a base da “classificação

térmica dos materiais isolantes”, contida na norma PB-130 da ABNT. As perdas dielétricas variam em função de diversas grandezas. Assim, a tensão aplicada, a frequência e outros podem influir acentuadamente sobre a $\tan \delta$, dependendo das próprias condições estruturais do dielétrico.

Baseado no comportamento polarizante, as perdas podem ser resultantes da circulação de correntes transversais e consumo de energia no trabalho da polarização. Além disso, fatores como umidade, presença de carbono e de óxidos (particularmente do óxido de ferro) também levam a aumentar as perdas dielétricas. A aplicação de elevadas frequências levam a um maior trabalho de polarização, podendo aumentar assim o valor da $\tan \delta$. A Tabela 2.1 [28] mostra a variação de K de alguns materiais dielétricos comumente empregados na isolação de motores de acordo com a frequência.

Tabela 2.1 – Variação de K de alguns materiais dielétricos [28].

Material	K (50/60 Hz)	K (1 kHz)	K (1 MHz)
Polietileno (PE)	2,3	2,3	2,3
Polietileno (LD)	2,3	2,2	2,2
Polietileno (HD)	2,35	-	2,34
Resina Epóxi	3,5 – 3,9	-	3,6
Poliéster (PET)	-	3,2	3,0

De qualquer modo, as perdas dielétricas existem nos materiais dielétricos e devem ser determinadas em suas condições de uso, em particular na frequência de operação do isolante. Caso contrário, as eventuais perdas elevadas e aumento de temperatura a níveis inadmissíveis poderão destruir o dielétrico.

2.5. CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS DOS MOTORES DE INDUÇÃO

Os motores de indução são máquinas projetadas para fornecerem o máximo de conjugado para uma dada potência de entrada, apresentando em alguns pontos de

operação um rendimento em torno de 90%. Para isso, a velocidade angular do motor deve ser próxima da velocidade síncrona, a qual é determinada pelo número de pólos e frequência da tensão aplicada.

Os motores de indução podem ser divididos em duas partes importantes:

- Estator: região fixa constituída por lâminas de material magnético e bobinas que são geralmente de fios de cobre. As lâminas são de aço com grãos não orientados, o qual possui vários tipos de elementos químicos intrínsecos (carbono, enxofre, silício etc) que podem tanto melhorar as propriedades magnéticas e mecânicas do metal como também piorá-las. A região onde se situa as bobinas é denominada de ranhura, a qual é revestida por filme isolante;
- Rotor: região móvel também constituída por lâminas de material magnético, o qual é geralmente igual ao metal utilizado no estator. Em geral nos motores com acionamento por inversor PWM, o rotor possui barras de alumínio para a condução da corrente induzida, as quais são curto-circuitadas nas extremidades por um anel de alumínio. O eixo de rotação fica incrustado no rotor e gira com o auxílio de rolamentos.

Entre essas duas regiões existe um espaço de ar que as separa denominado de entreferro. O entreferro é um dos principais responsáveis pela produção do conjugado, pois é graças a esta região que há a conversão de energia elétrica em mecânica e é onde se concentra o campo magnético do estator. As figuras 2.8, 2.9 e 2.10 mostram fotos tiradas de um motor desmontado, fabricante WEG e 3 cv de potência, o qual foi utilizado para a realização do presente estudo.

Entreferro ←

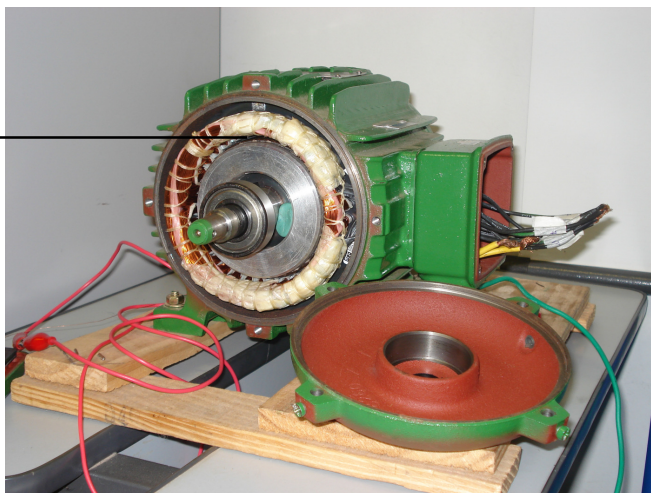


Figura 2.8 – Motor de 3cv da WEG, linha alto-rendimento Plus, com uma de suas tampas removida.

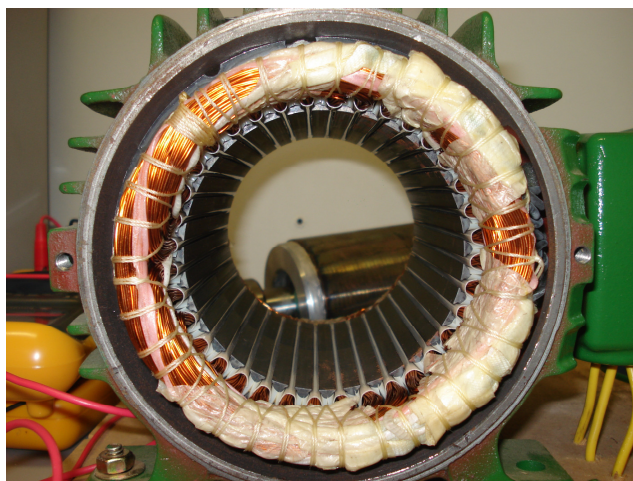


Figura 2.9 – Vista frontal do motor de 3cv: pacote do estator (lâminas de material magnético) e bobinas.



Figura 2.10 – Vista lateral do rotor com uma das tampas anexada em seu eixo.

2.5.1. Capacitâncias de Fuga para a Carcaça

2.5.1.1. Capacitância C_{sf}

Um lado da isolação feita nos enrolamentos do estator é adjacente aos condutores de cobre e o outro lado às paredes das ranhuras que compõem o núcleo do estator. As áreas de superfície de contato em ambos os casos dependem diretamente e de forma considerável da potência do motor. De qualquer modo, esta configuração constitui um capacitor com uma das placas no potencial dos enrolamentos, a outra placa no potencial de terra e os isolantes servindo como o meio dielétrico. A capacitância resultante deste capacitor é considerada a capacitância dos enrolamentos do estator para a massa do motor aterrada - C_{sf} .

Existe um carregamento reativo em kVA associado à capacitância C_{sf} . Portanto, para a realização de testes de condutividade da isolação de grandes motores localizados em áreas remotas, é necessário computar o valor aproximado do carregamento kVA de forma a disponibilizar um transformador adequado para os testes. Para grandes geradores, o conhecimento de C_{sf} é ocasionalmente útil para estabelecer o aterramento apropriado e para o cálculo da tensão de recuperação do sistema. [25, 26]

A capacitância C_{sf} é calculada utilizando a analogia do modelo de capacitor de placas planas e paralelas, desde que tal modelo corresponda a uma parte razoável da atual configuração física. De acordo com [26], esta capacitância pode ser calculada pela equação (2.13).

$$C_{sf} = \frac{KA \times 10^{-9}}{36\pi d} = \frac{KA \times 10^{-9}}{36\pi t_i} \quad [\text{farads/enrolamento}] \quad (2.13)$$

Neste caso, K, A e t_i correspondem:

K = constante dielétrica média do isolante presente entre o condutor de cobre e as paredes de aço da ranhura. Os valores típicos se encontram entre 3,0 e 4,0;

A = área total do enrolamento que está em contato com a ranhura do estator, em metros quadrados;

t_i = espessura do isolante, do condutor de cobre para a parede de aço da ranhura, em metros.

Para determinar a área A das placas do capacitor para os enrolamentos, o perímetro dos enrolamentos de cobre e das ranhuras deve ser obtido primeiramente. Em seguida, é feita uma média entre seus valores para se calcular o perímetro médio efetivo e este é, por conseguinte, multiplicado pelo comprimento efetivo da ranhura e o número de ranhuras para obter a área das placas. A figura 2.11 mostra as principais dimensões necessárias ao cálculo do perímetro em questão, o qual pode ser calculado pela equação (2.14).

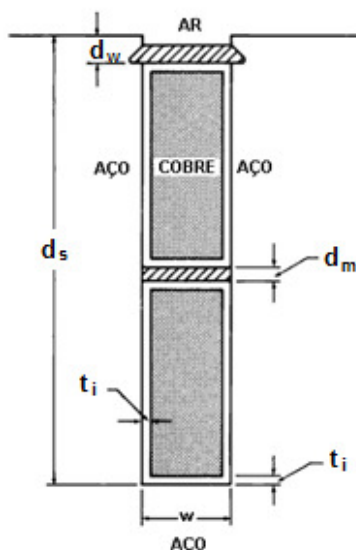


Figura 2.11 – Geometria da ranhura do estator usada para o cálculo da capacitância C_{sf} .

$$P_{cu} = 2(d_s - d_w - d_m - 4t_i) + w - 2t_i \quad [\text{metros}] \quad (2.14)$$

Onde as quantidades são definidas na figura 2.11. A periferia em torno dos três lados da ranhura de aço, que são comuns tanto para o aço quanto para a isolação, é igual a:

$$P_s = 2(d_s - d_w) + w \quad [\text{metros}] \quad (2.15)$$

O perímetro médio efetivo é, portanto:

$$P = \frac{P_{cu} + P_s}{2} = 2d_s - 2d_w - d_m - 5t_i + w \quad [\text{metros}] \quad (2.16)$$

O comprimento efetivo da ranhura é igual ao comprimento bruto do núcleo ℓ_c , em metros, menos o comprimento axial total dos dutos de ventilação radial, caso este exista no núcleo. Sendo assim:

$$\ell_e = \ell_c - N_d w_d \quad [\text{metros}] \quad (2.17)$$

Onde N_d é o número de dutos de ventilação radial e w_d é a espessura de cada duto em metros. A área A das placas é então igual a:

$$A = N_1 P \ell_e = N_1 (2d_s - 2d_w - d_m - 5t_i + w) (\ell_c - N_d w_d) \quad [\text{metros quadrados}] \quad (2.18)$$

Onde N_1 é o número de ranhuras do estator. Com isso, a capacitância dos enrolamentos do estator para o terra pode ser determinada, desde que tenha sido calculada previamente a área “A” através das equações (2.16) – (2.18) e haja posse dos valores apropriados de t_i e K , tal como mostra (2.13). Esse valor calculado para a capacitância C_{sf} é correspondente às três fases do motor. Se duas das três fases são aterradas e deseja-se determinar a capacitância da fase remanescente, experimentos indicam que seu valor está em torno de 40% da capacitância trifásica ao invés de 33% [25, 26]. Portanto:

$$C_{psf} = 0,4 C_{sf} \quad [\text{farads/fase}] \quad (2.19)$$

Onde C_{psf} é a capacitância por fase e C_{sf} a capacitância de todo o enrolamento trifásico.

A equação (2.16), a qual determina o perímetro efetivo P foi originalmente determinada para um formato definido dos enrolamentos, visto que a necessidade

de calcular a capacitância C_{sf} é maior para máquinas de potências elevadas, as quais possuem bobinas com posicionamento definido. Caso seja desejado calcular C_{sf} de uma bobina que possua enrolamentos aleatórios, o valor de P é calculado de forma levemente diferente e mais simples.

Na figura (2.12), é visto a secção transversal de uma ranhura hipotética que possui os enrolamentos dispostos de forma aleatória. O valor de P é calculado como o perímetro do revestimento isolante da ranhura menos a espessura do calço da ranhura. O restante dos cálculos para a determinação da capacitância devido aos enrolamentos do estator é realizado do mesmo modo como foi feito para o caso anterior (enrolamentos com posicionamento definido).



Figura 2.12 – Vista da secção transversal de dois lados de uma bobina disposta de forma aleatória presente em uma ranhura parcialmente fechada do estator.

Como foi dito anteriormente, o motor utilizado neste estudo é do fabricante WEG e possui 3 cv de potência. A figura 2.13 mostra as dimensões necessárias ao cálculo de C_{sf} deste motor, o qual é dado pela equação (2.13).

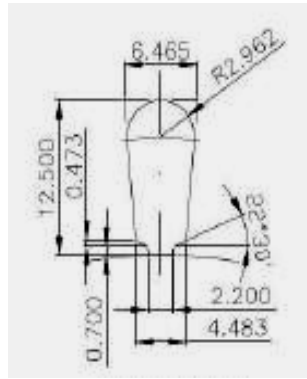


Figura 2.13 – Dimensões da ranhura do estator do motor WEG de 3 cv.

Partindo do princípio de que os condutores deste motor estão dispostos aleatoriamente e sabendo que o valor médio do isolante que reveste as ranhuras (0,29 mm), o perímetro P da área condutora é calculado através do desenvolvimento (2.20).

$$P = 2 \cdot (0,00813 + \frac{\pi}{2} \cdot 0,002732) + 0,00383 - (0,0007 + 0,000473) = 0,0275m \quad (2.20)$$

Partindo do valor encontrado em (2.20), a área superficial dos condutores é calculada pelo equacionamento (2.21).

$$A = 0,0275 \cdot 0,12 \cdot 36 = 0,119m^2 \quad (2.21)$$

Com isso, o valor obtido para capacitância C_{sf} do motor de 3 cv, considerando a equação (2.13), é aproximadamente 11590 pF. Vale à pena enfatizar que provavelmente este valor está distante do valor esperado, conforme será observado no capítulo III. Isso mostra que a equação (2.13) pode ser bastante útil para a obtenção de C_{sf} em casos onde a distribuição dos condutores no interior da ranhura é mais bem definida, o que corresponde a motores de maiores potências e que operam com tensões mais elevadas.

2.5.1.2. Capacitância C_{sr}

Além da capacitância C_{sf} , os enrolamentos estatóricos produzem uma capacitância para a carcaça do motor através do entreferro existente entre estator e rotor, a qual deve ser levada em consideração em estudos de correntes de modo comum, visto que é um parâmetro que constitui o circuito equivalente de modo comum do motor. A referência [15], assim como outros trabalhos [4], propõe uma formulação analítica para o cálculo de C_{sr} . O equacionamento de [15] foi adotado no presente estudo devido à posse dos valores necessários e por ter apresentado resultados mais fidedignos às medições. Essas formulações estão expostas em (2.22) – (2.24).

$$C_{sro} = \frac{Q_s \epsilon_o b_o l_{fe}}{\delta + h_o} \quad (2.22)$$

$$C_{sr1} = \frac{Q_s K \epsilon_o b_o l_{fe}}{h_{wedge+ins}} \quad (2.23)$$

$$C_{sr} = \frac{1}{\frac{1}{C_{sro}} + \frac{1}{C_{sr1}}} \quad (2.24)$$

Onde Q_s é o número de ranhuras do estator, δ é a espessura do entreferro, ϵ_o é a permissividade do vácuo (igual a $8,8542 \cdot 10^{-12}$ As/(V·m)), K é a constante dielétrica do filme isolante, b_o é a largura da abertura da ranhura, l_{fe} é o comprimento de laminação do rotor, h_o é a altura da abertura da ranhura e $h_{wedge+ins}$ é a soma entre a espessura do filme isolante e o “calço” da ranhura (altura da parte inferior da ranhura menos h_o). Fazendo uma interpretação das equações (2.22) – (2.24), percebe-se que a capacitância C_{sr} é formada por dois dielétricos que estão em série: o ar e o filme isolante. A figura a seguir ilustra a disposição destes dielétricos para facilitar o entendimento.

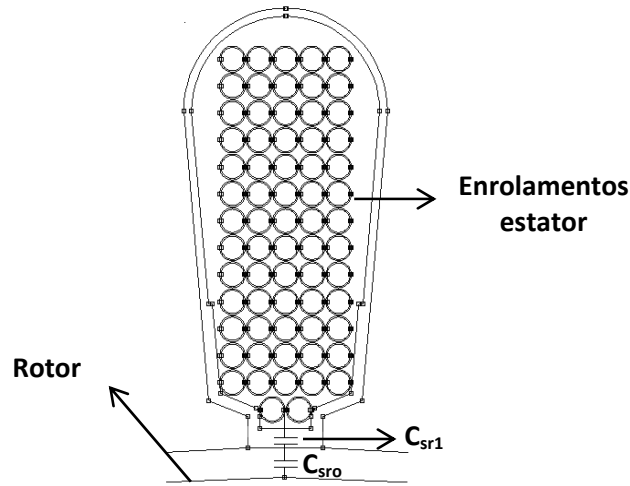


Figura 2.14 – Disposição das parcelas que compõem a capacitância C_{sr} .

A equação (2.23) realiza o cálculo da parcela de C_{sr} considerando o ar como o meio dielétrico, enquanto que a equação (2.24) calcula a outra parcela de C_{sr} que considera o filme isolante como o meio dielétrico. Sendo assim, é calculada pela equação (2.24) a soma dessas duas parcelas que estão em série. Considerando o motor de 3 cv, o valor obtido de C_{sr} a partir das equações foi de 67,409 pF.

2.5.1.3. Capacitância C_{rf}

Como foi citado anteriormente, durante a operação do motor observa-se uma tensão induzida no rotor, evidenciando assim mais uma capacitância para a carcaça, a capacitância C_{rf} . Estando a carcaça aterrada, o motor armazena energia eletrostática em seu interior devido ao aparecimento de tensão no rotor, sendo a mesma uma das principais responsáveis pelas descargas nos rolamentos. Por isso, C_{rf} é levado em consideração nos estudos de tensão e correntes de modo comum.

Para o cálculo de C_{rf} , a referência [15] propõe a expressão (2.25).

$$C_{rf} = \epsilon_o l_{fe} \frac{\pi d_{re}}{k_{Cs} \delta} \quad (2.25)$$

Onde d_{re} é o diâmetro do rotor e k_{Cs} o fator de Carter, cuja teoria e equações necessárias para seu cálculo podem ser encontradas em Apêndice I. Fazendo sua utilização, o fator de Carter é calculado em (2.26).

$$\begin{aligned}\tau_u &= \frac{92,5}{2} \cdot \frac{10\pi}{180} = 8,07215 \\ k &= \frac{2,2 / 0,3}{5 + 2,2 / 0,3} = 0,59459 \Rightarrow k_{Cs} = \frac{8,07215}{8,07215 - 0,59459 \cdot 2,2} \\ k_{Cs} &= 1,19\end{aligned}\tag{2.26}$$

Com isso, pela equação (2.25), tem-se que a capacitância C_{rf} é igual a 864,88 pF. O coeficiente de Carter é utilizado a fim de corrigir o valor do entreferro nas aberturas das ranhuras do estator e, assim, o valor efetivo de C_{rf} . É visto também que, pelo fato de C_{rf} ser praticamente constituído por dois cilindros concêntricos (estator e rotor), o logaritmo natural da equação pôde ser aproximado para $2\delta/d_{re}$ e, após simplificações, é obtida a formulação dada em (2.25).

2.5.1.4. Valores Típicos das Capacitâncias de Fuga

Valores de capacitâncias de fuga para motores de diferentes potências, calculados por métodos analíticos diferentes daqueles citados anteriormente, foram apresentados em [3, 4]. É visto na figura 2.15 um gráfico com os valores calculados através das formulações descritas em [4], sendo o gráfico comumente utilizado para obtenção de valores típicos das capacitâncias de fuga.

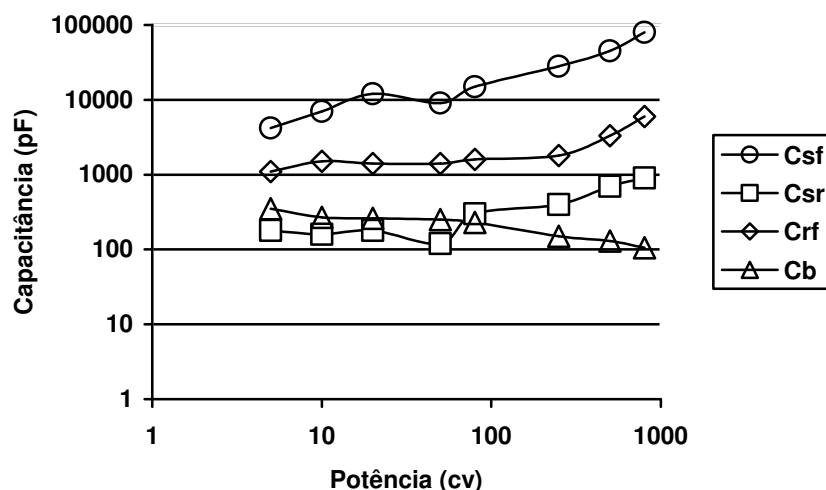


Figura 2.15 – Capacitâncias de fuga de acordo com a potência do motor [4].

Nesta figura, as capacitâncias de fuga para um motor de 3 cv devem ser extrapoladas, seguindo as curvas de tendência do gráfico. Nesse sentido, a partir das informações do gráfico, estima-se que a capacitância C_{sr} de um motor de 3 cv vale em torno de 180 pF, a capacitância C_{sf} é de aproximadamente 3000 pF, C_{rf} é cerca de 1000 pF e as capacitâncias de rolamento em torno de 350 pF. Ressalta-se que outros artigos [14] utilizam a figura 2.15 para consultar valores e inseri-los no circuito elétrico de modo comum do motor. Em relação aos valores calculados pelas equações citadas anteriormente, o valor de C_{sf} foi o que apresentou maiores divergências em relação às duas propostas analíticas, mostrando uma provável dificuldade em determinar este parâmetro analiticamente. Outra capacitância cujo valor destoou consideravelmente entre os dois métodos foi C_{sr} pela mesma dificuldade. Esta hipótese poderá ser mais bem constatada nas análises efetuadas no FEMM e na medição das capacitâncias no motor de indução.

2.6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O embasamento teórico apresentado neste capítulo foi útil para a revisão de alguns conceitos básicos sobre capacitâncias e o comportamento de alguns

materiais diante de um campo elétrico. Nesse sentido, percebe-se que os materiais são divididos basicamente em dois grandes grupos: os condutores e os isolantes (ou dielétricos). Na presença de um campo elétrico, os condutores são aqueles materiais que possuem elétrons livres para trafegarem em todo condutor enquanto o campo estiver sendo aplicado. Já os isolantes são materiais opostos aos condutores; por não possuir elétrons livres, na presença de um campo elétrico as moléculas do material tendem a se orientar em uma direção favorável ao campo, havendo assim energia eletrostática armazenada a qual pode ser descarregada após a retirada do campo. A capacidade de um isolante se polarizar mais ou menos do que outro é dada pela constante dielétrica K .

Vários fatores influenciam no valor final de K , como a temperatura e frequência da tensão. Pelos cálculos analíticos, uma variação de K acarreta numa variação direta do valor final da capacitância de fuga. Sendo assim, é preciso analisar no FEMM a relação entre a capacitância de fuga e os valores de K dos isolantes do motor; verificando seu grau de interferência nos valores finais.

O próximo capítulo fará uma abordagem sobre a representação geométrica do motor no FEMM, detalhando os parâmetros e dimensões necessárias à mesma. É feita uma análise do grau de interferência de alguns parâmetros nos valores finais de capacitâncias, tais como o valor de K , distância entre condutores e dos condutores para o potencial zero e outros.

CAPÍTULO III

REPRESENTAÇÃO GEOMÉTRICA DO MOTOR DE INDUÇÃO NO FEMM

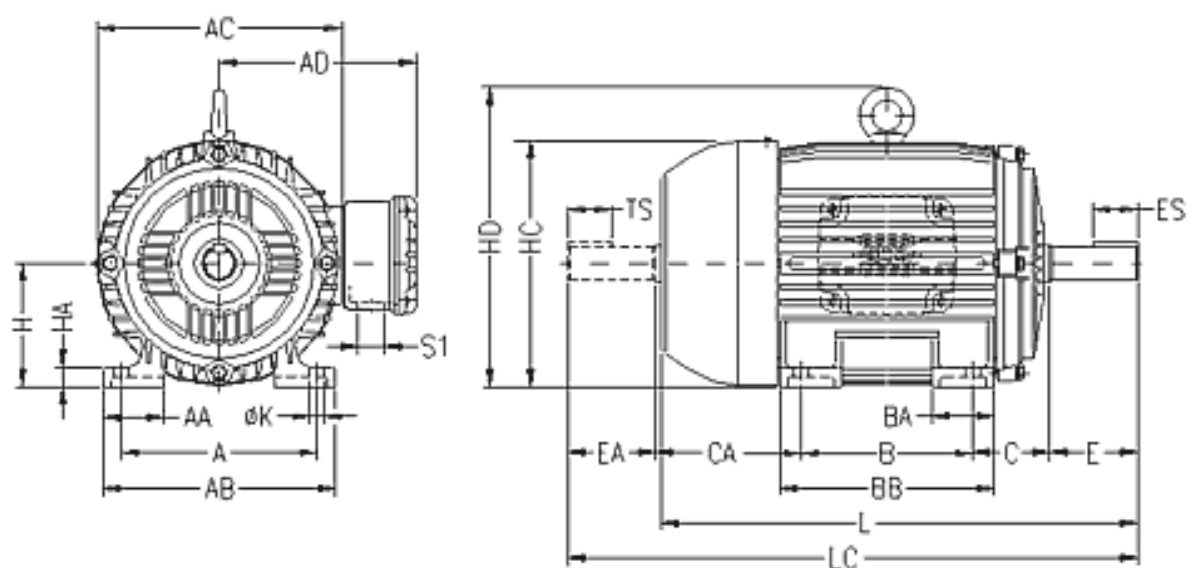
Os motores de indução são máquinas projetadas para oferecer o melhor rendimento sob condições nominais, conforme já foi exposto na seção 2.5 do capítulo 2. Nesse sentido, o projeto do motor é feito de forma que suas características elétricas e mecânicas sejam favoráveis ao melhor desempenho. Porém, o custo final do motor também é um fator muito importante e é levado em consideração durante o projeto, sendo decisivo na definição dos seus detalhes construtivos.

Diante disso, percebe-se que motores de uma determinada faixa de potência possuem detalhes construtivos semelhantes, como por exemplo, uma mesma carcaça e, conseqüentemente, mesmo tamanho de pacote do estator e rotor. A diferenciação entre os motores é feita no seu interior, como o tamanho e número de ranhuras no estator e rotor, tipo e espessura do isolante, bitola do fio usado e número de enrolamentos. Isso é feito para que o fabricante possa oferecer uma máquina de bom desempenho e baixo custo, sendo assim um produto competitivo em relação aos outros fabricantes.

Por esta razão, é preciso realizar uma análise das características geométricas de motores de indução, visto que sua representação no FEMM é necessária para a elaboração da metodologia de cálculo das suas capacitâncias e, conseqüentemente, realização do estudo das correntes e tensões de modo comum. Neste capítulo, são descritas as principais vistas e dimensões para a elaboração da representação do motor de indução utilizado nesta pesquisa. Na sequência, é feita uma análise de sensibilidade destas características nas capacitâncias de fuga para a verificação do grau de interferência das mesmas nos resultados finais.

3.1. VISTAS E DIMENSÕES

O motor utilizado nesta pesquisa é do fabricante WEG, modelo S1 Alto Rendimento Plus, e possui 3 cv de potência nominal. Seguem nas figuras abaixo as suas vistas com as respectivas dimensões e detalhes [32].



A	AA		AB	AC		AD		B	BA	BB	C	CA
140	38		164	179		155		125	42	156	56	104
E	ES	EA	TS	H	HA	HC	HD	K	L	LC	S1	
50	36	40	28	90	15	177	---	10	329	375	RWG 3/4"	

Figura 3.1 – Vista frontal e superior do motor, com as respectivas legendas de dimensões (em milímetros) [32].

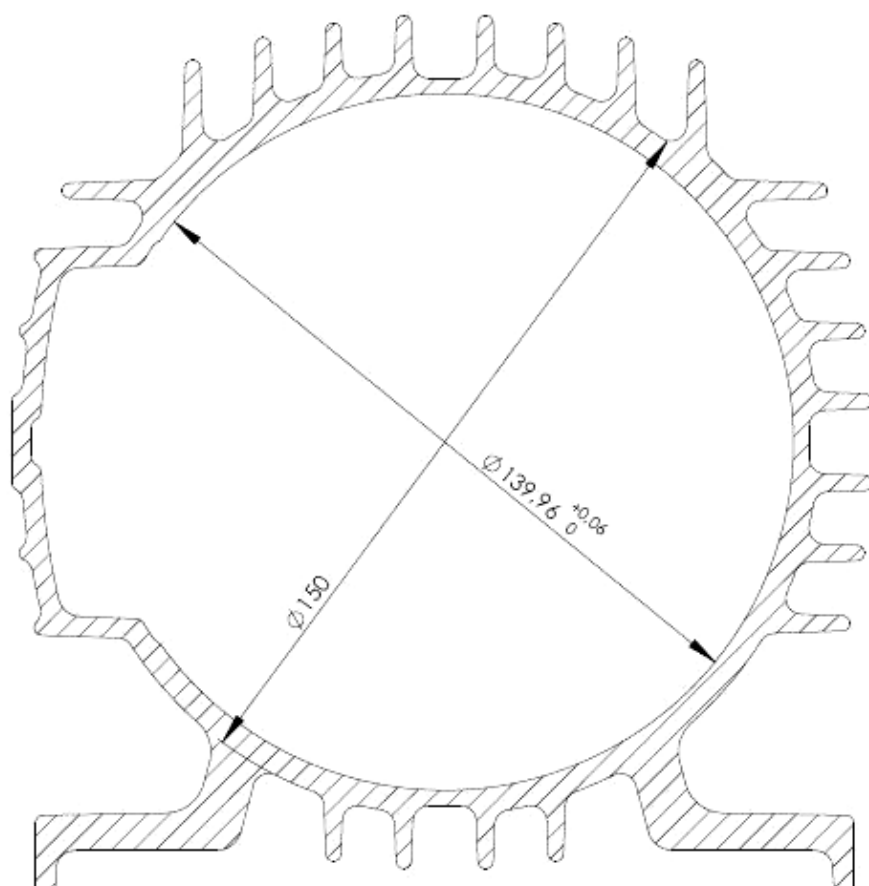


Figura 3.2 – Vista frontal em corte do motor – Detalhes e dimensões da carcaça.

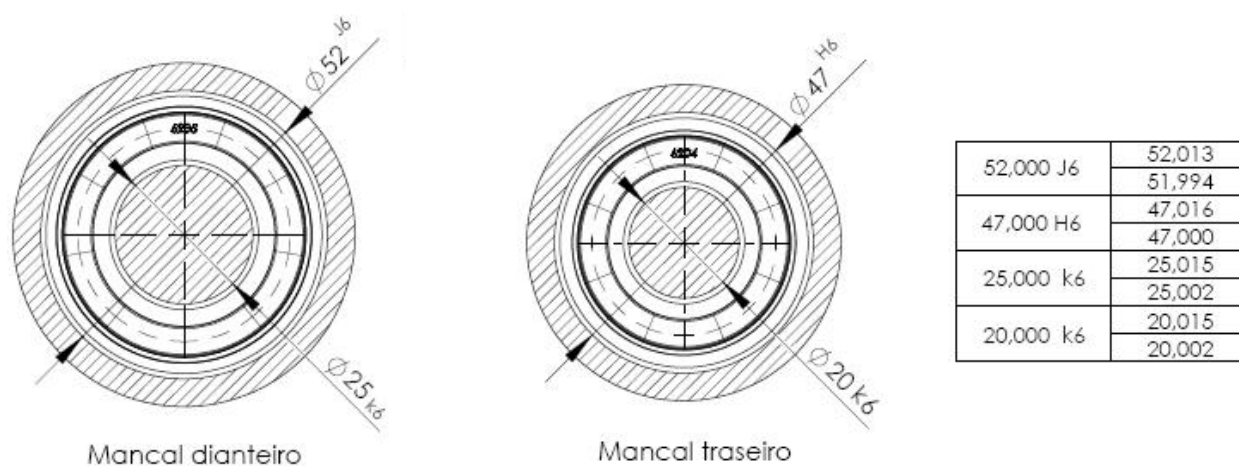


Figura 3.3 – Vista em corte dos mancais do motor – detalhes e dimensões (em milímetros) indicadas na tabela ao lado.

140 46 47 92.5 10 10 47 10

28x125 125x125 71429 4.650 R1 30 92.500 15.471 17.000 5.297 1.811 30 0.450 2x104 30 46 47 10 10

10.000 1.600 10 10

36x10 15 40 4x90 46 3.800 0.140 0.025 40

Área da ranhura 58.895mm²

NOTA: REBARBA MÁX. 0.06mm P/ ESP. 0.5mm
REBARBA MÁX. 0.05mm P/ ESP. 0.5mm
RAIOS NÃO COTADOS R0.5

DISCO ROTOR

ESCALA 2:1
ÁREA DA FANHURA 60.560mm²

Determinação das Capacitâncias de Fuga de Motores de Indução através do Método de Elementos Finitos

As figuras a seguir mostram algumas fotos do motor, sendo possível verificar alguns detalhes construtivos em seu interior e partes de forma separada.

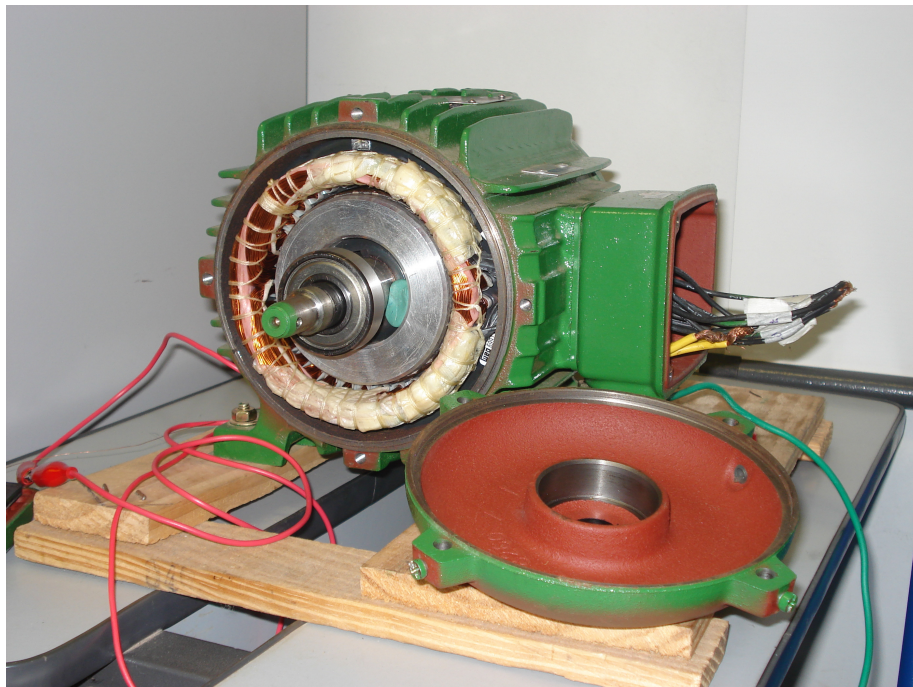


Figura 3.5 – Motor de 3cv da WEG, linha alto-rendimento Plus, com uma de suas tampas removida.

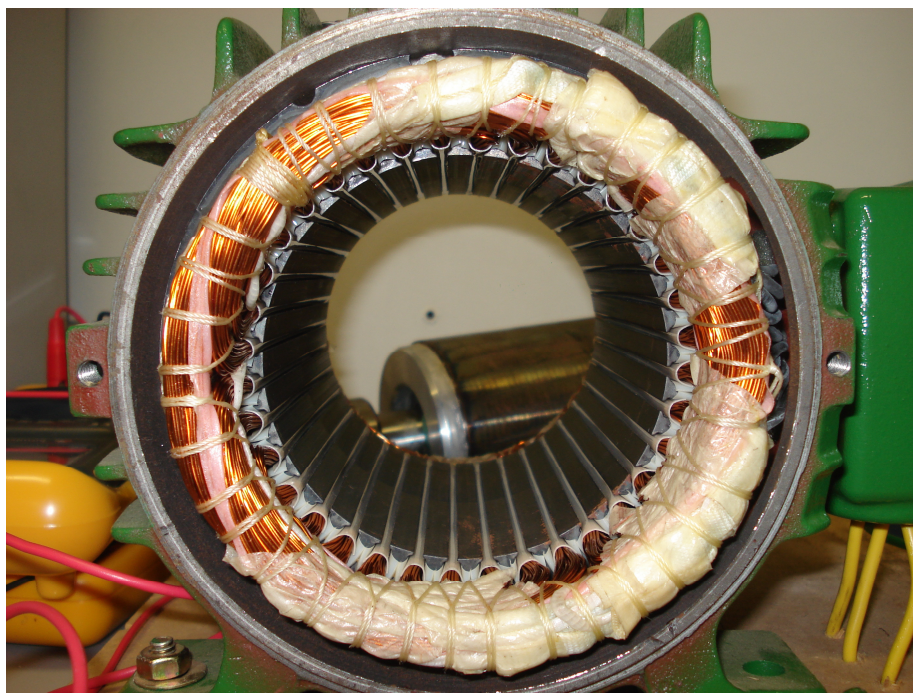


Figura 3.6 – Vista frontal do motor de 3cv com o rotor e tampas removidos.

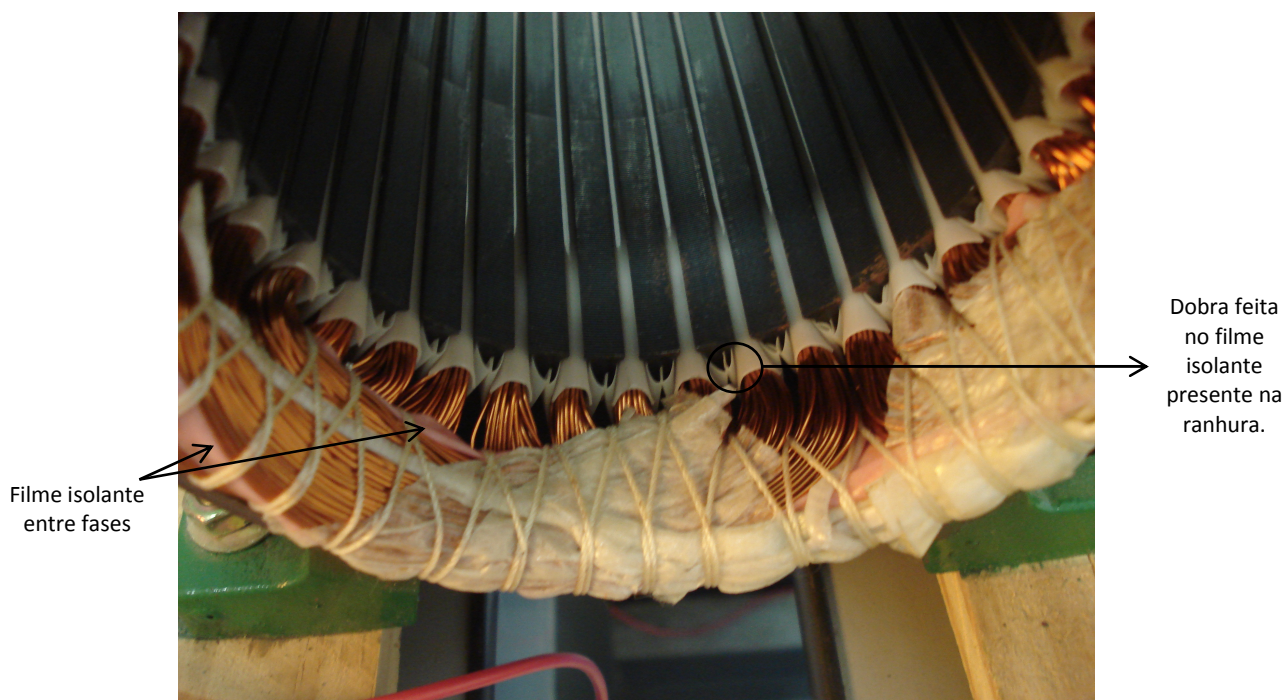


Figura 3.7 – Detalhe das ranhuras, condutores e isolantes presentes na região da cabeça de bobina.



Figura 3.8 – Vista lateral do rotor com uma das tampas anexada em seu eixo.

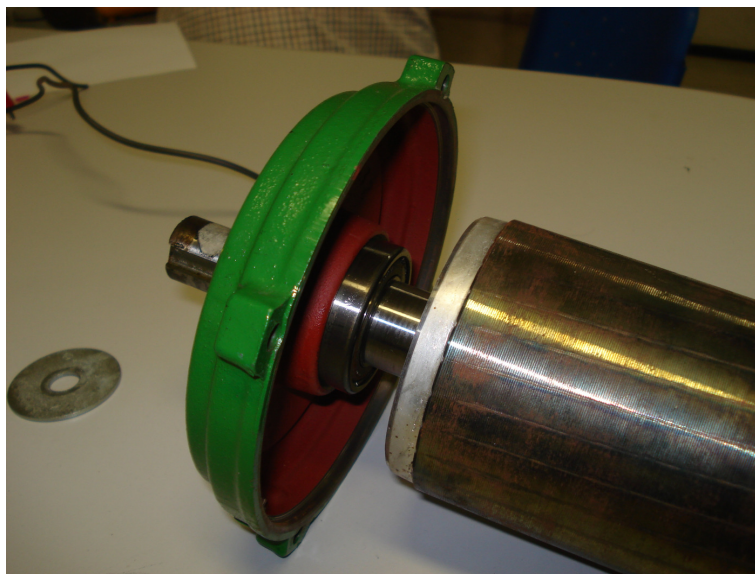


Figura 3.9 – Detalhe da tampa que está acoplada ao rolamento presente no eixo do rotor.

3.2. DADOS DO MOTOR

Na Tabela 3.1 [32] constam as informações referentes ao motor utilizado em laboratório e para o qual foram feitas as medidas para a validação do método desenvolvido e obtenção de capacitâncias de fuga do motor.

Tabela 3.1 – Informações de placa do motor WEG [32].

Motor WEG	
Modelo	Motor de indução gaiola
Frequência de operação	60 Hz
Categoria	N
Tipo	Alto Rendimento Plus – NBR7094
Carcaça	90 L
Potência	2,2 HP (3,0 cv)
Velocidade nominal	1735 rpm
Classe de isolamento térmico	B
Tensão nominal	220 V ($\Delta\Delta$); 380 V (YY); 440 V (Δ ou Y)
Corrente nominal	8,27 A (em 220V); 4,79 A (em 380 V); 4,13 A (440 V)

Na figura 3.10, podem ser observados os detalhes dos rolamentos empregados no motor, onde podem ser vistos os rolamentos 6204 ZZ e 6205 ZZ, estando este último aberto para averiguar o número de esferas existentes. São mostrados na Tabela 3.2 alguns dados fornecidos pelo fabricante a respeito dos materiais utilizados na isolação e construção do motor.

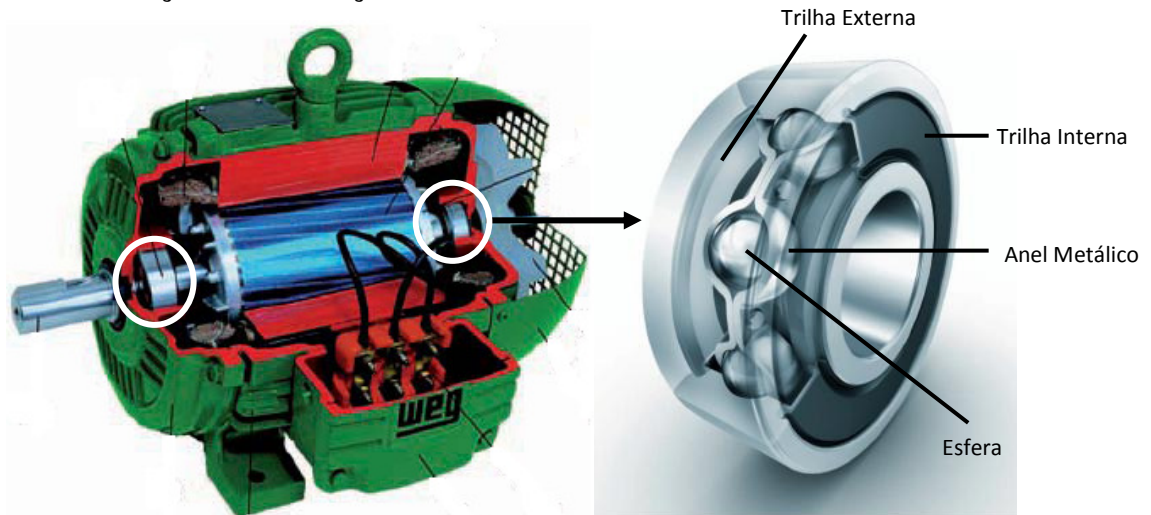


Figura 3.10 – Motor em corte e modelo de rolamento constituído por esferas metálicas [31, 32].



Figura 3.11 – Fotos dos rolamentos 6204 ZZ e 6205 ZZ, respectivamente.

Tabela 3.2 – Detalhes construtivos e dados do motor.

Componentes	Material	Características
Enrolamentos	Fios de cobre esmaltados	Diâmetro: 0,749 mm (fio esmaltado) e 0,67 mm (fio nu). Isolamento: WISE® (WEG Insulation System Evolution), impregnado através de fluxo contínuo de resina livre de solventes. O filme isolante entre fases absorve 6% da resina de impregnação, enquanto que os outros filmes (fundo e fechamento de ranhura) já são pré-resinados, não havendo absorção. Todos os isolantes empregados no motor são à base de poliéster.
Filme isolante	Dacron Mylar Dacron (DMD)	Espessura do filme: 0,23 mm no fundo de ranhura; 0,18 mm entre fases e 0,35 mm no fechamento de ranhura. Constante dielétrica (K): 3,2.
Isolação	À base de poliéster	Condutores esmaltados e tratados com resina de impregnação.
Rolamentos	Esferas, rolamento 6204 ZZ na parte traseira e 6205 ZZ na parte dianteira	Rolamentos do tipo ZZ possuem lubrificação para a vida toda.
Graxa lubrificante	Mobil Polyrex® EM 103	Com pino graxeiro. Graxa composta por óleo mineral e sabão.

3.3. REPRESENTAÇÃO DAS RANHURAS, CONDUTORES, MATERIAIS DIELÉTRICOS E CABEÇA DE BOBINA

3.3.1. Ranhuras

Conforme as informações da figura 3.4, o motor possui 36 ranhuras no estator, sendo que cada uma possui $60,56 \text{ mm}^2$ de área. A região superior da ranhura é constituída por uma metade de elipse cujo maior diâmetro é de 6,465 mm e o raio do menor diâmetro mede 2,962 mm. Entretanto, no FEMM só é possível se realizar desenhos que possuam regiões compostas por arcos de círculo e retas, o que

acarreta um pequeno erro de medida no caso da elipse. Para resolver este problema, foi necessário adaptar o desenho do motor de forma que o mesmo pudesse corresponder às dimensões reais e, ao mesmo tempo, ser compatível com o programa.

A solução adotada para representar a região superior da ranhura foi de, ao invés de ser constituída por uma metade de elipse, concebê-la a partir de uma semicircunferência com uma separação entre os quartos de círculo. A figura 3.12 ilustra o desenho criado da ranhura.

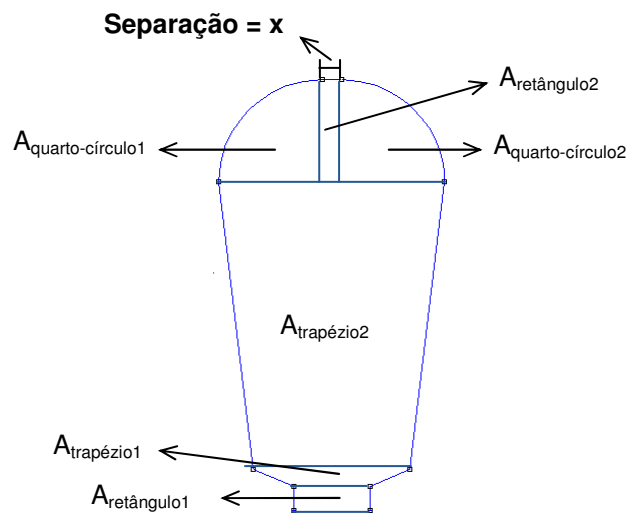


Figura 3.12 – Desenho da ranhura criado no FEMM.

Considerando que a quantidade de materiais dielétricos nas ranhuras (como o ar e filme isolante) é importante para a determinação das capacitâncias de fuga do motor, deve-se então preservar a área da ranhura. Sabendo então que a área total da ranhura é $60,56 \text{ mm}^2$ e adotando o diâmetro do semicírculo igual ao menor diâmetro da elipse (igual a $5,924 \text{ mm}$), de forma que também seja mantida a altura da ranhura, pode-se então calcular a dimensão do espaçamento entre os quartos de círculo pelo equacionamento descrito em (3.7).

$$\begin{aligned}
A_{total} &= A_{\text{retângulo1}} + A_{\text{retângulo2}} + A_{\text{trapézio1}} + A_{\text{trapézio2}} + A_{\text{quarto-circulo1}} + A_{\text{quarto-circulo2}} \\
A_{total} &= 60,56 \text{ mm}^2 \\
A_{total} &= 0,7 \cdot 2,2 + \frac{(2,2 + 4,483) \cdot 0,473}{2} + \\
&+ \frac{(4,483 + 2,962 \cdot 2 + x) \cdot [12,5 - (0,7 + 0,473 + 2,962)]}{2} + \frac{2,962^2 \cdot \pi}{2} + x \cdot 2,962 \\
\therefore x &= 0,0183217 \text{ mm}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Diante deste valor calculado, nota-se que há uma modificação na largura da ranhura. Anteriormente, tal dimensão valia 6,465 mm e com as adaptações tornou-se $2 \cdot 2,962 + x = 5,942317$ mm. De toda forma, a consideração pode ser feita porque a área da ranhura está sendo preservada. A figura 3.13 ilustra a representação da ranhura após o redimensionamento de sua largura, que é dada pelo espaçamento x mais o diâmetro do semicírculo.

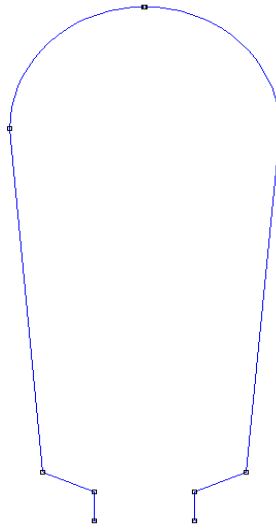


Figura 3.13 – Desenho da ranhura criado no FEMM após o cálculo do espaçamento x .

3.3.2. Filme Isolante de Fechamento e Fundo de Ranhura

É sabido que a capacitância é uma grandeza que está intimamente relacionada com a presença de materiais dielétricos, nos quais existe a possibilidade de

armazenar energia elétrica através da aplicação de um campo elétrico e posteriormente recuperá-la quando o campo é removido. Então, para a determinação das capacitâncias de fuga do motor, é preciso conhecer os materiais dielétricos envolvidos.

Tanto a representação do motor quanto as condições de contorno impostas no FEMM e materiais envolvidos mudam de acordo com o tipo de capacitância que será estudada. Analisando primeiramente a capacitância entre o estator e carcaça - C_{sf} , os materiais a serem determinados são:

- Metal da carcaça (ferro fundido);
- Metal do estator (aço silício);
- Filme isolante Dracon Mylar Dracon - DMD (presente no interior das ranhuras e na “cabeça de bobina”);
- Esmalte (presente nos condutores);
- Resina de impregnação (que envolve toda a parte condutora do estator);
- Condutores (cobre);
- Ar.

Feita a representação da ranhura no FEMM, a próxima etapa de pré-processamento é a inclusão dos materiais que constituem as estruturas. Isso significa definir se o material da estrutura é constituído de um dielétrico ou condutor. Para os materiais condutores, é definida nos segmentos que compõem a estrutura a tensão que está sendo submetida ou mesmo o total de cargas presentes na superfície condutora, podendo este processo ser entendido também como imposição de condições de contorno no problema. Sabe-se que a tensão aplicada não interfere no valor final da capacitância, pois a quantidade de cargas geradas pela mesma é sempre proporcional, mantendo a relação Q/V constante e igual à capacitância procurada. Por isso, foi imposta nos condutores do estator a tensão de 1 V para que a capacitância fosse obtida de forma direta.

Nas estruturas que são correspondentes aos materiais dielétricos, é inserida em seu interior a função “Block Label”, na qual é definida a constante dielétrica ou densidade de carga do material isolante. De acordo com os dados do fabricante, o

filme isolante utilizado (DMD) possui uma constante dielétrica igual a 3,2 e sua espessura varia de acordo com o local da seguinte forma:

- Entre fases (cabeça de bobina): 0,18 mm;
- Fundo de ranhura: 0,23 mm;
- Fechamento de ranhura: 0,35 mm;

A diferença de espessura entre os filmes isolantes no fundo e fechamento de ranhura foram considerados na representação, admitindo que o filme possui uma espessura de 0,35 mm na parte inferior e 0,23 mm na parte superior da ranhura. A proporção entre essas diferentes partes foi feita levando-se em conta o que foi observado no motor aberto, sendo então aproximadamente um terço da altura total da ranhura ocupada pelo filme isolante que faz o fechamento da ranhura e o restante ocupado pelo filme isolante do fundo de ranhura. A figura 3.14 ilustra a representação criada para este filme isolante.

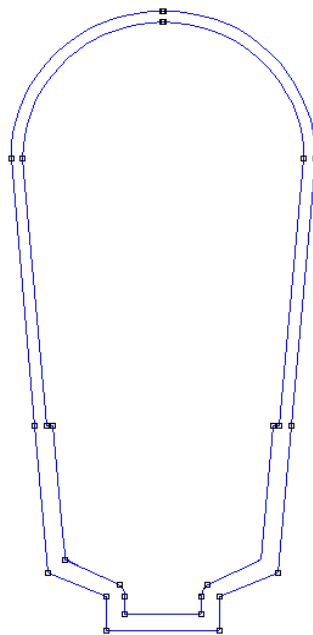


Figura 3.14 – Modelo da ranhura no FEMM com o filme isolante DMD.

Ressalta-se que mesmo sendo bastante aproximadas as proporções adotadas para cada parte do filme isolante, o valor exato deste parâmetro não é relevante. Isto

foi constatado após a realização de diversas simulações nas quais foram alteradas estas proporções, nas quais não verificou-se mudanças significativas.

3.3.3. Bobinas do Estator

Para fazer a representação dos condutores presentes nas ranhuras do estator, foram levadas em consideração suas respectivas seções transversais, tanto da área de material condutor quanto da área de esmalte. Como já foi dito anteriormente, os condutores são feitos de cobre com diâmetro de 0,67 mm (fio nu) e 0,749 mm (fio esmaltado). A figura 3.15 mostra a representação de um condutor no FEMM.

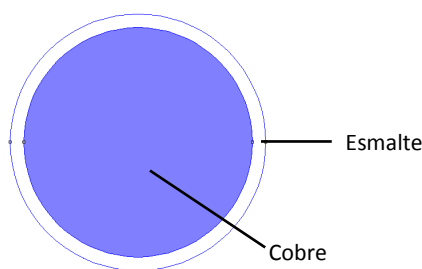


Figura 3.15 – Representação de um condutor esmaltado no FEMM.

Feito o modelo de cada condutor, foi criado o enrolamento dentro da ranhura. Cada ranhura possui 67 condutores que são dispostos de uma forma que visa eliminar os espaços de ar entre os condutores, evitando descargas parciais (efeito corona) e o rompimento do material dielétrico. Além disso, é feito um tratamento nos enrolamentos do estator que consiste na impregnação de resina isolante através do processo de imersão, visando retirar ainda mais os espaços de ar entre condutores.

Nesta etapa, deve ser considerado, primeiramente, que no FEMM não é permitido que uma figura circular tangencie outra figura devido ao erro de convergência durante o período de pré-processamento, na etapa de triangulação essencial para a criação dos elementos. Os triângulos construídos nas proximidades do ponto de tangência ficam infinitesimais e o menor ângulo interno muito pequeno, resultando então em erro irrecuperável dentro da etapa de pré-processamento.

Limitação esta creditada ao método de *Triangulação de Delaunay*, a qual está embutida nesta etapa de cálculo do FEMM. Outra questão que deve ser levada em conta é o tratamento recebido pelos enrolamentos. A resina de impregnação é utilizada para “colar” os fios e preencher alguns espaços vazios no interior do motor, não havendo então uma espessura ou local definido para esta resina. Além disso, sua espessura é variável ao longo do enrolamento, o que dificulta a representação deste material.

Neste primeiro instante é desprezada a resina de impregnação na representação do motor e, em seguida, a mesma é incluída para a realização de um estudo comparativo. O enrolamento do estator foi concebido de forma a distribuir os condutores da forma mais uniforme possível no interior da ranhura, tendo sido levado em conta neste processo a quantidade de condutores, a altura e largura da ranhura. A figura 3.16 mostra a representação do enrolamento no interior de uma ranhura.

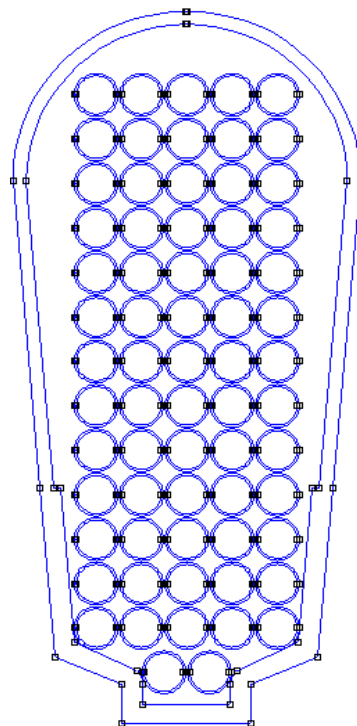


Figura 3.16 – Representação do enrolamento dentro de uma ranhura no FEMM.

3.3.4. O Esmalte e sua Constante Dielétrica

Em relação à constante dielétrica do esmalte nos condutores, a única informação que se tem posse é de que os isolantes empregados no motor são à base de poliéster, o que possibilita estimar suas constantes dielétricas. De qualquer forma, torna-se necessário realizar um estudo a respeito de possíveis valores para a constante dielétrica do esmalte e a influência nos resultados finais ao levar em consideração variações deste parâmetro.

Sabe-se a princípio que todos os materiais utilizados comercialmente como dielétricos são materiais *tratados*. Isso quer dizer que todos os dielétricos práticos consistem em 2 ou mais dielétricos em série. Um exemplo disso são os enrolamentos do estator, que são impregnados de resina isolante devido ao tratamento recebido e possuem também esmalte isolante. Além disso, mesmo sendo pouco provável, pode haver pequenos espaços de ar entre o esmalte e a resina, podendo ser então mais um dielétrico adicionado ao sistema. Deve ser também levado em conta que todo material dielétrico sólido possui uma condutividade elétrica que frequentemente determina o uso comercial dos mesmos, sendo esse fator denominado de perda dielétrica. Ainda, a frequência da tensão aplicada e a temperatura em que o dielétrico é submetido podem alterar suas características e, por conseguinte, o valor da constante dielétrica.

A princípio, foram feitas simplificações a fim de tornar viável a realização da representação do motor sem que isso tivesse uma considerável interferência nos valores das capacitâncias. A primeira delas foi desconsiderar a existência de bolhas de ar ou impurezas de qualquer espécie nos isolantes. Logo em seguida, foram analisadas as resinas utilizadas na fabricação de vernizes isolantes (material comumente utilizado na isolação de condutores) e a variação de sua constante dielétrica em altas frequências. Constatou-se que, dentre as opções consideradas, a constante dielétrica varia muito pouco com o aumento da frequência. Isso pode ser constatado na Tabela 2.1, a qual apresenta a variação de K de acordo com a frequência de operação. Ainda, é feita uma comparação entre os valores obtidos de capacitância através do FEMM em relação aos diferentes valores de K .

A partir das constantes dielétricas apresentadas na Tabela 2.1, foi calculada a capacitância equivalente do motor e verificada a variação entre as respostas. Na falta de maiores detalhes sobre o esmalte presente nos condutores, foram utilizados os materiais Polietileno (LD), Resina Epóxi e Poliéster (PET) para determinar sua constante dielétrica, resultando em variações de até 31,2% do valor utilizado como referência - constante dielétrica do material Poliéster (PET) a 1 kHz. No caso do filme isolante, foi considerada apenas a variação correspondente ao material Poliéster (PET) por ser um dos componentes do filme Dracon Mylar Dracon. Os resultados se encontram na figura 3.17.

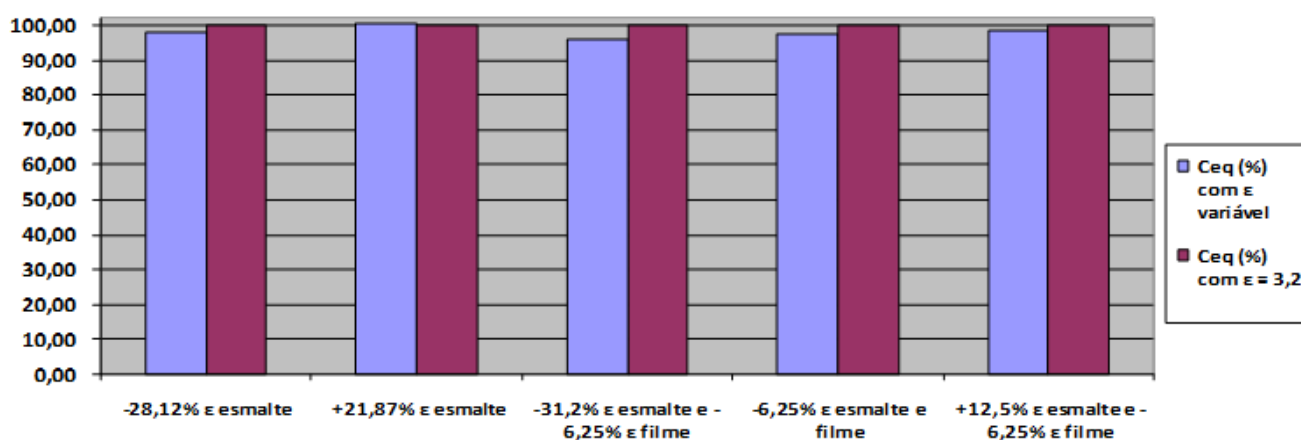


Figura 3.17 – Capacitância equivalente para diversos valores de $K (\epsilon)$.

Como pode ser visto, mesmo na situação de maior variação das constantes dielétricas dos isolantes (-31,2% ϵ esmalte e -6,25% ϵ filme), não houve grandes mudanças no resultado final em relação ao valor tomado como referência (capacitância equivalente utilizando a constante dielétrica igual a 3,2). Isso significa que, mesmo que a constante dielétrica deste material sofra variações devido à frequência da tensão aplicada ou temperatura de operação, ou mesmo na ausência de maiores informações a respeito deste isolante, a capacitância final será pouco modificada. É por esta razão que as perdas dielétricas e outros efeitos que interferem no valor da constante dielétrica podem ser desprezados, além de ser satisfatório utilizar um valor típico para os materiais isolantes na falta de informações específicas.

Em [17] pode ser encontrada uma faixa de valores típicos para a constante dielétrica dos esmaltes isolantes para condutores, que está em torno de 3,5 e 4,0. Contudo, a constante dielétrica não foi modificada neste trabalho em razão de ser um valor muito próximo da faixa de valores proposta, e pelo fato de não ser necessária muita exatidão nesta informação, como ficou claro neste capítulo.

3.3.5. Cabeça de bobina

A cabeça de bobina foi representada no FEMM para que não fosse excluída dos estudos nenhuma região do motor onde pudessem ser observadas as capacitâncias de fuga. Há também o interesse de se conhecer o grau de importância desta região na computação das respostas. Para isso, foi observada primeiramente a forma como foi feita a cabeça de bobina para o motor de 3 cv e, em seguida, foram mensuradas as dimensões necessárias para a sua representação no FEMM. As figuras a seguir mostram o motor em corte, onde pode ser visto com clareza a região representada no FEMM e a disposição do filme isolante entre fases.

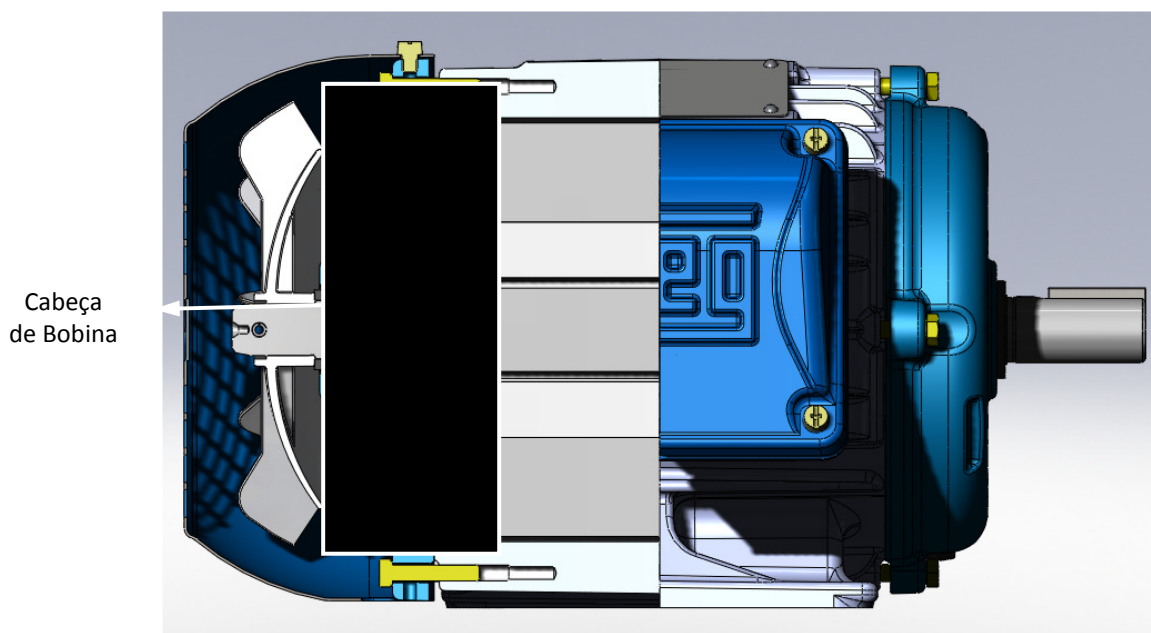


Figura 3.18 – Vista longitudinal do motor em corte, sendo possível visualizar a cabeça de bobina.



Figura 3.19 – Filme isolante sendo inserido para isolamento entre fases, com passo do enrolamento e região da cabeça da bobina.

É percebido nas figuras que o formato da cabeça de bobina é na maior parte circular em relação ao eixo do rotor, havendo apenas uma pequena porção que pode ser considerada perpendicular em relação à superfície das tampas, que é onde os enrolamentos saem das ranhuras do estator. Outro aspecto observado para o motor de 3 cv é quanto à disposição dos condutores em relação ao passo polar. O motor estudado possui quatro pólos que estão distribuídos nas trinta e seis ranhuras, o passo polar é de 8/10/12 e a ligação entre as bobinas é de duas em paralelo. Havendo três bobinas por grupo e dois grupos por fase, pode ser entendido que os condutores terão o esquema de bobinagem conforme ilustra a figura 3.20.

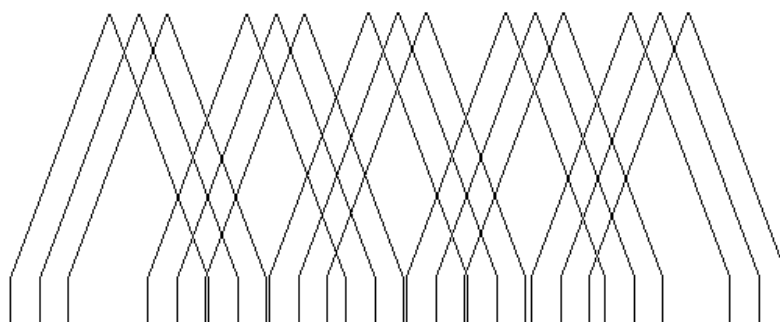


Figura 3.20 – Esquema de bobinagem do motor trifásico de 3cv.

No esquema da figura, podem ser vistos alguns grupos de três bobinas, sendo que uma fase possui no total dois grupos de três bobinas que estão ligados em paralelo. Nos locais onde há interseção entre fases, percebe-se que a mesma acontece sempre entre dois grupos diferentes de bobinas. Considerando a vista da figura 3.18, o feixe de condutores na cabeça de bobina é visto de forma a mostrar apenas duas fases separadas por um filme isolante, que são constituídas por três bobinas que estão uma ao lado da outra. Mesmo que a geometria da cabeça de bobina ainda seja algo de grande complexidade, foi considerado para a representação, primeiramente, que a parte dos enrolamentos presente nesta região possuía duas posições diferentes:

1. Posição perpendicular à superfície das tampas, cuja dimensão seria aproximadamente igual ao comprimento da dobra feita no filme isolante que envolve as ranhuras;
2. Posição paralela à superfície das tampas, onde parte das bobinas está agrupada ao redor do rotor, tendo um aspecto circular, com comprimento médio igual à média do comprimento do condutor mais externo e do condutor mais interno.

Partindo desta premissa, o comprimento dos condutores foi estimado para ser utilizado futuramente na profundidade do desenho criado no FEMM. Como foi dito anteriormente, em uma parte da cabeça de bobina os condutores se encontram perpendicularmente à superfície das tampas, sendo então interessante para a representação desta região o corte transversal do motor. Na outra parte, é mais vantajoso usar o corte longitudinal do motor (como mostra a figura), visto que nessa perspectiva os condutores estão paralelos à tampa do motor e é possível visualizar os condutores na mesma perspectiva anterior (perpendicular ao plano do desenho). Assim, é necessário fazer dois desenhos diferentes para a representação da cabeça de bobina no FEMM: um desenho que utilizará o corte transversal do motor e possuirá profundidade igual à dobra do filme isolante, e outro que leva em

consideração o corte longitudinal e terá profundidade igual ao comprimento médio dos condutores.

Tendo posse da figura acima e analisando o interior do motor de 3 cv, foi feita uma estimativa aproximada das dimensões necessárias para a representação da cabeça de bobina. Algumas delas foram baseadas em medições realizadas com um paquímetro e outras através de observações feitas visualmente no interior do motor. Por exemplo, a espessura e comprimento da cabeça de bobina, juntamente com a espessura e o comprimento das tampas foram medidos com o paquímetro. O comprimento da dobra do filme isolante também foi estimado com o auxílio do paquímetro, já que determinar esta dimensão com o mesmo é impraticável. Já dimensões como geometria das tampas e distância entre os condutores e o rotor, foram estimadas de acordo com as informações disponíveis e medições feitas de forma aproximada. É por essas razões que a cabeça de bobina é uma região de difícil representação: há pouca ou ausência total de precisão das dimensões, além da aleatoriedade na distribuição dos condutores. Estudos internos da empresa WEG constataram que a distância mínima entre os condutores e a tampa do motor, para o motor de 3 cv, é de 4 mm. A figura 3.21 mostra essa distância mínima, podendo ser visto também o formato geométrico aproximado do feixe de condutores.

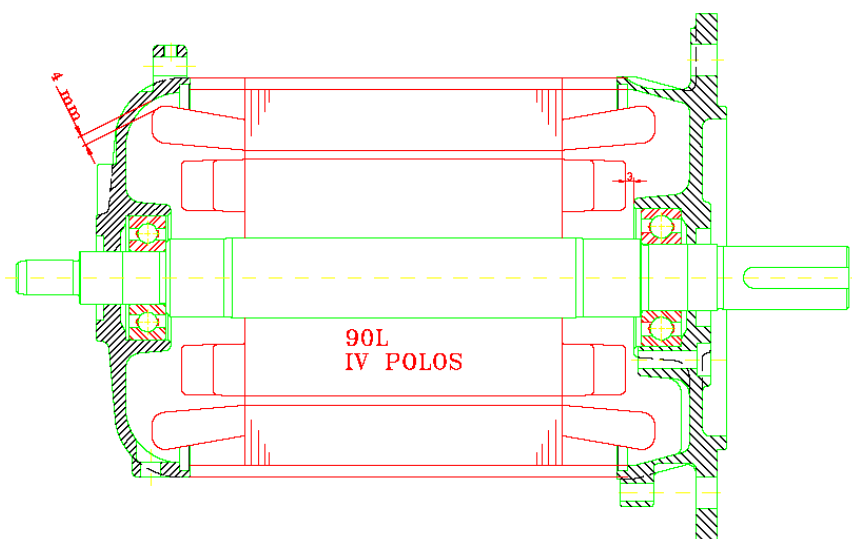


Figura 3.21 – Vista em corte longitudinal de motores com carcaça 90L (3 cv) e detalhe que mostra a distância mínima entre a cabeça de bobina e a tampa.

Através da figura 3.21, nota-se que o feixe de condutores tem uma leve inclinação em direção oposta ao rotor, sendo concluído que a distância entre os

enrolamentos do estator e rotor aumenta e a distância entre os enrolamentos e a carcaça diminui ao longo da espessura do feixe. É visto também que o interior da tampa dianteira é diferente do interior da tampa traseira, o que mostra a particularidade existente entre o lado dianteiro e traseiro. Devido à grande complexidade de realizar uma representação que levasse em consideração todas essas características, elas foram adaptadas para que a geometria final pudesse ser realizada mais facilmente. Para o feixe da cabeça de bobina, foi desprezada a inclinação constatada nas figuras 3.18 e 3.21, enquanto que para as tampas, assumiu-se que ambas são geometricamente iguais e possuem o formato similar à tampa esquerda da figura 3.21.

Após realizar todas as considerações descritas, foi construída a representação da cabeça de bobina no FEMM, a qual pode ser vista nas figuras 3.22 e 3.23.

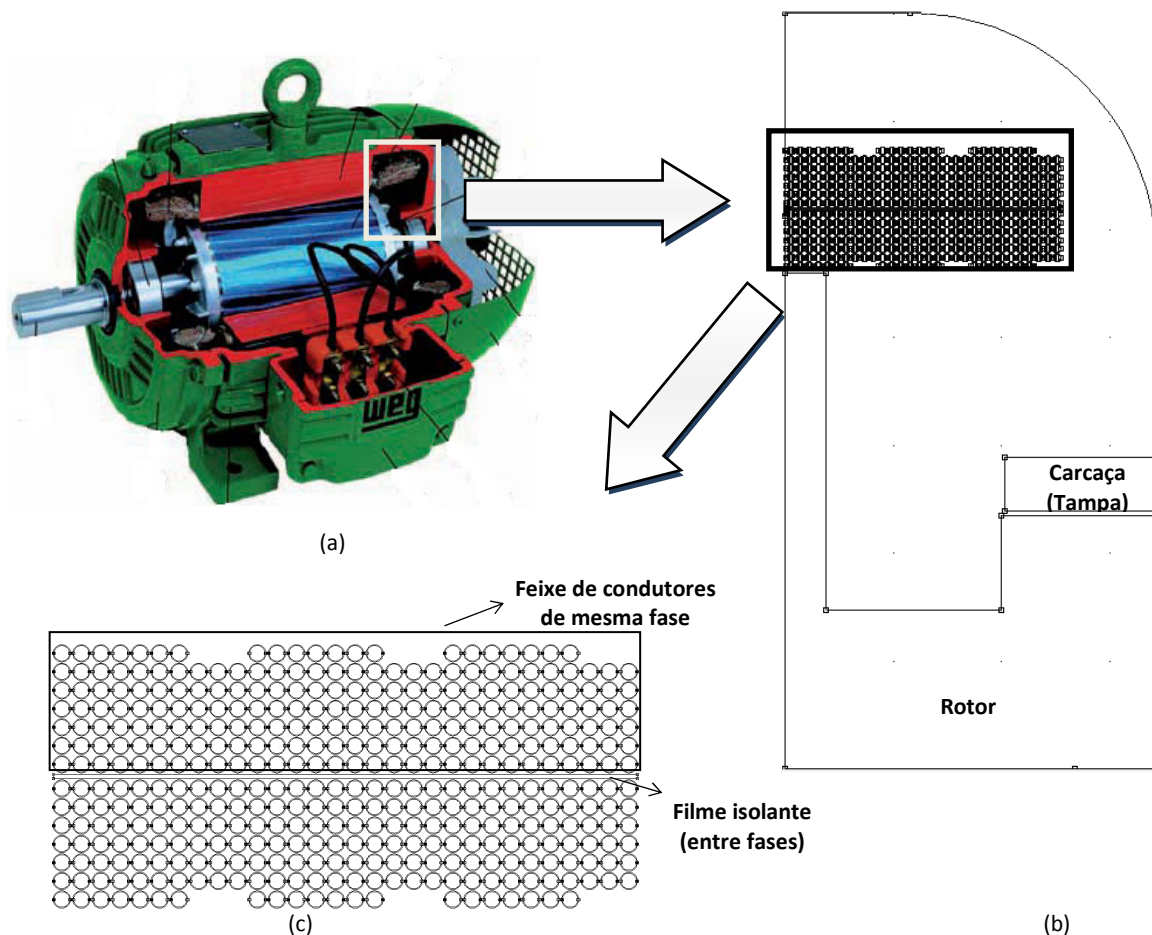


Figura 3.22 – Cabeça de bobina – parte 2: (a) foto do local correspondente à representação; (b) representação no FEMM; (c) feixe de condutores e filme isolante que compõem a região destacada em (b).

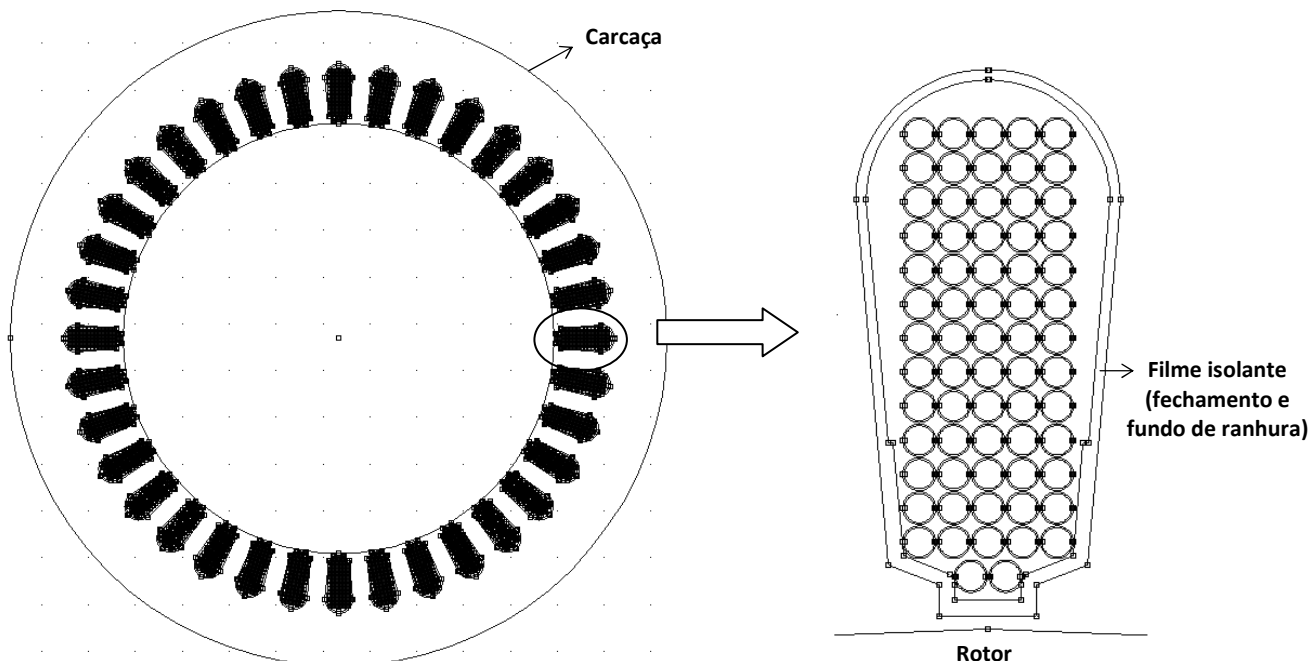


Figura 3.23 – Representação da parte da cabeça de bobina em que os condutores estão perpendiculares à superfície das tampas.

3.4. REPRESENTAÇÕES HIPOTÉTICAS E ANÁLISE DE RESPOSTAS

Foram feitas diferentes representações a fim de se comparar os resultados obtidos no FEMM e elaborar a sistemática mais viável conveniente para a estimativa de capacitâncias em motores de indução. Foi considerada a realização de um condutor equivalente que substituísse todos os condutores, disposição aleatória e uniforme dos condutores e inserção da resina de impregnação ao redor dos condutores;

A primeira análise realizada foi em relação à possibilidade de se fazer um único condutor equivalente para representar todos os condutores. Para isso, considerou-se que o mesmo deveria possuir uma secção transversal igual à soma das secções transversais de todos os condutores, tanto a parte condutora quanto a parte esmaltada. Sabendo que esta secção é de aproximadamente $0,3526 \text{ mm}^2$, logo se conclui que o condutor equivalente deve ter uma secção transversal igual a

23,6229 mm². Porém, esta secção transversal implica, consequentemente, em um fio com diâmetro igual a 5,4843 mm, o que o torna inviável devido à largura da ranhura. Por isso, ao invés de ter concebido apenas um condutor equivalente, foram feitos dois condutores equivalentes de forma que a soma de suas secções transversais fosse igual a 23,6229 mm². Assim, cada condutor teve um diâmetro igual a 2,7421 mm o fio nu e 3,0654 mm o fio esmaltado. A figura 3.24 mostra os dois modelos criados e a diferença entre os resultados obtidos no FEMM quando é feito esse tipo de consideração.

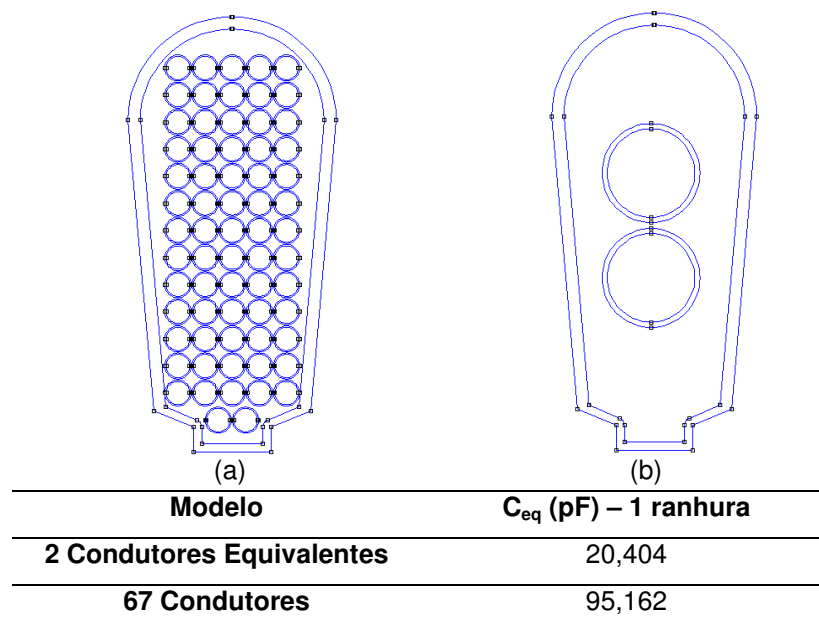


Figura 3.24 – (a) Ranhura com 67 condutores e (b) com 2 condutores de secção transversal equivalente. Abaixo, tabela com os resultados no FEMM.

Devido à grande diferença entre os resultados, foi concluído que a representação feita com condutores equivalentes não é satisfatória. Essa discrepância é explicada pela desconsideração da capacitância produzida por cada fio na representação feita com dois condutores equivalentes. Isso pode ser justificado pelo fato de que o modelo com 67 condutores resultou em uma capacitância bem maior do que a segunda representação. Por isso, a consideração de uma área equivalente condutora, seja a área de secção transversal ou superficial do condutor, compromete o resultado final porque é desprezado o efeito capacitivo

de cada condutor. É por isso que existem divergências entre os valores de C_{sf} encontrados analiticamente pela equação (2.13) e figura 2.15 do capítulo II, constatando que a metodologia analítica para obtenção de C_{sf} é pouco eficiente. Sendo assim, a simplificação não pode ser realizada, visto que a desconsideração das capacitâncias entre condutores conduz a resultados pouco precisos.

A segunda representação visou analisar a influência do posicionamento dos condutores no interior da ranhura. Condutores mais distantes da parte metálica do estator geram uma capacitância inferior do que se estes estivessem mais próximos desses limites. Por essa razão, foram feitos dois modelos a fim de verificar o grau de influência da posição dos condutores nos resultados. A figura 3.25 ilustra essa situação.

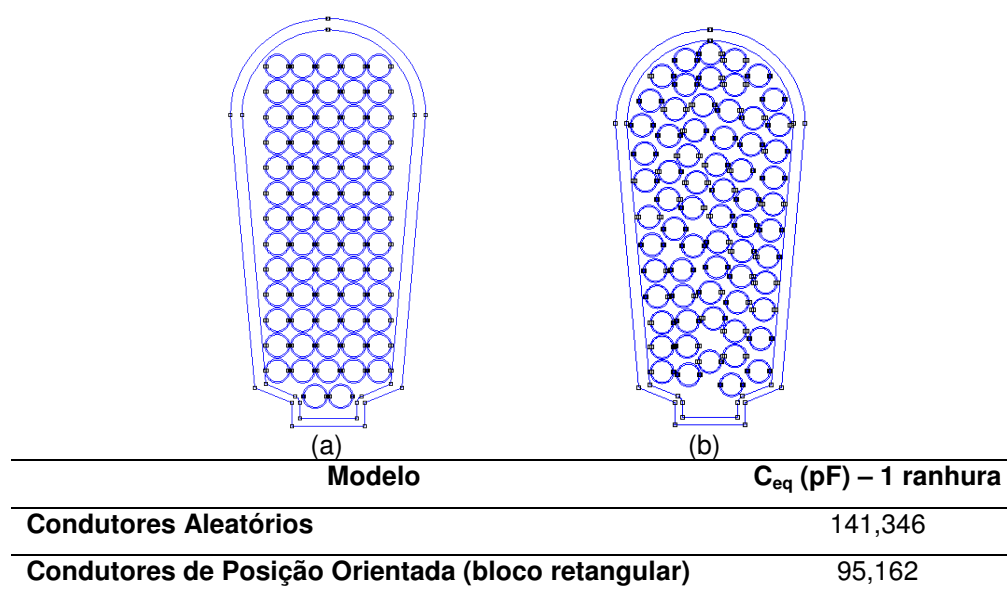


Figura 3.25 – (a) Ranhura com 67 condutores distribuídos de forma uniforme – bloco retangular e (b) com 67 condutores dispostos aleatoriamente. Abaixo, tabela com os valores obtidos no FEMM.

Nesta situação, percebe-se que a disposição aleatória aumentou a capacitância do motor em relação à disposição uniforme em torno de 48,5%, influenciando então significativamente no resultado final. Porém, ao observar o posicionamento dos enrolamentos no interior das ranhuras (como mostra a figura 3.7), é visto que estes chegam a tocar o filme isolante e, ao mesmo tempo, estão distribuídos uniformemente. É visto também que o filme isolante não está inteiramente em

contato com as paredes da ranhura e há uma dupla camada em alguns locais devido à sobreposição dos filmes para o fechamento e fundo de ranhura. Na referência [17], o autor considera essas questões e utiliza um fator de correção para o cálculo de C_{sf} por ranhura, tornando a formulação analítica um pouco mais precisa. De qualquer maneira, o autor comenta sobre a incerteza dos valores calculados analiticamente devido à imprecisão destas variáveis, podendo isso ser visto nesta análise da distribuição dos condutores e seu posicionamento no interior da ranhura. Diante destas considerações, admite-se que os condutores devem estar próximos das paredes do estator e terem também uma distribuição uniforme. Nos cálculos realizados para outros motores, os quais serão mais bem detalhadas no capítulo IV, estima-se que os condutores devem ter uma distância máxima de aproximadamente 0,5 mm das paredes do estator. Como a representação de referência se adapta melhor aos requisitos necessários, a mesma se torna, portanto, a mais indicada para a obtenção das capacitâncias de fuga.

A terceira representação visou verificar a influência da resina de impregnação nos resultados finais de capacitância. Como já foi dito anteriormente, o motor em questão recebeu um tratamento que consiste na impregnação de resina nos condutores do estator pelo processo de imersão, de forma a minimizar os espaços de ar entre os mesmos e aumentar a rigidez dielétrica dos enrolamentos. Durante este tratamento, o motor é imerso na resina isolante e depois retirado para o processo de secagem. Nesta etapa o estator fica “pendurado”, de forma que a resina ocupa apenas os espaços de ar entre condutores e a parte excedente é escoada. Além disso, sabe-se que este processo de impregnação é válido apenas para materiais com capacidade de absorção. Isso reforça ainda mais a idéia de que, dessa forma, só haverá resina isolante nos espaços de ar entre condutores, já que o filme isolante possui pequena capacidade de absorção (apenas o filme isolante entre fases e este absorve cerca de 6% da resina). Por esta razão, foi feita uma representação que consistiu na distribuição uniforme dos condutores e, ao invés de se ter uma camada de esmalte em cada condutor, foi feita a resina isolante em torno do enrolamento. A constante dielétrica considerada para este material foi igual à constante dielétrica adotada para o esmalte dos condutores, já que esta informação não foi fornecida pelo fabricante. Além disso, admitiu-se que a espessura desta

resina ao redor dos condutores é igual à espessura do esmalte em cada condutor. A figura 3.26 ilustra a elaboração da resina isolante no FEMM.



Figura 3.26 – Representação da resina isolante ao redor dos condutores.

Seguindo a proposta elaborada para a representação da resina de impregnação no FEMM (figura 3.26), foi feita a representação do enrolamento no interior da ranhura com este isolante envolvendo-o. A figura 3.27 ilustra a diferença existente entre a representação anterior (camada de esmalte em cada condutor) e a nova representação do enrolamento (bobina envolvida de resina isolante) e os respectivos resultados obtidos no FEMM.

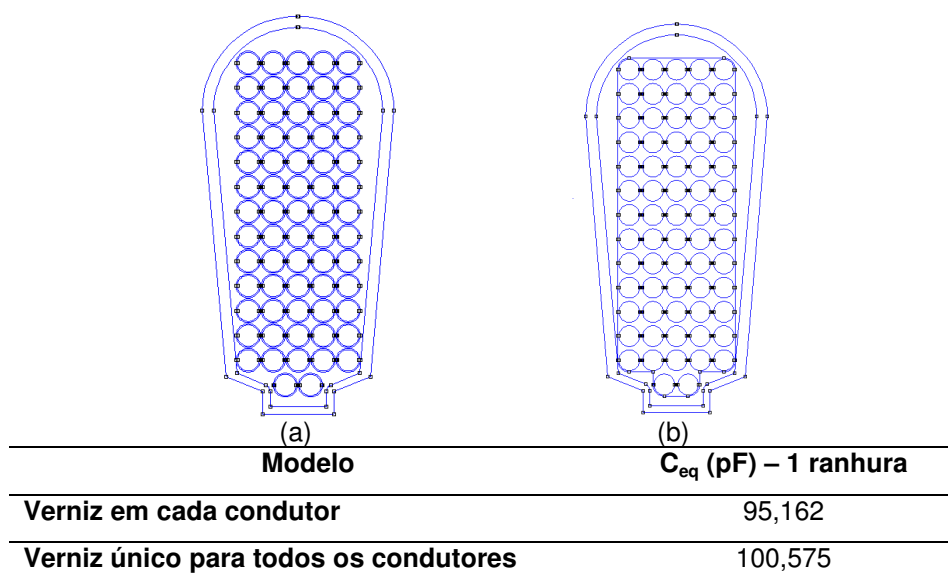


Figura 3.27 – (a) Modelo com condutores esmaltados e (b) com resina de impregnação ao redor do enrolamento (condutores não-esmaltados). Abaixo, tabela com os valores obtidos no FEMM.

A partir das informações da figura 3.27, percebe-se que a resina de impregnação influencia muito pouco no valor da capacitância. Verificou-se também em outros resultados que este material é mais relevante na região da cabeça de

bobina, mas ainda sim sua influência nos resultados finais foi pouco significativa. Isso leva à conclusão de que este procedimento pode ser desconsiderado da representação, desde que seja inserido o esmalte em cada condutor.

3.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentado o procedimento adotado para a representação do motor no FEMM, contemplando-se vários aspectos tais como isolamento utilizada, número de condutores por ranhura, geometria do motor etc. Dentre todos os parâmetros analisados, puderam ser destacados alguns de maior relevância no resultado final de capacitância de fuga, que foram o número de condutores energizados (enrolamentos) e distância existente entre os mesmos e o potencial zero (carcaça).

Além disso, foi constatada uma grande dificuldade em se representar alguns detalhes construtivos do motor, como foi o caso, dentre outros, da cabeça de bobina e os enrolamentos no interior das ranhuras. Tal dificuldade é dada pela imprecisão de algumas informações e parâmetros, como a constante dielétrica do esmalte presente nos fios e posição do enrolamento no interior das ranhuras do estator e na região de cabeça de bobina; não havendo então um valor pré-definido para esses parâmetros ou mesmo a possibilidade de mensurá-los. No entanto, as análises efetuadas, juntamente com o embasamento teórico, mostraram que é possível contornar tais dificuldades sem comprometer os resultados finais, tornando viável a metodologia desenvolvida neste capítulo.

No próximo capítulo serão apresentados os procedimentos de medição adotados neste trabalho para a medição das capacitâncias de fuga. É considerado, primeiramente, o tipo de ligação entre os terminais do motor e suas condições iniciais, como elevação de temperatura, estado de conservação, partes desacopladas etc. Serão apresentados ainda os resultados das capacitâncias após a execução da sistemática no FEMM, sendo possível comparar os valores obtidos em ambos os casos e também com os cálculos analíticos.

CAPÍTULO IV

METODOLOGIA DE DETERMINAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DE FUGA COM BASE EM MEDIÇÕES E SIMULAÇÕES NO FEMM

4.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A medida da capacitância de fuga de enrolamentos de máquinas elétricas pode ser realizada por conveniência e precisamente por circuitos de corrente alternada (CA) em pontes que empregam osciladores de tensão, ou, em alguns casos, empregando circuitos de corrente contínua (CC). Em corrente contínua, a capacitância é medida com base na energia armazenada no campo elétrico, enquanto que em corrente alternada a técnica empregada tem como base, na maioria das vezes, a frequência de ressonância de um circuito em ponte, a partir da qual é determinado o valor da capacitância desconhecida. Qualquer que seja o método utilizado para fazer a medição, a precisão do resultado está diretamente ligada ao modo de como é feita a medida. Cada tipo de medidor possui características peculiares que devem ser observadas durante a aferição.

Deve-se também considerar que a capacitância de fuga não aparece nos enrolamentos como um valor capacitivo puro, constante para todas as frequências. As perdas no dielétrico, nas resistências das partes metálicas (condutor e carcaça), bem como a respectiva indutância, podem influenciar no valor da capacitância em função da frequência. Em alta frequência, a resistência aumenta devido ao efeito pelicular, enquanto que a indutância diminui. Entretanto, a reatância indutiva ($2\pi fL$) sempre aumenta em vista da pequena redução da indutância com a frequência. Na

figura 4.1 tem-se a representação da capacitância de fuga de um enrolamento com todas as suas particularidades. Nessa figura, a condutância G representa as perdas no dielétrico, a resistência R e a indutância L são representativas da parte metálica (condutora).

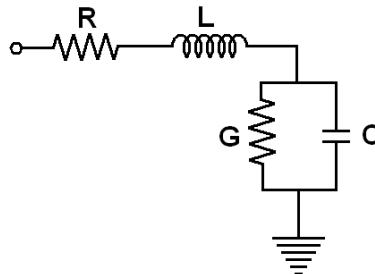


Figura 4.1 – Circuito equivalente da capacitância de fuga de um enrolamento.

Em baixas frequências os efeitos de R e L são desprezíveis e a capacitância de fuga se comporta como uma capacitância pura em paralelo com uma condutância G. A indutância torna-se cada vez mais importante à medida que a frequência aumenta, chegando até mesmo à condição de ressonância, a qual é definida na equação 4.1 pela frequência f_o .

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.1)$$

Alguns métodos de medição utilizam osciladores de frequência variável e circuitos em ponte com capacitâncias variáveis. Esses métodos determinam, através da frequência de ressonância, a capacitância de fuga do enrolamento independentemente da indutância. Observa-se que devido aos pequenos valores de capacitância envolvidos, tais métodos utilizam osciladores de alta frequência.

Para melhor entendimento da complexidade do problema, considera-se o caso particular de um enrolamento no qual se deseja medir a capacitância de fuga. Como é mostrada na figura 4.2, a capacitância de fuga do enrolamento é distribuída em toda a sua dimensão.

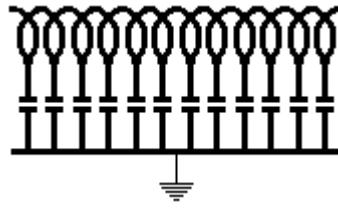


Figura 4.2 – Capacitância de fuga distribuída de um enrolamento

Investigações realizadas em [11, 34] mostraram que os efeitos das variações de tensão de alta frequência advindas dos pulsos dos conversores do tipo PWM relacionadas às reflexões de ondas de modo diferencial estão principalmente confinadas nas espiras iniciais do enrolamento. Com este pensamento, as medições que utilizam osciladores de alta frequência podem apresentar discrepâncias nos resultados em função do tipo de ligação do motor e da forma que como é feita a medição da sua capacitância de fuga. Portanto, para se obter resultados com menor grau de incerteza, as medições devem ser realizadas de tal forma que a influência da alta frequência seja desprezível.

Este capítulo tem por objetivo expor algumas metodologias de medição, baseadas na investigação das capacitâncias de fuga através da análise de resultados para diferentes formas de medições. Para isso, é levado em conta o motor utilizado nas computações do FEMM, para o qual são considerados diversos arranjos de conexões entre seus enrolamentos. Ressalta-se ainda que, devido a dificuldades envolvidas em alguns procedimentos de medição e incertezas dos resultados medidos, determinadas parcelas da capacitância final não são possíveis de se obter através desse método ou não se apresentam confiáveis. Cita-se como exemplo a medição direta de C_{sr} e C_{rf} , as quais não são possíveis de serem realizadas. Para amenizar esses problemas, são apresentadas algumas expressões matemáticas para a obtenção das mesmas a partir das capacitâncias conhecidas, ou senão as formulações analíticas descritas no capítulo II e procedimento computacional apresentado no capítulo III.

Neste capítulo, são também apresentados resultados de medições feitas em motores de diferentes potências e estado de conservação (rebobinados, antigos, com isolamento de má qualidade, entre outros), para ser observado o comportamento das capacitâncias de fuga.

4.2. METODOLOGIA DA MEDIÇÃO

Para se caracterizar a capacitância de fuga de um motor a partir de medições, há necessidade, baseada em aspectos físicos, de haver cautela em relação a dois requisitos: condicionamentos e precisão dos valores medidos; erro numérico ou de manipulação desses valores. Algumas capacitâncias possuem valores muito próximos, o que dificulta distingui-las a partir de valores medidos, essencialmente em consequência de incertezas de medições. Uma pequena discrepância no valor medido pode implicar num erro elevado na caracterização do parâmetro desejado. Em consequência das heterogeneidades construtivas de motores de mesma potência (devido aos diferentes tipos de projetos), os resultados das medições de capacitância de fuga podem não atender ao comportamento esperado.

Além disso, especialmente para medidas em campo e não em condições laboratoriais, a flutuação de parâmetros como temperatura, umidade e estado de conservação dos motores afeta algumas medições, o que cria uma imprecisão ou incerteza nesses resultados. Esse fato também dificulta a caracterização das capacitâncias de fuga. Para se estabelecer uma metodologia de medição que permita determinar as capacitâncias de fuga do motor (C_{sf} , C_{sr} , C_{rf} e C_b), são efetuadas várias medições no motor de 3 cv mencionado no capítulo 3. O mesmo pode ser alimentado em quatro níveis de tensão, dependendo do tipo de conexão desses enrolamentos, a saber:

- 220 V – conexão delta paralelo;
- 380 V – conexão estrela paralelo;
- 440 V – conexão delta série;
- 760 V – conexão estrela série.

A possibilidade de realizar diferentes conexões devido ao acesso aos terminais das bobinas do estator possibilita a medição separada de cada enrolamento ou em conjunto, conforme a composição da conexão nominal. A figura 4.3 ilustra as componentes das capacitâncias de fuga mencionadas no interior de uma ranhura do

motor. O arranjo aqui apresentado é o mesmo considerado no método computacional desenvolvido no FEMM, o qual foi contemplado no capítulo 3.

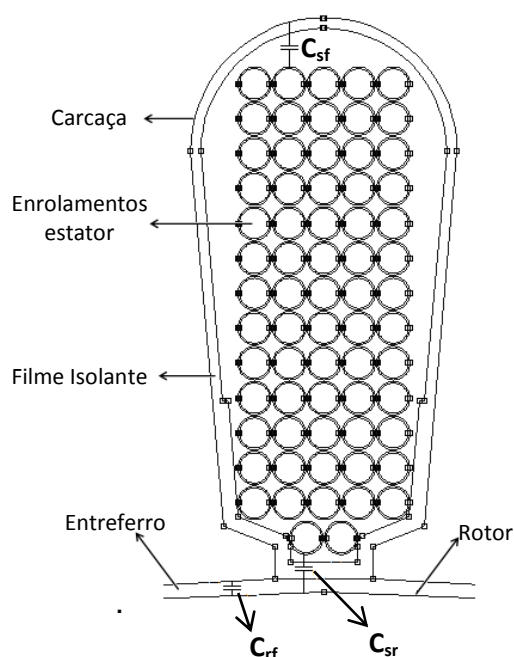


Figura 4.3 – Representação de uma ranhura do motor de 3cv com as componentes da capacitância de fuga.

As medições foram efetivadas utilizando um medidor de indutância/capacitância, marca MINIPA, digital, tipo MC – 152, com nove escalas de medição de capacitância, abrangendo a faixa de variação de 200 pF até 2.000 μ F. Observa-se ainda que todas as medições foram feitas com o motor na temperatura ambiente.

4.2.1. Medição da Capacitância Estator-Carcaça (C_{sf})

Para efetuar tal medição é necessário desacoplar o estator do rotor o que é obtido desmontando o motor e retirando-se o rotor. Desta forma, a capacitância C_{sf} pode ser medida diretamente entre um terminal do estator e a carcaça, como é ilustrado na figura 4.4.

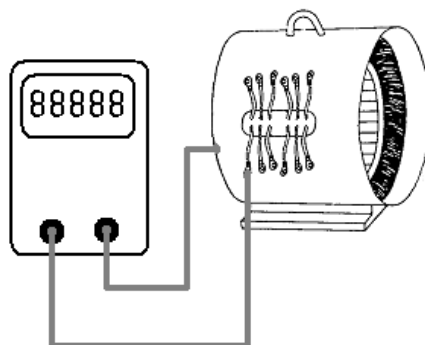


Figura 4.4 – Medição da capacitância do Estator-Carcaça (C_{sf}).

Na figura 4.5 são apresentados os dois grupos de enrolamentos das três fases do motor com suas respectivas numerações terminais. Inicialmente foram feitas medidas em cada terminal dos enrolamentos de cada fase, conforme mostrado na figura 4.4. Em seguida os enrolamentos foram associados em paralelo como mostrado na figura 4.5 (b), repetindo-se as medições.

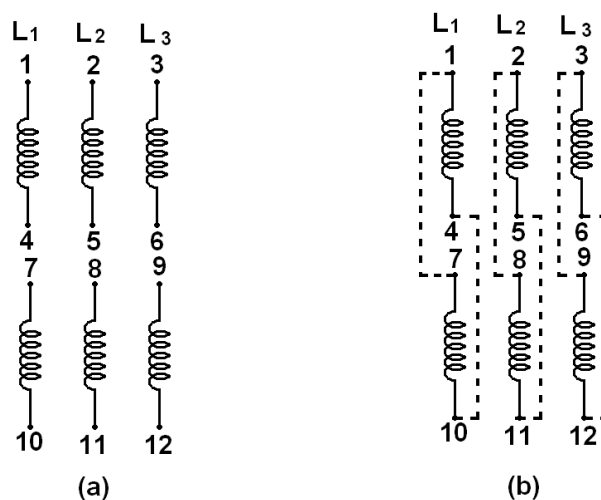


Figura 4.5 – Grupos de enrolamentos por fase do motor: (a) enrolamentos independentes e (b) associação paralela.

Para verificar a sensibilidade do equipamento e detectar possíveis discrepâncias nos resultados, em cada enrolamento foram feitas duas medidas, uma

no terminal de início do enrolamento e outra no final. Os resultados das medidas, ordenados por fase, são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Capacitâncias de enrolamentos medidas entre estator e carcaça.

Enrolamentos												
	Grupo 1						Grupo 2					
Fase	L1		L2		L3		L1		L2		L3	
Nº	1	4	2	5	3	6	7	10	8	11	9	12
C _{sf} (pF)	760	770	730	740	750	760	810	820	820	840	800	810
Nº	7-1		8-2		9-3		10-4		11-5		12-6	
C _{sf} (pF)	1540		1520		1530		1560		1530		1550	

Os resultados da Tabela 4.1 mostram que existe uma pequena discrepância (em torno de 10 pF) entre as medições no início e final de bobina, o que pode ser justificado pelo posicionamento dos condutores na ranhura associado ao efeito da alta frequência. Isso significa que a capacitância do enrolamento não é homogênea (como era esperado), pois os condutores mais próximos da carcaça apresentam maiores valores de capacitância. A tendência mostrada nas aferições é que a parte final da bobina está um pouco mais próxima da ranhura que a parte inicial. Verifica-se também que o segundo grupo de enrolamentos (grupo 2) apresenta valores maiores de capacitância que o grupo 1 para as três fases, além de apresentar a discrepância entre os valores medidos no início e final de bobina (caracterizada pelo posicionamento dos condutores na ranhura). Esse fato pode também ser facilmente justificado quando se analisa as cabeças de bobinas e verifica-se que existe um grupo de enrolamentos que estão mais próximas da carcaça do que outro, ou seja, aquele grupo no qual os condutores estão mais próximos da carcaça deverá apresentar capacitâncias mais elevadas.

Diante desta análise, comprova-se que características específicas da montagem do motor podem também influenciar os valores de C_{sf} dos diversos enrolamentos. É possível ainda obter valores distintos de capacitâncias em motores idênticos, (mesmo fabricante, mesma linha de produção, mesma potência e número de pólos). Contudo, a discrepância entre os resultados não é muito significativa,

sendo 7,12% em relação ao valor médio para as medições em enrolamentos individuais e 1,4% para os enrolamentos associados em paralelo.

Feitas as medições de C_{sf} , passa-se a interpretar os resultados obtidos com o motor conectado em triângulo ou estrela. São também apresentados os resultados de quatro medições envolvendo dois motores de 3 cv idênticos, nomeados de motor 1 e motor 2. A medição 1, por exemplo, foi feita no motor 1 ligado em delta. Na medição 2, esse mesmo motor (motor 1) é ligado em estrela. Na medição 3, todos os terminais do motor 1 são interligados em um único ponto, e a medição 4 é feita para o motor 2 com seus terminais também interligados em um único ponto. As figuras 4.6 e 4.7 ilustram os esquemas de ligação entre os enrolamentos do estator.

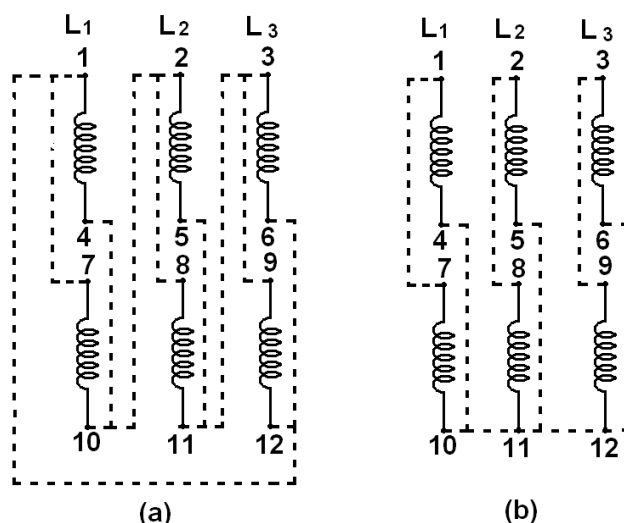


Figura 4.6 – Esquema de conexão dos enrolamentos do motor: (a) conexão delta e (b) conexão estrela.

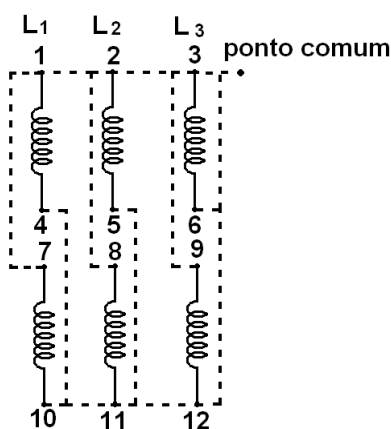


Figura 4.7 – Esquema de conexão de todos os terminais dos enrolamentos.

Nota-se na Tabela 4.2 que o tipo de ligação pode influenciar nos valores das capacitâncias medidas, embora as discrepâncias entre os resultados sejam desprezíveis (menor que 1% em relação ao valor médio). Com a finalidade de criar uma metodologia única para qualquer tipo de ligação do motor, a opção de ligar todos os enrolamentos em um único ponto, conforme o esquema da figura 4.7, apresenta-se como a mais interessante, pois independe do tipo de ligação do motor.

Tabela 4.2 – Capacitâncias de fase medidas entre estator e carcaça.

Medição	L1 C_{sf} (pF)	L2 C_{sf} (pF)	L3 C_{sf} (pF)	Valor Médio C_{sf} (pF)
1	3500	3490	3490	3493
2	3430	3440	3440	3437
3	3370			
4	3100			
Média dos Motores 1 e 2 (pF)	3235			

Como foi observada no início, a capacitância de fuga não é um valor puro e constante. Sua medição inclui por termos indutivos e resistivos, sendo que estes últimos representam as perdas no dielétrico. Tais características podem sofrer alterações com a temperatura. A umidade também é um dos fatores que interfere nas características dielétricas dos isolantes do motor. No entanto, as medições descritas foram feitas com os motores a frio (temperatura ambiente) e em repouso. Além disso, a questão da umidade no interior do motor foi um fator desconsiderado neste estudo, visto que, como foi verificado no capítulo III, sua interferência no valor final da capacitância é pouco significativa porque se trata de mais um dielétrico inserido entre os isolantes do motor.

4.2.2. Capacitância Equivalente e do Estator e Rotor – (C_{eq1}) e (C_{sr})

A capacitância equivalente (C_{eq1}) é a capacitância medida quando o motor está em condições normais de trabalho, ou seja, o rotor está no seu devido lugar. Sendo assim, o valor de C_{eq1} envolve também o acoplamento do rotor com o estator. Estando o motor em repouso, é feito um curto-circuito entre o rotor e a carcaça, de forma que ambos estejam aterrados [4]. Logo, a capacitância medida C_{eq1} será a soma direta de C_{sf} e C_{sr} .

Os resultados encontrados nas medições confirmam o fato de o valor de C_{sr} ser muito pequeno quando comparado ao valor de C_{sf} . Algumas vezes, o valor medido chega a ser igual ou mesmo menor que o obtido na medição sem o acoplamento do rotor (C_{sf}). Isto se deve, principalmente, ao fato de que, para a medição de C_{sf} , o motor deve estar desmontado e tal ação poderá influenciar nos valores medidos. Em outras palavras, com o motor montado tem-se uma estrutura de acoplamento capacitivo que poderá sofrer pequenas alterações com a desmontagem do rotor. O valor medido para o motor de 3 cv com os terminais interligados a um ponto comum é mostrado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Capacitância C_{eq1} .

Medição no motor 1	C_{eq1} (pF)
Valor medido	3350

Como $C_{eq1} = C_{sr} + C_{sf}$, ao determinar a capacitância C_{sr} a partir da medição de C_{eq1} e C_{sf} chega-se a um valor negativo, o que é inaceitável. No caso em questão, considerando o valor médio das medidas dos motores 1e 2, obtém-se para C_{sr} um valor igual a 115 pF. No entanto, percebe-se que este resultado está repleto de incertezas, pois uma variação de 1% para mais no valor de C_{eq1} associada a uma variação de 1% para menos em C_{sf} resulta em um valor de C_{sr} em torno de 180 pF. Em outras palavras, a propagação das incertezas foi em muito ampliada (mais ou menos 57%). Quando é levado em consideração apenas as medições feitas no motor 1, verifica-se que não é possível obter C_{sr} porque, neste caso, C_{sf} é maior que

C_{eq1} , o que resultaria em um valor negativo. Esse fato pode ser justificado pelas considerações feitas, invalidando, conseqüentemente, a metodologia para obtenção de C_{sr} . Pode-se concluir então que esta técnica para a medição de C_{sr} não é satisfatória e não deve ser recomendada, visto que as capacitâncias envolvidas na operação de subtração são muito maiores que o resultado esperado e pequenas discrepâncias são fortemente amplificadas. Além disso, as capacitâncias mensuradas são sensíveis a pequenas variações devido à operação de desmontagem do motor. Sob este ponto de vista, o recomendado seria fazer uma medição direta dessa capacitância, porém os métodos tradicionais de medição não permitem realizar tal operação. A solução para este caso é empregar métodos analíticos para estimar o valor dessa capacitância, ou determiná-la por meio de simulações computacionais que empregam métodos de elementos finitos.

4.2.3. Capacitância entre Rotor e Carcaça – C_{rf}

Para a medição desta capacitância, é preciso que não exista contato metálico entre o rotor e carcaça. Para que não seja alterada a condição de montagem do motor, o seguinte procedimento é efetuado.

Com os enrolamentos do estator não excitados e o rotor acoplado a uma unidade motriz, a capacitância entre o rotor e carcaça pode ser medida por um dispositivo de medição direta, uma ponte RLC, por exemplo, em velocidades diferentes. O valor é medido entre os terminais do motor e carcaça, que representa a capacitância equivalente do arranjo mostrado na figura 4.8. O valor da capacitância de rolamento C_b é dependente da velocidade de rotor [3, 4, 15]. Em baixa velocidade, o contato metálico entre rotor e carcaça é mais suscetível de acontecer, o que anula o valor de C_{rf} . Por outro lado, em [3] foi constatado que a capacitância C_{rf} é muito maior que C_b e seu valor prevalece na configuração ilustrada na figura 4.8.

A capacitância de rolamento é estimada fazendo-se a medição da impedância de rolamento, a qual é função da rotação do motor [3]. A figura 4.8 mostra

esquemáticamente como estão dispostas as capacitâncias de fuga do motor de indução quando este ensaio é executado.

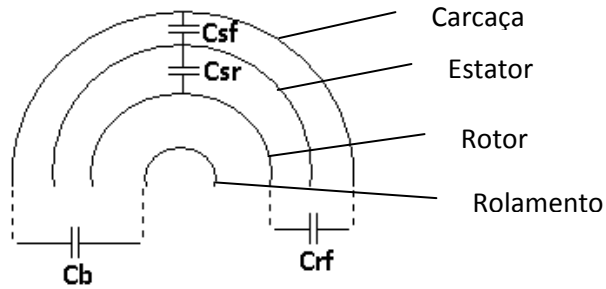


Figura 4.8 – Esquema do circuito equivalente do motor para as capacitâncias de fuga.

Pela figura 4.8, pode-se estabelecer a expressão para o cálculo da capacitância C_{rf} a partir da equação (4.2).

$$C_{eq2} = \left(\frac{1}{C_{sf}} + \frac{1}{C_{sr}} \right)^{-1} + C_{rf} + C_b \quad (4.2)$$

Diante deste procedimento, foram encontradas várias dificuldades práticas que inviabilizam os resultados medidos. Uma delas é mensurar a capacitância C_b , a qual é fundamental para a obtenção de C_{rf} a partir do arranjo matemático descrito em (4.2). Esta capacitância, como foi dito anteriormente, é variável de acordo com a velocidade do rotor e às vezes as esferas metálicas se encontram em contato direto com as trilhas dos rolamentos, o que curto-circuita a capacitância a ser medida. Isso acarreta numa oscilação em alta frequência no valor de C_{eq2} mostrado no dispositivo de medição, tornando difícil a sua leitura. Além dessas dificuldades, tem-se a propagação das incertezas de cada parâmetro medido devido ao uso da equação (4.2). Observando que o processo de medição das capacitâncias C_{rf} e C_{sr} nem sempre é bem sucedido, as formulações analíticas ou simulações computacionais se apresentam como a opção mais indicada para obtenção das mesmas.

4.2.4. Medição de Capacitâncias de Fuga de Diversos Motores

Além das medições feitas no motor WEG de alto rendimento e 3 cv, foi feita também a medição da capacitância de fuga entre os terminais do estator e a carcaça de alguns motores de potências diferentes. Em alguns casos, foi medida a capacitância C_{eq1} (motor montado) e em outros, a capacitância C_{sf} (motor desmontado e sem o rotor). Todos os motores medidos são do fabricante WEG, porém com modelos, estado de conservação e número de pólos variados. Alguns haviam sido rebobinados e outros mantinham as bobinas originais de fábrica. Essa diversificação de medidas foi feita no sentido de se estabelecer um comportamento padrão para a capacitância de fuga. As medições foram feitas entre os terminais do motor interligados e a carcaça. No caso dos motores desmontados, a capacitância de fuga mensurada corresponde aproximadamente ao valor da capacitância C_{sf} , pois a remoção das tampas exclui uma pequena parcela dessa capacitância proveniente das cabeças de bobina.

A Tabela 4.4 mostra os valores encontrados nas medições para os motores desmontados. Percebe-se que, no caso de motores rebobinados, foram medidos diversos valores de C_{sf} mesmo considerando motores de mesma potência (consequentemente, estruturas geométricas praticamente idênticas). Isso impede, a princípio, que seja estabelecida uma função da variação de C_{sf} de acordo com a potência do motor.

Tabela 4.4 – Medidas de capacitância em motores desmontados.

Motor	Valor medido (pF)	Proprietário
1 cv, 4 pólos, rebobinado, antigo	1590	Renovoltec
3 cv, 4 polos, rebobinado, isolante ruim	5560	Renovoltec
5 cv, 4 polos, rebobinado, sem tratamento de resina	5560	Renovoltec
5 cv, 4 polos, rebobinado, com tratamento de resina	6890	Renovoltec
10 cv, 4 polos, original	4490	Renovoltec
10 cv, 4 polos, rebobinado	4520	Renovoltec

Apesar de não ter sido comprovado, esta grande variação pode ser justificada por uma possível variação no número de enrolamentos. Através dos testes realizados no FEMM (os quais estão citados no capítulo II), foi constatado que a variação da constante dielétrica não é tão significativa para esta capacitância, não sendo possível afirmar, portanto, que esta variação é dada pela condição de preservação do isolante. Os únicos parâmetros que poderiam ser responsáveis por tamanha variação, supondo que estes motores possuam o pacote do estator de igual tamanho, seriam o número de enrolamentos do estator e posicionamento dos enrolamentos. A hipótese de que os enrolamentos de alguns motores podem estar mais próximos da carcaça é plausível, porém não é sustentável porque se trata de motores de mesma potência e mesmo fabricante. Logo, a opção mais lógica para esse fato é a de que estes motores podem ter o número de enrolamentos diferentes, visto que a prática realizada para rebobinagem não tem o compromisso de manter o mesmo condutor e número de enrolamentos do enrolamento original.

No processo de rebobinagem, nem sempre são colocados condutores da mesma bitola dos condutores originais; é comum utilizar condutores mais finos que, quando são agrupados, têm uma área equivalente à do ao condutor original, implicando em um novo enrolamento com um número maior de condutores. Essa é uma técnica largamente utilizada que visa melhorar a ocupação dos enrolamentos no interior da ranhura e, em alguns casos, minimizar custos com o material e facilitar a execução do serviço. Um dos efeitos desta técnica é o aumento no valor das capacitâncias de fuga e, conseqüentemente, aumento da corrente de modo comum que geram falhas prematuras dos rolamentos e interferência nos sistemas de comunicação (EMI). A má condição dos isolantes e a umidade no interior do motor também provocam alterações nos valores da capacitância de fuga, porém de forma menos significativa.

A Tabela 4.5 mostra os valores encontrados nas medições feitas em motores sob condições normais de operação. São observadas nesta tabela variações significativas entre os valores medidos para motores de número de pólos diferentes.

Tabela 4.5 – Medida de capacitâncias em motores montados.

Motor	Valor medido (pF)	Proprietário
1,5 cv, 2 polos, original, recente	1585	UFU
1,5 cv, 4 polos, original, antigo	2585	UFU
3 cv, 4 polos, original, antigo	2900	UFU
3 cv, 4 polos, original, recente	3350	UFU
5 cv, 4 polos, original, antigo	3960	UFU
10 cv, 4 polos, original, antigo	4910	UFU
20 cv, 4 polos, rebobinado	7800	Renovoltec
100 cv, 4 polos, original, recente	17970	Renovoltec

Primeiramente, pode ser verificado que a capacitância de fuga aumentou com a elevação do número de pólos. Outra divergência observada entre os valores medidos se referem aos motores de 3 cv antigo e recente, que pode estar relacionada ao estado de conservação dos isolantes e, sobretudo, mudança de projeto do motor.

Nos motores montados, a capacitância medida foi correspondente à capacitância C_{eq1} , conforme foi descrito no item 4.2. Sendo assim, era esperado que o valor medido em um motor montado fosse maior que no motor desmontado de mesma potência e número de pólos. Todavia, em algumas medidas essa expectativa não foi confirmada, como que é constatado nas medições dos motores de 3 cv e 5 cv. Ressalva-se ainda que os motores utilizados para as medidas possuem condições variadas de conservação, alguns modelos eram recentes e outros mais antigos, e ainda, alguns já tinham sido rebobinados e outros mantinham as bobinas originais de fábrica. Diante de todas essas medidas, são várias as possíveis justificativas para a variação dos valores encontrados para as capacitâncias, havendo em alguns casos a possibilidade de estimar o valor da capacitância equivalente (que pode ser aproximadamente igual a C_{sf}) de acordo com a potência do motor.

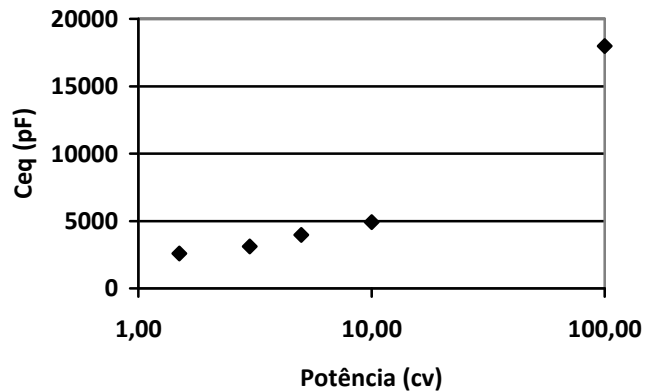


Figura 4.9 – Crescimento de C_{eq} de acordo com a potência de motores de 4 pólos e bobinas originais de fábrica.

Com relação à variação da capacitância com o número de pólos em motores de mesma potência, é correto dizer que a mesma está relacionada ao projeto do motor como o número de condutores por ranhura e passo polar. Motores com menos pólos tendem a ter capacitâncias de fuga menores, visto que haverá menos enrolamentos e, assim, menos condutores.

4.3. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS CAPACITÂNCIAS MEDIDAS, CALCULADAS ANALITICAMENTE E PELO FEMM

As medições descritas neste capítulo serão tomadas como valores de referência para confrontar com as respostas obtidas na simulação com o FEMM e cálculos analíticos. Em alguns casos, as capacitâncias de fuga foram calculadas utilizando os equacionamentos (2.22) – (2.25), os quais se mostram mais praticáveis que medições diretas.

4.3.1. Resultados Relativos à Capacitância Estator-Carcação C_{sf}

Foi considerado nos cálculos do FEMM que todos os terminais dos enrolamentos estavam interligados. Para uma análise comparativa, apresentam-se na figura 4.10 o resultado obtido no FEMM juntamente com as medições realizadas nos motores 1 e 2 e o valor médio das medições.

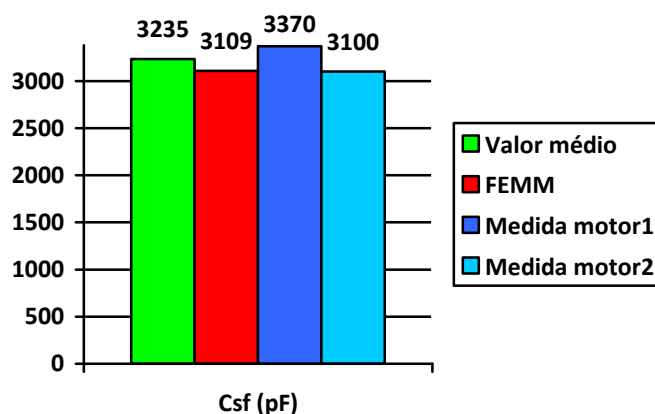


Figura 4.10 – Resultados comparativos de C_{sf} .

Na figura 4.10, pode ser observado que o desvio em relação ao resultado obtido no FEMM é ligeiramente menor que o das medições. Isto mostra que este resultado tem a mesma qualidade de uma medição.

4.3.2. Resultados Relativos à Capacitância Equivalente (C_{eq1})

A capacitância C_{eq1} só foi medida apenas no motor 1, sendo então tomada como referência. O valor de C_{eq1} é determinado no FEMM ao considerar uma tensão aplicada nos enrolamentos do estator, com rotor e carcaça aterrados. Pode ser visto na Tabela 4.6 o valor obtido de C_{eq1} no FEMM e na medição, com o respectivo desvio percentual.

Tabela 4.6 – Valor de C_{eq1} obtido no FEMM e medição, com respectivo desvio percentual.

FEMM (pF)	Medição (pF)	ϵ (%)
3181,95	3350,00	-4,74

Na Tabela 4.6, é verificada também uma grande concordância entre os dois resultados, sendo satisfatória a representação e metodologia desenvolvida no FEMM. Por isso, conclui-se que a sistemática é consideravelmente eficiente para a determinação de C_{eq1} e C_{sf} , sendo uma alternativa plausível de ser executada na impossibilidade de fazer a medição.

4.3.3. Resultados Relativos às Capacitâncias Estator-Rotor (C_{sr}) e Rotor-Carça (C_{rf})

A capacitância C_{sr} é determinada de forma indireta, sendo evidente quando é feita a subtração entre a média das medições de C_{sf} e a capacitância C_{eq1} . Porém, por ser um valor bastante incerto, foi tomado como referência o valor calculado em (2.22) – (2.24). O cálculo analítico dado pela equação (2.25) também foi adotado como referência para a capacitância C_{rf} devido à impossibilidade de ser medida.

Da mesma forma que a medição, C_{sr} é obtido no FEMM ao subtrair a capacitância C_{sf} de C_{eq1} . Já a capacitância C_{rf} é encontrada ao aplicar tensão no rotor e aterrar a carça, desconsiderando a presença de tensão nos enrolamentos do estator. Os resultados podem ser vistos na Tabela 4.7 com os respectivos desvios percentuais em relação aos valores adotados como referência.

Tabela 4.7 – Cálculo da capacitância equivalente.

Capacitância	FEMM (pF)	Valor Referência (pF)	Desvio (%)
C_{sr}	73,35	67,409	+8,81
C_{rf}	863,62	864,88	-0,146

Diante dos resultados observados na Tabela 4.7, pode ser concluído também que a obtenção de C_{sr} e C_{rf} pelo programa FEMM é satisfatória, pois está em conformidade com os valores esperados. Mesmo havendo várias incertezas na representação do motor, os valores apresentados no FEMM se mostram bastante confiáveis e em alguns momentos mais precisos que os cálculos analíticos e medições.

4.4. APLICAÇÃO DA METODOLOGIA DE DETERMINAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS DE FUGA EM MOTORES DE DIFERENTES POTÊNCIAS

Foi visto que a metodologia desenvolvida para o cálculo de capacitâncias de fuga no FEMM foi bastante eficiente, pois os resultados encontrados foram bastante condizentes com as medições e cálculos analíticos. Entretanto, a eficácia do método só poderá ser constatada após sua aplicação em motores de diferentes potências e verificação dos resultados. Nesse sentido, a metodologia foi aplicada para o cálculo das capacitâncias de fuga em motores de 1,5 cv, 5 cv e 10 cv. Ressalta-se que todos os motores considerados são do fabricante WEG, sendo alguns mais recentes, outros mais antigos, mas ainda com os enrolamentos originais de fábrica.

O motor de 1,5 cv foi desmontado para a verificação das dimensões necessárias para a representação geométrica da cabeça de bobina. Já no caso do motor de 10 cv a desmontagem não foi feita, sendo então possível somente a medição de C_{eq1} , já a cabeça de bobina foi representada de acordo com as observações feitas nos motores de 1,5 cv e 3 cv quanto à disposição dos condutores na cabeça de bobina. Por último, por não haver os desenhos em corte do motor de 5 cv, o mesmo foi representado no FEMM através de uma estimativa de sua geometria de acordo com os desenhos dos motores de 1,5 cv, 3 cv e 10 cv. Isso foi feito para a verificação da influência das aproximações existentes na geometria nos valores finais das capacitâncias. Dimensões como o tamanho da parte magnética do

estator e rotor, diâmetro interno do estator e diâmetro externo do rotor, além de informações sobre os isolantes, número de enrolamentos e bitola do fio empregado, foram obtidas através da empresa Renovoltec, a qual é representante da WEG na cidade de Uberlândia.

Os resultados foram comparados com as medições mostradas na Tabela 4.5 e aplicação das equações (2.22) – (2.25) consideradas no capítulo II.

4.4.1. Método de Cálculo de C_{sf} e C_{eq1} no FEMM

A capacitância C_{eq1} obtida pela medição serviu como base para comparação dos resultados no FEMM. Havendo uma boa concordância entre os dois valores, é feita a computação da capacitância de fuga do motor sem o rotor para obter, dessa forma, a capacitância C_{sf} no FEMM.

A Tabela 4.8 mostra os valores medidos e os resultados no FEMM para o motor de 1,5 cv, com os respectivos desvios percentuais.

Tabela 4.8 – Capacitância C_{eq1} de acordo com a potência do motor – valor medido e resultado do FEMM – e os respectivos desvios percentuais.

	1,5 cv	5 cv	10 cv
C_{eq1} (pF) no FEMM	1569,34	3775,36	4839,93
C_{eq1} (pF) medido	1585	3960	4910
Desvio (%)	-0,99	-4,66	+1,43

Como podem ser vistos, os resultados obtidos no FEMM estão bem próximos dos valores medidos, sendo o maior desvio observado o de -4,66% em relação ao valor medido. Isso significa que mesmo fazendo uma aproximação na geometria do motor de 5 cv, a mesma foi suficiente para a obtenção de bons resultados no FEMM. Vale a pena deixar claro que esse método funciona quando é conhecido o padrão geométrico das ranhuras do estator e o rotor (sendo uma característica variável de acordo com o fabricante); além de que a estimativa deve ser feita para motores que sejam de potência próxima da potência do motor cujas dimensões são conhecidas.

Partindo do pressuposto de que a representação está condizente com os valores esperados, é obtida a capacitância C_{sf} no FEMM através da simulação do motor sem o rotor. Os resultados estão expostos na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Capacitância C_{sf} de acordo com a potência do motor.

	1,5 cv	5 cv	10 cv
C_{sf} (pF) no FEMM	1530,63	3724,08	4741,27

Assim, é esperado que os valores da Tabela 4.9 estejam dentro do esperado para a capacitância C_{sf} , já que foi verificado que os resultados de C_{eq1} obtidos pelos mesmos modelos foram satisfatórios.

4.4.2. Cálculo de C_{sr} no FEMM

Tendo em mãos os valores de C_{eq1} e C_{sf} , é possível obter através do FEMM a capacitância C_{sr} , pois a mesma é encontrada através da subtração entre as duas primeiras citadas. Não sendo possível medir essa capacitância, os resultados foram comparados com os cálculos analíticos (2.22), (2.23) e (2.24), podendo ser encontrados na Tabela 4.10 e os desvios percentuais entre as duas metodologias.

Tabela 4.10 – Capacitância C_{sr} de acordo com a potência do motor – valor calculado analiticamente e pelo FEMM – e os respectivos desvios percentuais.

	1,5 cv	5 cv	10 cv
C_{sr} (pF) – FEMM	38,71	51,28	98,65
C_{sr} (pF) - cálculo	42,51	75,40	82,81
Desvio (%)	-8,94	-31,99	+19,13

Percebe-se que o maior desvio entre as metodologias é encontrado para o motor de 5 cv, o qual foi de -31,99%. Isso pode ser justificado pelas aproximações realizadas na geometria, mas que também existe no cálculo analítico. Constata-se que o valor de C_{sr} de motores que não foi possível observar a distribuição dos

enrolamentos na região de cabeça de bobina são os que mais se desviam dos resultados obtidos pela expressão (2.24). Contudo, é sabido que o cálculo analítico contém muitas simplificações, o que não permite uma grande exatidão entre o cálculo e a capacitância existente no motor. Devido ao procedimento de cálculo a partir do método de elementos finitos, acredita-se que os valores encontrados no FEMM estão mais corretos que os resultados das formulações analíticas.

4.4.3. Cálculo de C_{rf} no FEMM

Considerando que a capacitância C_{rf} depende prioritariamente do entreferro e do comprimento do rotor, conclui-se que esta capacitância é a que possui menor incerteza, tanto o valor obtido através da metodologia desenvolvida no FEMM quanto a fórmula analítica (2.25). Os valores são mais precisos porque as dimensões de entreferro e comprimento do rotor são grandezas bem definidas no projeto. Consequentemente, conclui-se que o método de medição descrito é o que possui maiores incertezas, pois o mesmo envolve arranjos matemáticos que permitem a propagação de erros encontrados nas outras medições.

A Tabela 4.11 mostra os valores encontrados no FEMM para a capacitância C_{rf} e os calculados analiticamente, considerando o desvio percentual em cada caso.

Tabela 4.11 – Capacitância C_{rf} de acordo com a potência do motor – valor calculado analiticamente e pelo FEMM – e os respectivos desvios percentuais.

	1,5 cv	5 cv	10 cv
C_{rf} (pF) – FEMM	418,63	835,87	742,82
C_{rf} (pF) - cálculo	410,62	862,14	719,84
Desvio (%)	+1,95	-3,05	+3,19

Como era esperado, os valores ficaram muito próximos entre si, pois em ambos os procedimentos as grandezas de maior relevância são o entreferro e o comprimento do rotor. Deve ser enfatizado ainda que os valores obtidos pelo método de elementos finitos são mais precisos quando comparados com os resultados

encontrados analiticamente, já que no FEMM é considerado um número muito maior de parâmetros geométricos do que na fórmula analítica. Sendo assim, pode-se afirmar que a sistemática desenvolvida neste trabalho propicia resultados bastante satisfatórios para o estudo dos efeitos das correntes de modo comum em motores de indução.

4.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram vistas algumas metodologias de medição para a obtenção das capacitâncias de fuga em motores de indução. Apesar de serem métodos conhecidos [3, 4, 15], nem sempre o processo de medição pode ser realizado ou mesmo fornece valores confiáveis. Isso acontece porque algumas capacitâncias de fuga não são medidas diretamente e, por ser muitas vezes menor que as outras capacitâncias (C_{sr}), o arranjo matemático que possibilita a obtenção da capacitância acaba prejudicando muito o valor final.

Nas medições efetuadas, foi comprovada a existência de incertezas nos resultados. Essas incertezas surgem de forma aleatória e depende do tipo de capacitância que se está medindo. Além disso, elas podem se propagar de forma amplificada quando operações matemáticas são aplicadas aos resultados medidos, como é o caso da determinação da capacitância C_{sr} e C_{rf} . Foi constatado também que tais capacitâncias não devem ser unicamente baseadas nesses procedimentos de medição, pois o produto final seria muito incerto. Para a solução imediata desse problema, podem ser utilizados instrumentos de medição de alta qualidade com maior classe de exatidão, o que é, na maioria dos casos, algo impraticável. Além disso, a complexidade de alguns procedimentos de medidas envolvidos inviabiliza a medição. As formulações analíticas possuem muitas aproximações e também exigem o conhecimento de informações de natureza construtiva praticamente não disponíveis. Dessa forma, desponta a necessidade de ser criada uma metodologia que possa ser exeqüível e fornecer resultados mais confiáveis relacionados a obtenção dessas capacitâncias de fuga.

Após a elaboração da representação do motor no FEMM, as capacitâncias foram calculadas empregando o método dos elementos finitos, executando procedimentos específicos de acordo com a capacitância de fuga calculada. Ao final, observou-se que os resultados foram bem próximos aos valores obtidos através das medições e das formulações analíticas, mostrando que a sistemática é bastante coerente e fornece resultados confiáveis. Poucas diferenças observadas entre os resultados podem ser justificada pela maior precisão da metodologia de elementos finitos em alguns casos ou senão pelas aproximações feitas nas representações. Toda a metodologia foi realizada baseada num motor utilizado em linhas de produção, sendo seus resultados tomados como referência para o cálculo das capacitâncias de fuga em qualquer motor de indução através do método de elementos finitos. No entanto, torna-se necessária a medição de C_{eq} caso seja desejado aplicar a metodologia em motores de diferentes potências, a fim de realizar possíveis ajustes na representação e obter as demais capacitâncias mais precisamente.

Assim, será mostrada no próximo capítulo uma aplicação dos valores encontrados através da sistemática no estudo de caso das correntes de modo comum. Tendo posse das informações necessárias ao circuito equivalente de modo comum do motor de indução, é possível modelá-lo no ATP e simular seu comportamento diante do seu suprimento através de um inversor do tipo PWM. Serão mostrados também no capítulo V alguns resultados de cálculos analíticos e medições [3, 4, 15], além de simulações efetuadas em outros trabalhos [14] para a comparação das respostas obtidas no ATP.

CAPÍTULO V

SIMULAÇÕES NO ATP E ANÁLISE DE RESPOSTAS

5.1. ASPECTOS GERAIS

O circuito equivalente do motor para estudo em altas frequências já é algo bastante conhecido. Mesmo tendo variações entre algumas propostas [4, 14, 17, 21], é sempre mantida uma estrutura básica. Este trabalho utiliza o modelo de circuito equivalente proposto em [21], havendo pequenas modificações para a análise de alguns fenômenos em específico, os quais serão mencionados no transcorrer deste capítulo. Tendo posse dos parâmetros necessários, foram feitas simulações no ATP para verificar o comportamento das correntes de modo comum no motor. Em seguida, foram comparados os resultados das simulações com gráficos e valores típicos apresentados em outros trabalhos [4, 14].

5.2. CARACTERÍSTICAS DO MOTOR E SEU CIRCUITO EQUIVALENTE

Conforme citado no capítulo 3, o motor possui um rolamento na parte dianteira do tipo 6205 ZZ e tipo 6204 ZZ na parte traseira, os quais são constituídos por esferas metálicas e graxa lubrificante. Esta graxa, além de lubrificar os rolamentos, faz também a isolamento entre as esferas e as trilhas metálicas. De acordo com a referência [4], este material possui uma rigidez dielétrica que está na faixa de 1 e 30 kV_{pk}/mm, sendo que a espessura da película de graxa que se forma entre as

esferas e as trilhas, quando o motor está em funcionamento, varia entre 0,2 e 2 μm . Diante destas informações, admitiu-se que a graxa presente nos rolamentos do motor de 3 cv possui rigidez dielétrica igual a 15 $\text{kV}_{\text{pk}}/\text{mm}$, visto que é o valor médio para este material [4]. A espessura da película de graxa é uma grandeza difícil de ser mensurada ou mesmo estimada, já que se trata de um fenômeno variável e aleatório. Alguns estudos [21] constataram que a ruptura da rigidez dielétrica da graxa para o rolamento de um motor de 20 cv é cerca de 8 V (sendo este um valor instantâneo – valor de pico). Sendo a tensão de ruptura proporcional à espessura de graxa, logo pode ser concluído que, para este nível de tensão, a graxa possui uma espessura média de 0,53 μm . No entanto, outros estudos mostram que esta película pode ser mais espessa, visto que a tensão de ruptura é maior em alguns casos e atingiu o valor de 30 V_{pk} [4]. Outra grandeza que está diretamente relacionada com a película de graxa e serve como um indicador de sua espessura é a própria capacitância de rolamento – C_b . Capacitâncias mais altas indicam uma película mais delgada, pois este valor é inversamente proporcional à distância entre a esfera metálica e as trilhas e a mesma é dada pelo isolante formado entre os dois condutores.

Uma característica importante é o fato de que, sendo C_b e a tensão de ruptura grandezas que se relacionam através da espessura da película de graxa, deve haver uma coerência entre os três valores. Quanto maior for a potência do motor, maior será o rolamento e, assim, a película de graxa formada tende a ser mais espessa, a tensão de ruptura torna-se maior e C_b decai. Isso significa que, mesmo que a espessura da graxa seja um valor estimado, este deve estar condizente com o tamanho do rolamento e, dessa forma, os valores de C_b e da tensão de ruptura também devem ter certa correspondência com o tipo de rolamento analisado. Caso contrário, os resultados das simulações podem ficar bastante comprometidos, impedindo a observação da ruptura do dielétrico. Um exemplo disso foi uma simulação realizada no ATP do circuito equivalente do motor de 3 cv, admitindo C_b igual a 190 pF e a tensão de ruptura igual a 15 V. Os resultados desta simulação mostraram que não haveria ruptura do dielétrico da graxa, visto que neste caso a tensão de modo comum nos rolamentos jamais excederia a tensão de ruptura. No entanto, é visto no gráfico da figura 2.15 que C_b tende a ser maior ou igual a 350 pF

para motores desta potência e, além disso, a tensão de ruptura é menor do que o valor admitido. Portanto, a determinação da capacitância de fuga nos rolamentos ou a tensão de ruptura do dielétrico devem estar de acordo com o rolamento estudado para o sucesso das simulações.

A partir dessas análises, entende-se que não existe um valor específico para a tensão de ruptura e para C_b de acordo com a potência do motor, pois estes valores são de certo modo aleatórios e dependem da película de graxa formada em um dado instante. Entretanto, quanto maior é o rolamento do motor (sendo isso diretamente proporcional à potência do motor), mais espessa tende a ser a película de graxa e, assim, maior será a tensão de ruptura e menor será C_b . Portanto, admitiu-se neste trabalho para a realização dos estudos no ATP a formação de uma película de graxa com espessura de $0,53 \mu\text{m}$, resultando em uma tensão de ruptura igual a 8 V.

O circuito equivalente para o estudo das correntes de modo comum em motores de indução é ilustrado na figura 5.1. Esse circuito será implementado no programa ATP para simulações e análise do comportamento da referida corrente. Nesse circuito, C_b é a capacitância dos rolamentos e Z_{eixo} a metade da impedância do eixo do rotor.

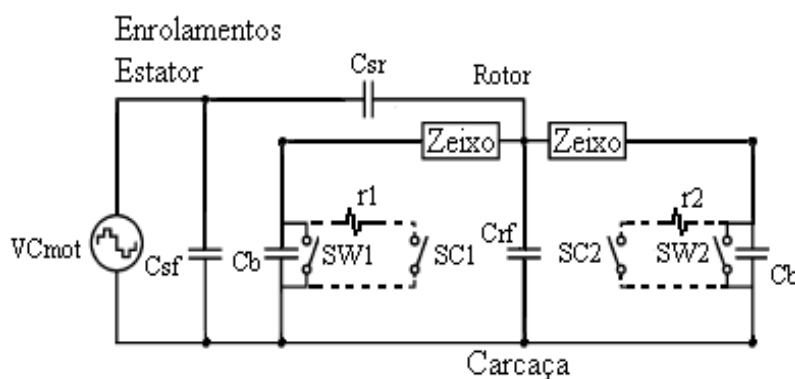


Figura 5.1 – Circuito equivalente de modo comum do motor de indução.

A impedância do eixo foi determinada a partir de medição realizada em laboratório com o motor parado. Sendo Z_{eixo} uma impedância construída basicamente por uma resistência e indutância, os instrumentos utilizados na medição de Z_{eixo} foram uma ponte de Wheatstone e um indutímetro digital. Assim,

foram medidas a resistência e indutância entre as duas pontas do eixo do rotor (desconsiderando a impedância dos cabos de ligação). Por ser uma impedância extremamente pequena, reconhece-se que o valor medido de Z_{eixo} a partir do procedimento e instrumentos utilizados está sujeito a um elevado grau de incerteza. Todavia, este parâmetro é utilizado apenas para separar as capacitâncias de rolamento, as quais são o foco da análise pretendida. Ainda, no programa ATP essa impedância serve para o refinamento das respostas, evitando problemas de oscilações numéricas. Sendo assim, o valor exato de Z_{eixo} não é relevante para o estudo proposto, mas é conveniente que o mesmo não seja nulo.

A fonte V_{Cmot} representa a tensão de modo comum que alimenta o motor, a qual é obtida de um inversor PWM. As chaves SW1 e SW2 são usadas para representar a ocorrência da ruptura do dielétrico nos rolamentos [21]. As chaves, na posição aberta, indicam a sustentação da isolação, enquanto que na posição fechada representam o evento de ruptura do dielétrico. Existem resistências não lineares associadas ao fenômeno da descarga no dielétrico, as quais devem estar em série com as chaves SW1 e SW2. Contudo, as mesmas foram desprezadas no modelo considerando pouco importantes as suas contribuições para a investigação da circulação de corrente de modo comum [21, 22].

Geralmente, quando o rotor está parado, as esferas estão em contato direto com as trilhas metálicas, tendo uma característica predominantemente resistiva. Os rolamentos se tornam capacitivos somente durante a operação do motor, quando é formada uma película de graxa entre as esferas e trilhas. Com o intuito de representar este acontecimento, foram acrescentadas no circuito equivalente as chaves SC1 e SC2, as quais estão em série com uma resistência de valor muito baixo e em paralelo com as chaves SW1 e SW2, controlando assim a atuação das capacitâncias C_b . As resistências inseridas com as chaves, embora sejam de valores desprezíveis, são necessárias por dois motivos: primeiro representam a resistência da parte metálica do rolamento; segundo referem-se à lógica de operação das chaves no programa ATP que não permite duas chaves ligadas aos mesmos nós. Quando estas chaves estão fechadas, significa que os rolamentos estão em contato metálico com as trilhas, gerando um caminho resistivo para as correntes de modo comum através das resistências r_1 e r_2 . Quando estas chaves se abrem, o circuito

capacitivo dos rolamentos é acionado e seu funcionamento procede conforme explicado anteriormente, enquanto as chaves de controle permanecerem em abertas.

Há diferenças entre os rolamentos traseiro e dianteiro, o que determina uma diferença entre os tempos de ruptura do dielétrico em cada rolamento [21]. Por ser menor que o rolamento dianteiro, a espessura da película de graxa do rolamento traseiro é menor. Assim, a tensão de ruptura neste rolamento é ligeiramente menor, sua capacitância um pouco maior e, conseqüentemente, a ruptura do dielétrico ocorre primeiramente neste rolamento. Neste estudo, admitiu-se que as capacitâncias e tensões de ruptura dos rolamentos são iguais, visto que a diferença entre os rolamentos é, a princípio, mais relevante em outros estudos, os quais se fundamentam na queda de tensão no eixo do motor, o que não corresponde a este caso. A ruptura do dielétrico nos rolamentos proporciona um caminho para descarga da energia armazenada nas capacitâncias C_b . Através da impedância do eixo e do circuito equivalente ilustrado na figura 5.1, são formados dois laços para a circulação de corrente de modo comum:

Laço 1: $C_{rf} \rightarrow Z_{eixo} \rightarrow C_b \rightarrow \text{Carcaça} \rightarrow C_{rf}$

Laço 2: $C_b \rightarrow 2 \cdot Z_{eixo} \rightarrow C_b \rightarrow \text{Carcaça} \rightarrow C_b$

No presente estudo, admitiram-se para as capacitâncias C_b valores típicos mencionados em outros trabalhos [4]. Na Tabela 5.1 mostram-se os parâmetros necessários do motor de 3 cv ao circuito equivalente.

Tabela 5.1 – Parâmetros do Motor de Indução

Motor de Indução – 3 cv/4 polos	
C_{sf} (pF)	3108,66
C_{sr} (pF)	73,747
C_{rf} (pF)	863,62
C_b (pF)	350,00
L_{eixo} (μH)	8
R_{eixo} (mΩ)	54
$V_{disruptiva}$ (V)	8

5.3. CARACTERÍSTICAS DOS CABOS DE INTERLIGAÇÃO E FONTE DE TENSÃO DE MODO COMUM

Tanto a fonte de tensão de modo comum quanto os cabos de interligação foram representados a partir de modelos sugeridos pela referência [11, 33, 34]. O cabo possui diâmetro igual a 4 mm^2 e está disposto num arranjo trifásico triangular com condutor terra (cabo PP). Foram admitidos parâmetros concentrados na forma de circuitos PI's acoplados em quantidade suficiente para a representação da natureza distribuída das impedâncias ao longo de seu comprimento.

A fonte de tensão de modo comum possui um tempo de transição igual a 100 ns com degraus de 100 V (ver ilustração em ANEXO I). Cada degrau possui o mesmo tempo de duração, ou seja, foi criada uma forma de onda simétrica. O cabo foi modelado por células PI's polifásicas acopladas, que continham cada uma 3 fases e um condutor terra, sendo a mesma formada por 10 circuitos PI's. Sabendo que cada célula representa um cabo de comprimento igual a 5 metros e que neste estudo foram utilizadas 4 células, foi considerado nas simulações, portanto, um cabo de interligação com 20 metros de comprimento. Além disso, ressalta-se que a impedância do cabo está distribuída pelos circuitos PI e, dessa forma, é possível verificar o fenômeno de reflexão da forma de onda da tensão de modo comum nos terminais do motor. Isso influencia; conseqüentemente, na forma de onda das correntes de modo comum que circularão pelo motor e nos momentos em que ocorrem as descargas nos rolamentos, sendo estes fenômenos verificados na sequência.

A partir dos dados descritos anteriormente para a fonte de tensão de modo comum (gerada por um PWM) e o cabo de interligação, foram criados no ATP circuitos equivalentes para a simulação no programa ATP; de forma a fornecer ao modelo do motor a tensão de modo comum e reproduzir o fenômeno de reflexão do sinal. Com a utilização de rotina TACS (*Transient Analysis of Control Systems*) do ATP, foi desenvolvida uma modelagem para a fonte de modo comum periódica gerada pelo PWM. Na figura 5.2 é apresentada em detalhes a modelagem da fonte.

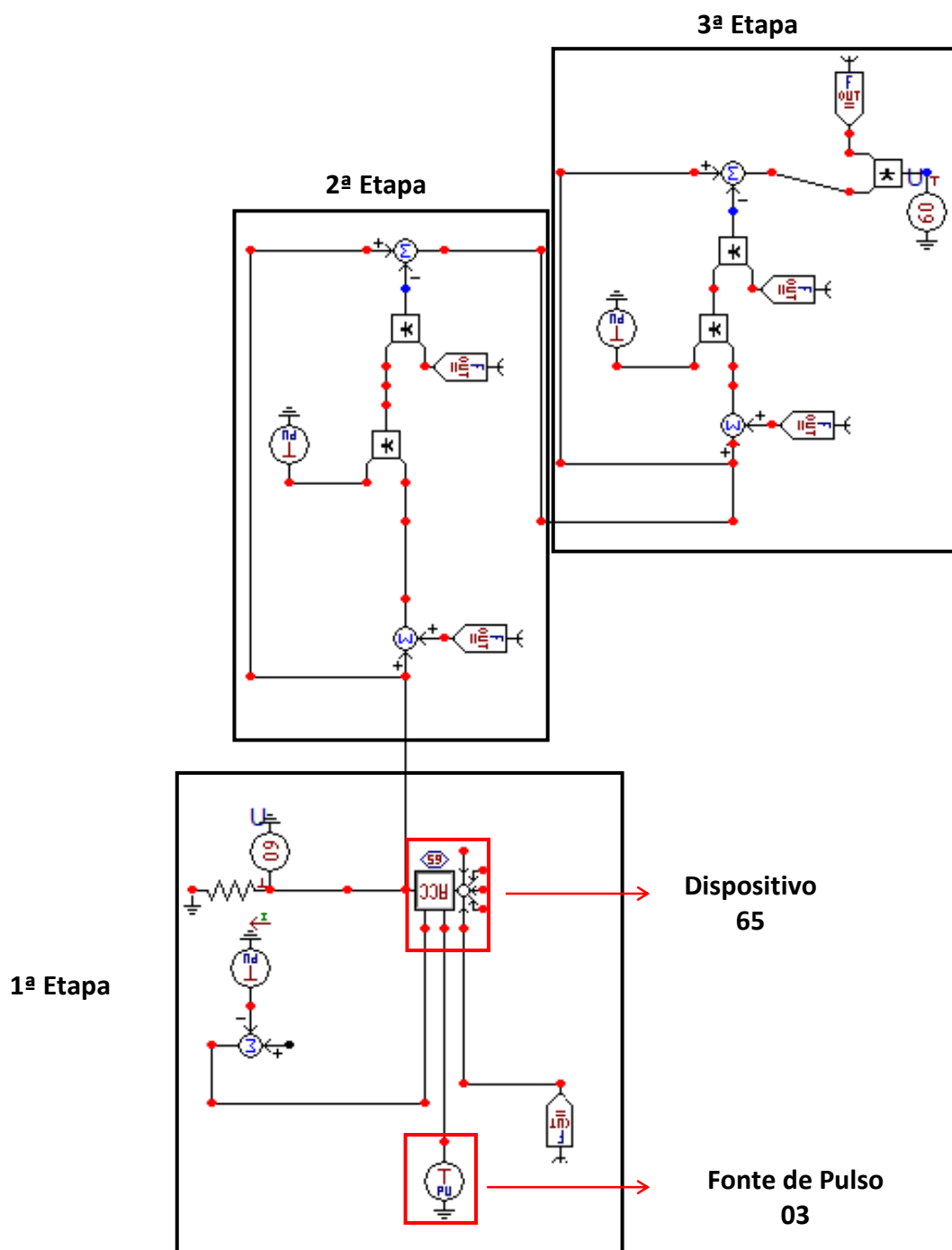


Figura 5.2 – Fonte PWM modelada no ATP.

O esquema do circuito elétrico do PWM pode ser dividido em três diferentes etapas. A primeira consiste na geração dos degraus de tensão no sentido sempre crescente, a segunda é caracterizada pela subtração dos degraus e mudança do sentido da tensão para decrescente, e a terceira já é a mudança novamente do sentido da tensão para crescente e multiplicação do sinal, que até então é definido

por degraus unitários, pelo valor correspondente à tensão do barramento CC do conversor utilizado na prática. A repetição de todo este processo está definida no dispositivo 65 da primeira etapa, visto que após o tempo determinado para o período da tensão (neste caso, igual a 600 μ s) é enviado um sinal pela fonte de pulso 03 para recomençar o procedimento descrito.

5.4. ANÁLISE DE RESPOSTAS

As simulações no ATP foram realizadas considerando um passo de integração igual a 10^{-9} segundos e um tempo máximo de 2 ms. A tensão de modo comum na entrada do motor e nos rolamentos é mostrada na figura 5.3. Nela, é possível identificar o tempo em que as chaves SC1 e SC2 atuam, sendo este tempo correspondente ao momento em que a tensão de modo comum nos rolamentos é zero. As chaves SW1 e SW2 poderão atuar enquanto houver tensão de modo comum nos rolamentos e esta for superior à tensão de ruptura do dielétrico (neste caso, igual a 8 V).

Destacam-se na figura 5.3 as reflexões de ondas logo após uma variação abrupta da onda de tensão. A corrente de modo comum que circula para a terra, correspondendo ao valor total, incluindo a parcela que circula pelos rolamentos é mostrada na figura 5.4.

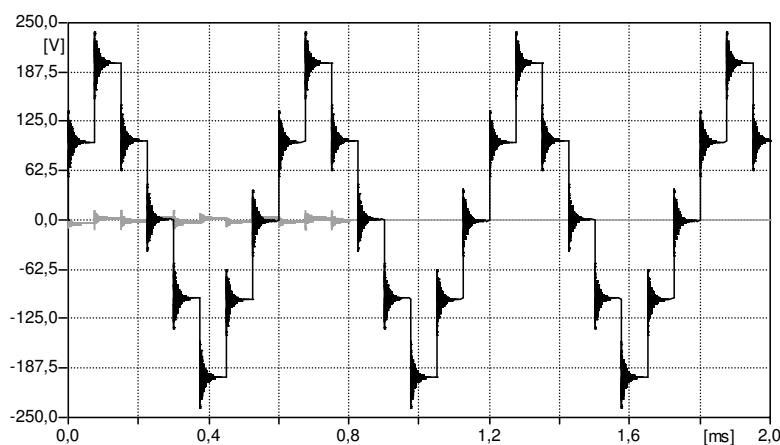


Figura 5.3 – Tensão de modo comum nos terminais do motor (preto) e nos rolamentos (cinza).

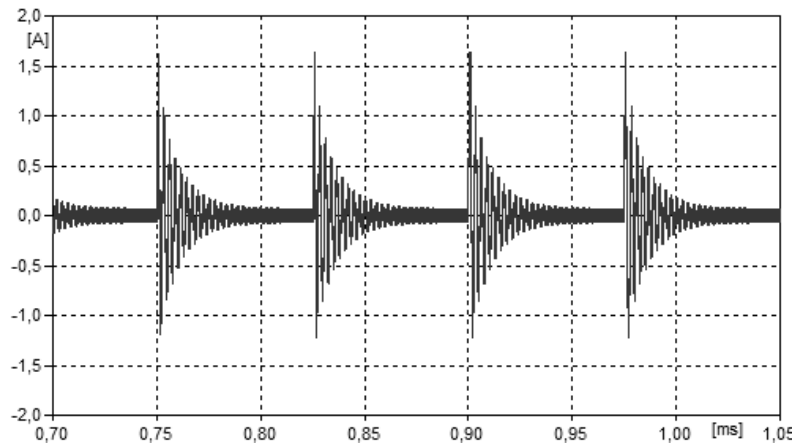


Figura 5.4 – Corrente de modo comum total para o terra.

É visto na figura 5.4 que a corrente de modo comum total que circula pelo sistema elétrico apresenta valores de crista consideravelmente elevados que, além de serem prejudiciais aos equipamentos causando interferências eletromagnéticas, poderiam acionar dispositivos de proteção, como relés de falta para o terra. O uso de inversores para o acionamento de motores de indução sem medidas preventivas pode levar a erros de especificação dos equipamentos de proteção contra faltas para o terra, além de falha prematura dos rolamentos e redução de sua vida útil. Através da figura 5.5, é possível visualizar a diferença de magnitude entre a tensão de modo comum nos terminais do motor e nos rolamentos, sendo isso dado pela taxa *BVR* (*Bearing Voltage Ratio*). Esta taxa representa um tipo de divisor de tensão devido à configuração das capacitâncias de fuga e pode ser calculada pela expressão (5.1).

$$BVR = \frac{C_{sr}}{C_{sr} + C_{rf} + C_{BDE} + C_{BNDE}} \quad (5.1)$$

Sendo C_{BDE} a capacitância do rolamento dianteiro e C_{BNDE} a capacitância do rolamento traseiro. Como está sendo admitido neste trabalho que as capacitâncias dos rolamentos são iguais, logo C_{BDE} é igual a C_{BNDE} e a expressão passa a ser conforme a equação (5.2).

$$BVR = \frac{C_{sr}}{C_{sr} + C_{rf} + 2C_b} \quad (5.2)$$

Neste caso, a taxa BVR calculada foi de 0,04735, o que significa que a tensão de modo comum nos rolamentos é cerca de 4,735% da tensão de entrada no motor. Nos momentos em que a tensão nos rolamentos não excede a tensão de ruptura e não há contato metálico entre as esferas e trilhas dos rolamentos, esta relação é respeitada. No entanto, quando a tensão excede a 8 V há ocorrência de ruptura do dielétrico e a tensão nos rolamentos decai devido à descarga de corrente para o terra, provocando os faiscamentos. No momento em que ocorre o contato metálico entre as esferas e trilhas, o eixo do rotor é aterrado através dos rolamentos e a tensão passa a ser zero. Todas essas características podem ser observadas na figura 5.5.

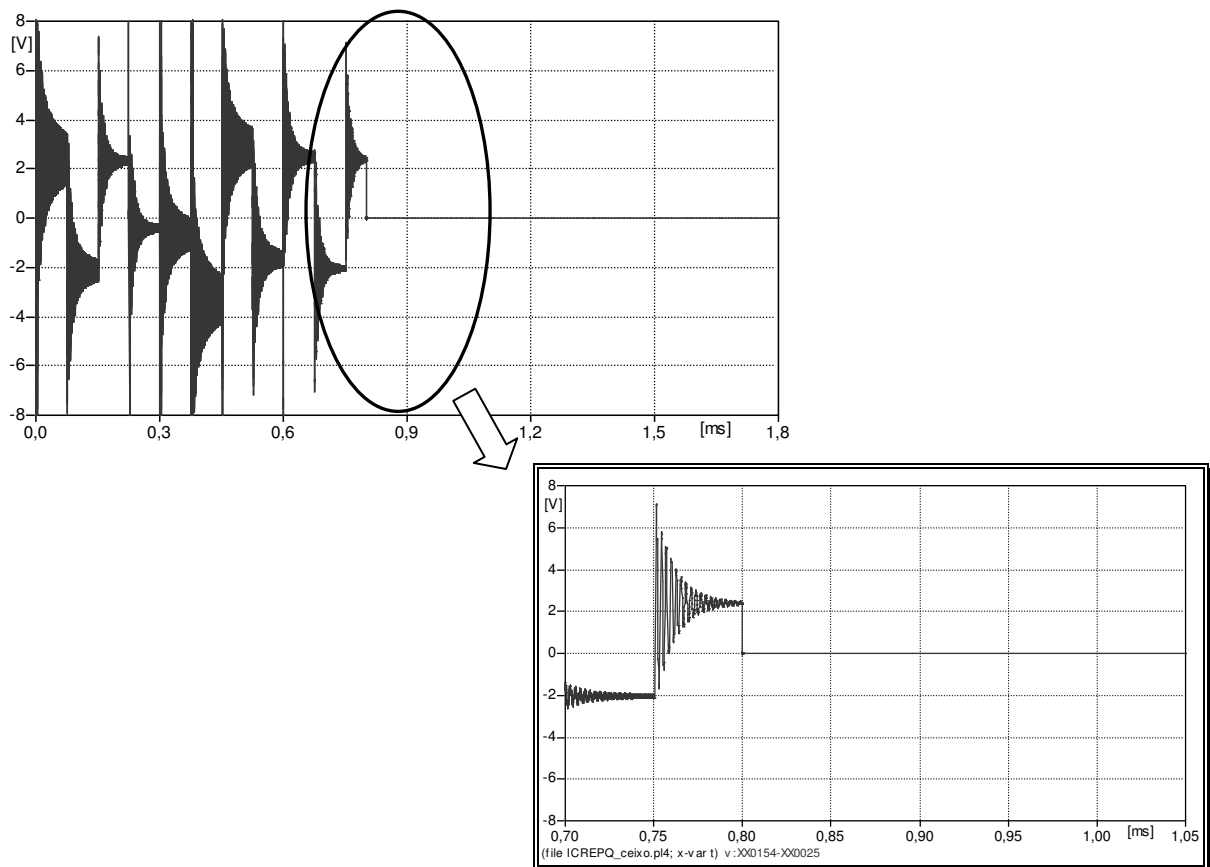


Figura 5.5 – Tensão de modo comum nos rolamentos caracterizada pela ruptura do dielétrico e o contato metálico entre as trilhas e esferas metálicas. Detalhe mostrando o instante em que ocorre o contato elétrico (tensão zero).

Percebe-se pelas figuras 5.3 e 5.4 que as esferas estavam inicialmente isoladas das trilhas dos rolamentos por uma película de graxa de $0,53\ \mu\text{m}$ e, após o instante $0,8\ \text{ms}$, houve o contato entre ambas. Essa mudança de estado interfere tanto na tensão de modo comum quanto na corrente que percorre nos rolamentos. Na figura 5.6 percebe-se que a corrente nos rolamentos devido à ruptura do dielétrico possui um valor de pico muito maior do que a corrente resultante do contato das esferas com as trilhas, sendo superior a $1,5\ \text{A}$. Esta parcela pode ser bastante prejudicial aos rolamentos do motor, confirmando a observação inicial de que as correntes de modo comum levam à falha prematura dos rolamentos. Em contrapartida, a parcela da corrente de modo comum devido ao contato metálico entre as esferas e trilhas é bem menos danosa ao rolamento, visto que sua magnitude é muito pequena se comparada com a corrente de ruptura do dielétrico. A figura 5.7 ilustra de forma mais ampliada a corrente de modo comum nos rolamentos devido ao contato metálico entre as esferas e trilhas.

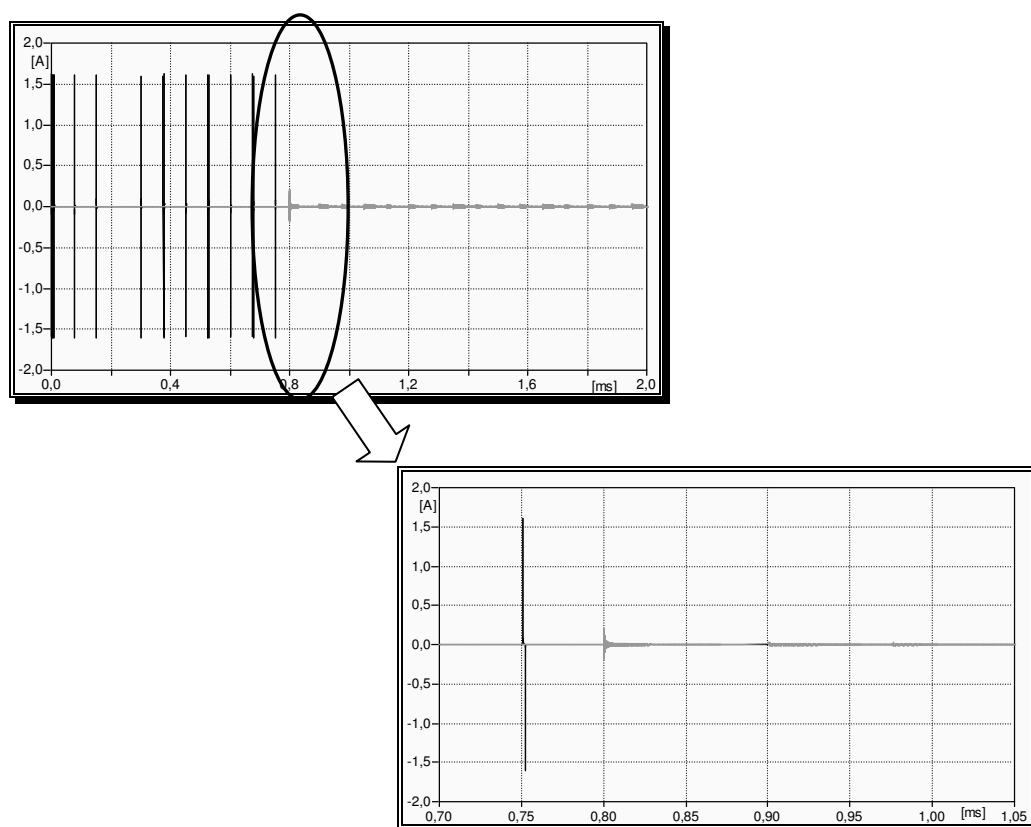


Figura 5.6 – Corrente de modo comum nos rolamentos, caracterizada pela ruptura do dielétrico (preto) e contato entre as esferas e trilhas (cinza). Detalhe mostrando a mudança de comportamento da corrente de modo comum após o contato elétrico entre as esferas e trilhas.

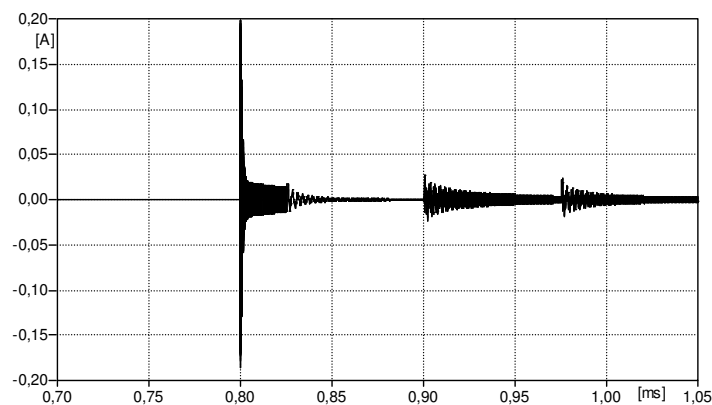


Figura 5.7 – Corrente de descarga nos rolamentos quando ocorre o contato elétrico entre as esferas e trilhas.

Diante dos resultados, é observado que as correntes de descarga não influenciam o valor final da corrente de modo comum total (figura 5.4), já que esta não depende destas parcelas. Na figura 5.5 verifica-se que os rolamentos possuem, a princípio, o caráter capacitivo. Após o instante 0,8 ms, as esferas entram em contato com as trilhas metálicas, fazendo com que a tensão no eixo se reduza a zero, pois é aterrado pelas esferas. Tanto o instante em que foi criada a película de graxa entre as esferas e as trilhas quanto o período de duração desta película são acontecimentos aleatórios; é observado em medições [3, 6] que este fenômeno pode acontecer a qualquer momento e ter qualquer duração. A figura 5.8 mostra medições feitas para um motor de 15 cv das tensões e correntes de modo comum na entrada do motor e nos rolamentos [3].

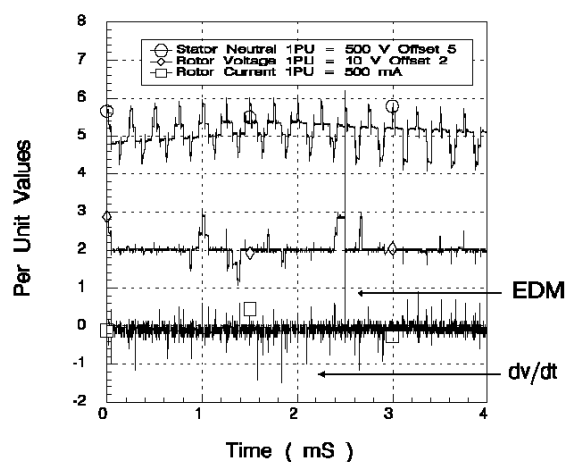


Figura 5.8 – Tensão e corrente de modo comum em um motor de 15 cv – valores medidos [3].

Na figura 5.8, a curva identificada com o símbolo “○” mostra a tensão de modo comum nos terminais do motor, na qual é aplicado um *offset* de 5 p.u. A curva identificada com o símbolo “◇” mostra a tensão de modo comum nos rolamentos, também com um deslocamento de 2 p.u., e a curva identificada com o símbolo “□” representa a corrente de modo comum. A magnitude da corrente de modo comum devido à ruptura do dielétrico varia de acordo com a tensão no eixo e capacitância do rolamento, os quais estão diretamente ligados à espessura do filme isolante. Nesta mesma figura, é mostrado um grande pico de corrente, a qual foi provavelmente provocada devido à ruptura do dielétrico e pode provocar interferências eletromagnéticas (EDM). Conforme já foi constatado no ATP, as correntes de modo comum provenientes da ruptura do dielétrico são bem maiores do que as que circulam devido ao contato metálico, justificando o pico de corrente observado na figura 5.8. O interessante é que durante todo o tempo de análise houve corrente de modo comum nos rolamentos devido aos dv/dt 's da tensão de modo comum no eixo, porém somente a corrente de EDM é proveniente da ruptura de dielétrico. Isso pode ser justificado pelo fato de que, provavelmente, na maior parte do tempo a tensão de modo comum nos rolamentos não era suficientemente alta para romper a rigidez dielétrica e, em seguida, as esferas metálicas entravam novamente em contato com as trilhas. Outro estudo [14] mostra resultados de corrente nos rolamentos obtidos através de simulações para um motor de 5 cv, os quais são ilustrados na figura 5.9. Estes resultados também estão em grande conformidade com as simulações realizadas no ATP, principalmente quando é desconsiderada a impedância no eixo do rotor Z_{eixo} e o contato esporádico entre as esferas e trilhas dos rolamentos (como foi feito em [14]), como mostra a figura 5.10.

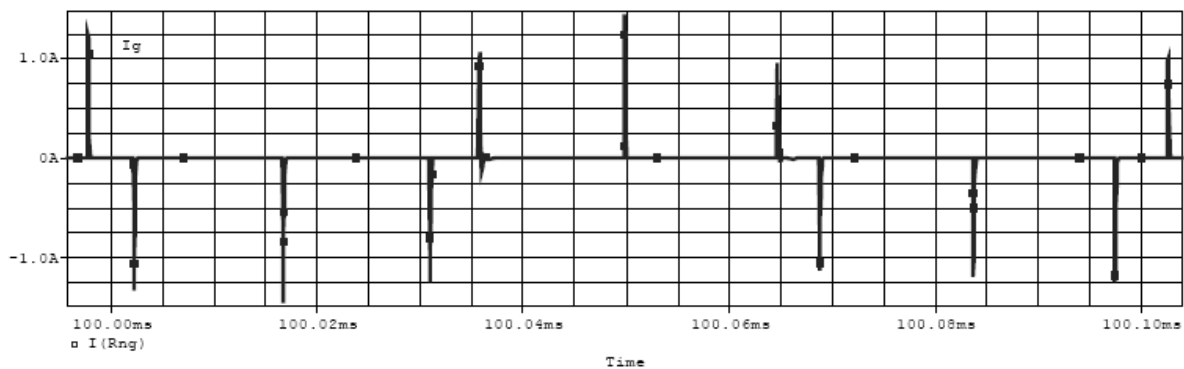


Figura 5.9 – Resultado obtido em [14] para as correntes de modo comum devido a rupturas do dielétrico do isolante presente nos rolamentos.

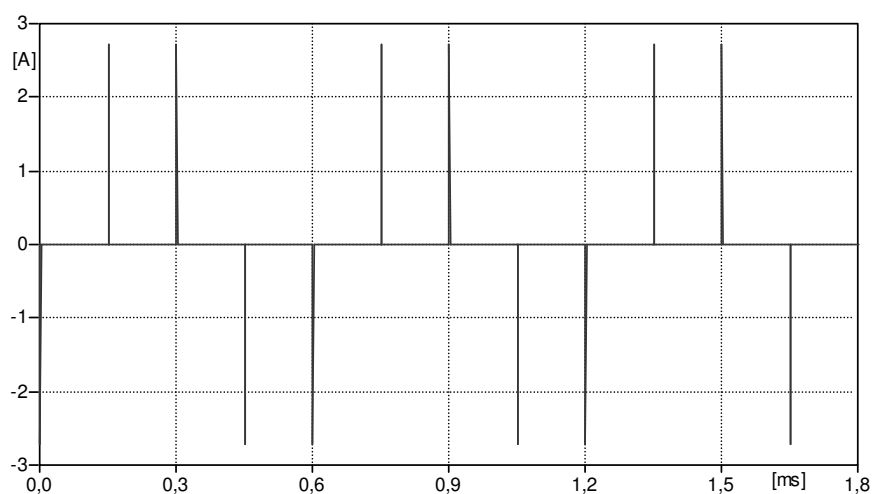


Figura 5.10 – Resultado obtido no ATP quando é desconsiderado Z_{shaft} e o contato metálico entre as esferas e trilhas dos rolamentos para as correntes de modo comum nos rolamentos devido a rupturas do dielétrico.

Diante dessas observações, conclui-se que é possível prever os fenômenos de modo comum, como a magnitude das tensões e correntes de modo comum no motor de indução e a ocorrência de rupturas do dielétrico nos rolamentos, através dos programas FEMM e ATP. Através da metodologia proposta para a determinação das capacitâncias de fuga do motor no FEMM, é possível inseri-las no circuito equivalente de modo comum e fazer simulações no ATP para a predição de eventos nocivos ao motor. Ressalta-se também que outras considerações avaliadas neste trabalho, como a utilização de valores típicos para C_b e tensão de ruptura do dielétrico, são importantes para o sucesso das simulações, sendo parte assim da metodologia proposta.

5.5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

O circuito equivalente adotado neste trabalho foi escolhido pelo fato de ser uma forma mais simplificada de representar o motor no ATP e ainda possibilitar a simulação de eventos como contato metálico das esferas e ruptura do dielétrico da graxa isolante. Houve a necessidade de estimar alguns parâmetros, como tensão de ruptura da graxa isolante e capacitância C_b , para a inserção dos dados necessários ao circuito no ATP. De toda forma, mesmo tendo utilizado valores típicos para estas grandezas, que podem não ter correspondência precisa com os parâmetros do motor de 3 cv utilizado neste estudo; foi possível analisar através de simulações no ATP os fenômenos de ruptura do dielétrico e a magnitude das correntes de modo comum, mostrando uma boa concordância com a metodologia desenvolvida para determinação de parâmetros de modo comum no FEMM.

Foi observada em alguns estudos [3, 14] a utilização de valores típicos de C_b para simulações computacionais, sendo estes valores baseados em medições realizadas em motores de diversas potências. No entanto, para um mesmo motor a capacitância C_b possui uma ampla faixa de variação e a tensão nos rolamentos se altera dependendo da situação das esferas (contato metálico e espessura da graxa formada entre a esfera e trilha). Portanto, mesmo tendo posse de valores típicos das capacitâncias de fuga e tensão de ruptura, é preciso analisar os valores utilizados antes de inseri-los no circuito equivalente para evitar a omissão de alguns fenômenos de modo comum (ruptura do dielétrico).

As simulações realizadas no ATP mostraram que o programa é eficaz para a realização do estudo dos efeitos das correntes de modo comum em motores de indução. A utilização do FEMM para a determinação das capacitâncias de fuga possibilitou a modelagem do circuito equivalente do motor no ATP, de forma a contemplar a magnitude e frequência em que ocorrem as correntes de ruptura do dielétrico, dado um período em que há isolamento parcial entre as esferas e trilhas dos rolamentos pela película de graxa. O método de elementos finitos é bastante

indicado para a determinação de valores em que os cálculos analíticos e medições são pouco precisos, o que torna possível também a análise dos efeitos das correntes de modo comum através das simulações no ATP.

A metodologia elaborada no FEMM, juntamente com as análises efetuadas no ATP, podem contribuir para o desenvolvimento de estudos das correntes de modo comum em motores de indução acionados por inversores; visto que se trata da aplicação de programas gratuitos e consagrados nos estudos de modo comum e determinação de parâmetros cujas grandezas ainda são pouco precisas.

CONCLUSÕES

6.1. A PESQUISA

A pesquisa aqui apresentada foi realizada após fazer um levantamento bibliográfico sobre o assunto, partindo de artigos que abordam o tema e fundamentação teórica encontrada nos livros. As fontes de informação encontradas mostraram não só a teoria existente para a fundamentação da pesquisa como também os métodos utilizados para a obtenção das capacitâncias de fuga. Pôde ser visto através dos cálculos analíticos que os equacionamentos desconsideram grande parte das características construtivas do motor, visto que levar em conta todas elas tornaria o cálculo bastante complexo e, assim, inviável. Consequentemente, algumas aproximações podem comprometer muito os resultados, gerando um grande desvio entre o valor medido e o calculado.

As análises efetuadas neste trabalho, durante a elaboração da sistemática para o cálculo de capacitâncias de fuga, mostraram que é impraticável a representação fiel de todos os detalhes e elementos do motor com as respectivas dimensões. O empecilho é dado pela dificuldade de ter posse de grande parte das informações e algumas dimensões não são definidas no projeto da máquina, acarretando em leves diferenças entre as capacitâncias de fuga de motores de uma mesma linha de fabricação e potência. Deve-se mencionar também o fato que motores de potência ligeiramente diferente podem possuir estruturas mecânicas idênticas. Alguns valores de parâmetros foram encontrados após uma pesquisa bibliográfica sobre o assunto, como foi o caso dos materiais dielétricos, e outros foram deduzidos a partir de hipóteses fundamentadas nas respostas obtidas no FEMM, como por exemplo, a

posição dos enrolamentos no interior das ranhuras do estator. Mesmo que tenha tido o cuidado de fazer uma representação fidedigna com o motor de análise, houve adaptações e aproximações na representação final, conforme foi visto no capítulo III. Entretanto, foi possível obter resultados satisfatórios pela sistemática proposta, mostrando que é possível obter bons resultados de capacitâncias no FEMM.

Foi possível verificar que, dentre os parâmetros considerados, o que mais interferiu no valor final das capacitâncias é a distância entre a parte energizada (enrolamentos do estator ou rotor) do local onde é aterrado (carcaça ou rotor). Não houve grande influência da constante dielétrica no valor final das capacitâncias, sendo então suficiente a utilização de valores típicos na falta de tais informações. A pouca interferência deste parâmetro no valor final das capacitâncias foi observada através dos resultados obtidos no FEMM, sendo possivelmente justificado pelo arranjo capacitivo entre os condutores dos enrolamentos. A associação de capacitâncias em série entre enrolamentos vizinhos e paralela entre enrolamentos e carcaça resulta em uma capacitância cujo valor final possa não estar diretamente relacionado com a constante dielétrica dos isolantes.

Durante o processo de medição das capacitâncias, foram notados vários aspectos interessantes, dentre eles o fato de que a capacitância depende fortemente do número de condutores que compõem os enrolamentos do estator e que as medições podem sofrer variações de acordo com a posição dos condutores. Em se tratando da posição dos condutores, foi visto que uma simples mudança na configuração dos cabos conectados aos terminais do motor, para a realização da ligação estrela, delta e curto-circuito entre os terminais dos enrolamentos, foi suficiente para interferir no valor medido da capacitância de fuga. É claro que esta variação foi pouco significativa em relação ao valor de C_{sf} , porém foi suficiente para invalidar o método de medição de C_{sr} .

Medidas foram tomadas para contornar este problema ao fazer o cálculo do valor médio entre as medições; no entanto, no que diz respeito ao valor encontrado para C_{sr} , não há garantia de precisão. De qualquer maneira, acredita-se que este valor esteja próximo do esperado, visto que a capacitância C_{sr} calculada pela formulação analítica e o resultado obtido no FEMM foram próximos entre si. Pode ser observado também que ainda não é possível obter uma grande confiabilidade

para o cálculo desta capacitância; tanto o método analítico quanto as medições e sistemática proposta estão sujeitas a erros maiores que 10%. No entanto, os resultados das simulações realizadas no ATP mostram que o valor utilizado para C_{sr} é aceitável e, ainda, que a sistemática se mostrou mais precisa que os outros métodos, visto que o nível de detalhamento das equações computadas no FEMM é maior do que a formulação analítica. Isso é dado pelo fato de que nos elementos finitos são desconsiderados efeitos externos, como por exemplo, os erros de medição devidos aos cabos de conexão.

Já no caso do número de condutores, esta observação foi feita durante a medição de C_{eq} em motores de várias potências. Mesmo que não tenha sido informado, algumas medições sugerem que grande parte dos motores rebobinados possui um número diferente de enrolamentos quando comparados com os motores com enrolamentos originais de fábrica. Isso é explicado devido à grande discrepância entre os valores medidos em motores rebobinados e com bobinas originais, para uma mesma potência. Motores com C_{eq} muito acima do valor esperado sugerem que os enrolamentos foram feitos com fios mais finos, mas em maior quantidade para que correspondessem ao fio original (maior bitola). Nos casos em que C_{eq} foi bem menor que o valor esperado, a lógica se inverte, sendo provável que o motor tenha sido rebobinado com fios de diâmetro maior que os fios originais. Ainda não se sabe ao certo o grau de interferência dos isolantes e sua preservação nas capacitâncias de fuga. No entanto, a sistemática elaborada no FEMM, juntamente com resultados de medições e simulações divulgados em artigos [3, 4, 14] e valores de constante dielétrica em altas frequências encontrados na literatura [23, 28], sugere que este parâmetro não varia muito com as condições de operação do motor e estado de preservação do isolante.

Foi possível concluir a partir desta pesquisa que não há um padrão que torna possível estimar a capacitância de fuga por ranhura de acordo com a potência do motor. Tal afirmação é tirada da constatação de que a capacitância por ranhura é dada, principalmente, pelo número de condutores (o qual depende também da bitola do fio empregado) e a distância entre os mesmos e a carcaça.

As análises e as respostas obtidas no ATP revelaram que inversores de frequência degradam não só a qualidade da energia elétrica como também os

motores de indução. Assim, é justificada a preocupação existente em relação aos efeitos das correntes de modo comum no sistema elétrico e o estudo realizado para determinar os parâmetros do motor necessários a este tipo de análise.

Pode ser observado nos gráficos obtidos após simulações no ATP que a corrente de ruptura do dielétrico é muitas vezes maior que a corrente devido ao contato elétrico entre as esferas e trilhas dos rolamentos. Esta corrente é uma das responsáveis pela EDM e falha prematura nos rolamentos dos motores de indução; assim, deve-se atentar especialmente a este fenômeno durante as análises dos efeitos secundários provenientes da operação conjunta de inversores com motores. Outra questão relevante constatada durante as simulações no ATP é a diversidade de circuitos equivalentes de modo comum do motor de indução. Alguns são mais completos e englobam também a modelagem do motor para tensões e correntes de modo diferencial e diversos níveis de frequência. Outros se concentram somente nas análises das tensões e correntes de modo comum, podendo haver ou não detalhes adicionais para a verificação de alguns efeitos específicos. O circuito proposto em [21] se ajustou muito bem aos objetivos deste trabalho, mas ainda foi necessário complementá-lo para verificar outros efeitos, como o contato elétrico das esferas nas trilhas.

O programa FEMM é, em alguns aspectos, muito eficiente para estimar as capacitâncias, se mostrando até mais vantajoso do que os outros métodos. Isso pode ser justificado pelo fato de ser, em alguns momentos, mais preciso que as formulações analíticas e mais simples que o processo de medição. Fazendo uma comparação entre as alternativas para determinação das capacitâncias de fuga do motor, ressaltam-se as seguintes constatações:

1. Detalhes construtivos do motor: tanto a simulação, a qual utiliza o método de elementos finitos, como as formulações analíticas requerem seu conhecimento prévio;
2. Fórmulas analíticas fazem cálculos em geral, para pontos definidos da geometria estudada, enquanto o método dos elementos finitos apresenta resultados a partir do mapeamento de toda uma região;

3. Simplificações: devido à complexidade dos equacionamentos, as fórmulas analíticas apresentam maiores simplificações que o método de elementos finitos, podendo comprometer os resultados em alguns casos;
4. Eficácia da medição: o método convencional de medição permite determinar a capacitância de fuga equivalente do motor. Porém, medir cada capacitância de forma separada requer procedimentos mais complexos ou operações matemáticas que podem gerar resultados com maiores incertezas.

Diante destas observações, conclui-se que as técnicas de medição descritas são inviáveis em alguns momentos e os cálculos analíticos, além de também necessitar do conhecimento prévio de detalhes construtivos do motor, são mais simplificados que o método de elementos finitos. Logo, a sistemática descrita pode ser, em algumas situações, mais vantajosa que os procedimentos existentes, sendo então uma alternativa para a estimativa dessas capacitâncias porque não necessita de medições e fornece resultados satisfatórios.

6.2. TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresenta o início do desenvolvimento de estudos eletrostáticos em motores de indução para a determinação das capacitâncias de fuga necessárias ao circuito equivalente utilizado em estudos dos fenômenos de modo comum. Nesse sentido, a metodologia poderia se estender para a determinação das capacitâncias C_b de acordo com a geometria dos rolamentos e espessura de graxa formada entre as esferas metálicas e as trilhas. As chaves determinadas no circuito equivalente do ATP poderiam também ser aprimoradas para considerar a aleatoriedade do tempo em que ocorre a formação da película de graxa, sua duração e espessura da película.

Mesmo não tendo sido apresentado neste trabalho, foi iniciado um estudo que consiste na estimativa das capacitâncias de fuga de acordo com alguns poucos

parâmetros do motor analisado, retirando a necessidade de fazer a computação das capacitâncias no FEMM para todos os motores de interesse. Após a aquisição de valores medidos em motores de diferentes potências e conhecendo os parâmetros de maior interferência no resultado final das capacitâncias, pode ser buscado um cálculo empírico (baseado nos resultados obtidos no FEMM) que permite determinar as capacitâncias de fuga do motor analisado. Este cálculo visa também excluir a necessidade de fazer a medição das capacitâncias de fuga, visto que este procedimento não é possível de ser aplicado dependendo da potência e frequência de utilização do motor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] JOUANNE, A. V. et al. **An Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents, EMI and Overvoltages in ASD Applications.** IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, n° 5, pp. 1113-1122, 1998.
- [2] HALKOSAARI, T.; TUUSA, H. **Reduction of Conducted Emissions and Motor Bearing Currents in Current Source PWM Inverter Drives.** 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999, PESC 99, vol. 2, pp. 959 - 964, Charleston, SC, ago. 2002.
- [3] ERDMAN, J. et al. **Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages.** IEEE Trans. on Industry Applications, IEEE APEC Conference, vol. 32, pp. 250 – 259, Dallas, ago. 2002.
- [4] BUSSE, D. et al. **System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents,** IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, pp. 577 – 584, San Jose, CA, ago. 2002.
- [5] XIANG, Y. Q. **A Novel Active Common-mode-voltage Compensator (ACCom) for Bearing Current Reduction of PWM VSI-fed Induction Motors.** Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998, APEC '98, Conference Proceedings 1998, vol. 2, pp. 1003 – 1009, Anaheim, CA, ago. 2002.
- [6] BELL, S. et al. **Experience with Variable Frequency Drives and Motor Bearing Reliability.** Industry Applications Society 45th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference, 1998, pp. 253 – 262, Indianapolis, IN, ago. 2002.
- [7] GUARDADO, J. L.; CORNIK, K. J. **Calculation of Machine Winding Electrical Parameters at High Frequencies for Switching Transient Studies.** IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 11, n° 1, pp. 33 – 40, ago. 2002.
- [8] MUETZE, A.; BINDER, A. **Experimental Evaluation of Mitigation Techniques for Bearing Currents in Inverter-supplied Drive-systems – Investigations on Induction Motors up to 500 kW.** IEEE International Electric

Machines and Drives Conference, 2003, IEMDC'03, vol. 3, pp. 1859 – 1865, jul. 2003.

[9] MAKI-ONTTO, P.; LUOMI, J. **Bearing Current Prevention of Converter-fed AC Machines with a Conductive Shielding in Stator Slots.** IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003, IEMDC'03, vol. 1, pp. 274 – 278, jul. 2003.

[10] HUMISTON, T; PILLAY, P. **Parameter Measurements to Study Surge Propagation in Induction Machines.** IEEE Trans. on Industry Applications, vol.40, n° 5 (2004), pp. 1341 – 1348.

[11] DE PAULA, H. et al. **A New Strategy for Differential Overvoltages and Common-mode Currents Determination in PWM Induction Motor Drives.** IEEE International Conference on Electric Machines and Drives 2005 , pp. 1075 – 1081, San Antonio, TX, dez. 2005.

[12] CACCIATOL, M. et al. **High Frequency Modeling of Bearing Currents and Shaft Voltage on Electrical Motors.** Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2005, vol. 3, pp. 2065 – 2070, Nanjing, jan. 2006.

[13] MUETZE, A.; BINDER, A. **Generation of High-Frequency Common Mode Currents in Machines of Inverter-Based Drive Systems.** 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, pp. 1 – 10, Dresden, ago. 2006.

[14] RIEHL, R. R.; FILHO, E. R. **High Frequency Capacitances Determination in Three-Phase PWM Inverter-Motor Drive System Using an Alternative Method Applied to EMI Effect Studies.** 9° Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, pp. 137 – 141, Blumenau, 2007.

[15] MUETZE, A.; BINDER, A. **Calculation of Motor Capacitances for Prediction of the Voltage across the Bearings in Machines of Inverter-Based Drive Systems.** IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 43, n°3 (2007), pp.665 – 672, mai. 2007.

[16] VENEGAS, V. et al. **A Finite Element Approach for the Calculation of Electrical Machine Parameters at High Frequencies.** IEEE Power Engineering Society General Meeting 2007, pp. 1 – 5, Tampa, FL, jul. 2007.

- [17] MIRAFZAL, B. et al. **Universal Induction Motor Model with Low-to-High Frequency Response Characteristics**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, pp. 1233 – 1246, set. 2007.
- [18] SUMANT, P. S.; CANGELLARIS, A. C.; ALURU, N. R. **A Conformal Mapping based Approach for Fast Two-Dimensional FEM Electrostatic Analysis of MEMS Devices without Re-meshing**. 10th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems 2009, EuroSimE 2009, pp. 1 – 8, Delft, mai. 2009.
- [19] MAKI, K.; FUNATO, H.; SHAO, L. **Motor Modeling for EMC simulation by 3-D Electromagnetic Field Analysis**. IEEE International Electric Machines and Drive Conference 2009, IEMDC'09, pp. 103 – 108, Miami, FL, jun. 2009.
- [20] HAN, F.; FU, Z.; DONG, J. **Design and Simulation of an Active Electrostatic Bearing for MEMS Micromotors**. 4th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems 2009, pp. 80 – 85, Shenzhen, jun. 2009.
- [21] SHAMI, U. T.; AKAGI, H. **Experimental Discussions on a Shaft End-to-End Voltage Appearing in an Inverter-Driven Motor**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, n° 6, pp. 1532 – 1540, jun. 2009.
- [22] SHAMI, U. T.; AKAGI, H. **Identification and Discussion of the Origin of a Shaft End-to-End Voltage in an Inverter-Driven Motor**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, n° 6, pp. 1615 – 1625, jun. 2010.
- [23] SCHIMIDT, W. **Materiais Elétricos – Isolantes e Magnéticos**. Vol.2, São Paulo: Edgard Blücher, 1979.
- [24] REITZ, J. R.; MILFORD, F. J.; CHRISTY, R. W. **Fundamentos da Teoria Eletromagnética**. 3 ed., São Paulo: Editora Campus, 1982.
- [25] LEVI, E. **Polyphase Motors – A Direct Approach to Their Design**. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1984.
- [26] COCHRAN, P. L. **Polyphase Induction Motors – Analysis, Design, and Application**. Marcel Dekker, Inc., New York and Basel, 1989.
- [27] HAYT, W. H. JR. **Engineering Electromagnetics**. 4 ed., McGraw-Hill, Inc., 1994.

- [28] RAJU, G. G. **Dielectrics in Electric Fields** – Power Engineering. New York: Marcel Dekker, 2003.
- [29] FITZGERALD, A.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. **Máquinas Elétricas: Com Introdução à Eletrônica de Potência**. 6 ed., New York: Bookman, 2006.
- [30] PYRHÖNEN, J.; JOKINEN, T.; HRABOVCOVÁ, V. **Design of Rotating Electrical Machines**. John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [31] WEG. **Guia Técnico – Motores de Indução Alimentados por inversores de frequência PWM**. Disponível em <http://www.weg.net>, acesso em 08/09/2010 às 15:30.
- [32] WEG. **Catálogo: Motores Elétricos – Baixa tensão (Mercado Brasil)**. Disponível em <http://www.weg.net>, acesso em 08/09/2010 às 15:30.
- [33] DE PAULA, H. et al. **Methodology for Cable Modeling and Simulation for High-Frequency Phenomena Studies in PWM Motor Drives**. IEEE Transaction on Power Electronics, vol 23 no. 2, march 2008, pp 744 – 752.
- [34] DE PAULA, H. et al. **Novas Contribuições ao Estudo das Sobreensões Transitórias e Correntes de Modo Comum em Sistemas de Acionamento de Motores por Inversores**. VIII Induscon, Poços de Caldas – MG, 2008.
- [35] SILVESTER, P.; CABAYAN, H. S.; BROWNE, B. T. **Efficient Techniques for Finite Element Analysis of Electric Machines**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-92, pp. 1274 – 1281, jul. 1973.
- [36] SILVESTER, P. P.; FERRARI, R. L. **Finite Elements for Electrical Engineers**. Cambridge University Press, New York, 1996.
- [37] JIN, J. M. **The Finite Element Method in Electromagnetics**. 2 ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 2002.
- [38] BUCHANAN, G. **Schaum's Outline of Finite Element Analysis**. McGraw-Hill, Inc., 1995.
- [39] HUGHES, T. J. R. **The Finite Element Method: Linear Static and Dynamic Finite Element Analysis**. Dover Publications, 2000.
- [40] FENNER, R. T. **Finite Element Methods for Engineers**. Imperial College Press, London, 1996.
- [41] WIAK, S.; KRAWCZYK, A.; TRLEP, M. **Computer Engineering in Applied Electromagnetism**. Springer, Dordrecht, 2005.

[42] SALON, S. J. **Finite Element Analysis of Electrical Machines**. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1995.

[43] RAJANATHAN, C. B.; WATSON, B. J. **Simulation of a single phase induction motor operating in the motoring, generating and braking modes**. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, pp. 1541 – 1544, Berlin, may 1996.

O ENTREFERRO E O FATOR DE CARTER

Muitas vezes, em uma máquina elétrica, as superfícies do estator e do rotor são divididas pelas ranhuras. A densidade de fluxo sempre decresce com a abertura da ranhura e, então, não é fácil definir a densidade de fluxo médio no passo da ranhura entre estator e rotor. Vale à pena ressaltar que é possível fazer uma analogia desta teoria com o estudo eletrostático para o cálculo das capacitâncias de fuga [30], havendo a necessidade de definir a distribuição das linhas equipotenciais no passo da ranhura.

Em 1901 Carter propôs uma solução para o problema do cálculo manual. Em média, segundo o princípio de Carter, o entreferro aparenta ser mais extenso do que sua medida física. O comprimento do entreferro físico δ aumenta proporcionalmente ao fator de Carter k_{Cs} . A primeira correção é realizada assumindo o rotor ser liso. Portanto, obtém-se o valor do entreferro corrigido δ_{es} pela equação (1).

$$\delta_{es} = k_{Cs}\delta \quad (1)$$

O fator de Carter k_{Cs} é baseado em dimensões como a abertura da ranhura, passo polar, entreferro etc. Ao determinar o fator de Carter, a curva da densidade de fluxo real é substituída por uma função retangular de forma que o fluxo permanece constante sobre os dentes e zero nas aberturas das ranhuras. A abertura equivalente da ranhura b_e , na qual a densidade de fluxo é zero, pode ser calculada pela equação (2).

$$b_e = kb_1 \quad (2)$$

Onde b_1 é a dimensão equivalente à abertura da ranhura e k pode ser calculado pela expressão (3):

$$\kappa = \frac{2}{\pi} \left[\arctan \frac{b_1}{2\delta} - \frac{2\delta}{b_1} \ln \sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2\delta} \right)^2} \right] \approx \frac{\frac{b_1}{\delta}}{5 + \frac{b_1}{\delta}} \quad (3)$$

O fator de Carter é, portanto, calculado pela equação (4).

$$k_{Cs} = \frac{\tau_u}{\tau_u - b_e} = \frac{\tau_u}{\tau_u - \kappa b_1} \quad (4)$$

Onde τ_u é o passo da ranhura. O fator de Carter também é a taxa máxima de densidade de fluxo $B_{\max}$ em relação à densidade de fluxo média B_{av} , como mostra a equação (5).

$$k_{Cs} = \frac{B_{\max}}{B_{av}} \quad (5)$$

Quando ambas as superfícies do estator e rotor são constituídos por ranhuras, é calculado primeiramente o valor de k_{Cs} assumindo que a superfície do rotor seja lisa. Os cálculos são repetidos pela aplicação do entreferro calculado δ_{es} e o passo da ranhura do rotor τ_r , além de assumir que a superfície do estator ser lisa. Ao final, é obtido o fator k_{Cr} . Sendo assim, o fator total é calculado pela equação (6).

$$k_{Ctot} \approx k_{Cs} \cdot k_{Cr} \quad (6)$$

A partir do qual pode ser obtido o entreferro equivalente δ_e , conforme a equação (7).

$$\delta_e \approx k_{Ctot} \delta \approx k_{Cr} \delta_{es} \quad (7)$$

O resultado obtido pela aplicação dos equacionamentos citados não é muito preciso, porém é geralmente suficiente para as aplicações práticas. Um resultado de maior precisão é obtido através da solução do diagrama de campo do entreferro através do método de elementos finitos. Neste método, uma rede densa de elementos é empregada e uma solução precisa do campo é encontrada, como mostra a figura 1.

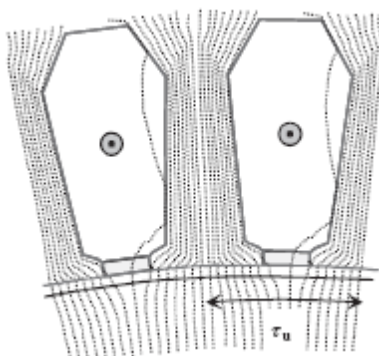


Figura 1: Diagrama de fluxo em uma ranhura do estator ao longo de um passo de ranhura.

Se a superfície do rotor permite a circulação de correntes parasitas, as depressões de densidade de fluxo causadas pela abertura da ranhura são amortecidas devido ao fator de Carter. Neste caso, as correntes parasitas podem criar uma grande quantidade de perdas na superfície do rotor.

CÁLCULO DO VALOR DA $\text{tg}\delta$

Existe uma estreita correlação entre o fator de potência, no caso capacitivo, e o fator de perdas. O dielétrico atua na prática como um capacitor real, então os valores das perdas são determinados entre duas placas energizadas, entre as quais está situado o dielétrico em questão. É, portanto, a própria construção de um capacitor. Seu circuito equivalente deve ser escolhido de tal maneira que a potência ativa seja igual à potência de perdas de um capacitor e o ângulo entre a tensão e corrente seja o mesmo como o do capacitor considerado. Esse problema é resolvido colocando-se o capacitor real, como um capacitor ideal (sem perdas), em série ou em paralelo com um resistor ôhmico (que são as perdas).

No primeiro caso, tem-se um circuito equivalente série; no segundo caso, um paralelo; ambos vêm representados nas figuras 2 e 3. Em cada caso, as figuras representam ainda o diagrama vetorial tensão-corrente. As impedâncias $Z_1 = Z_2 = Z$ são iguais entre si. Para que se tenha condições equivalentes, o ângulo φ entre a tensão e corrente deve ser o mesmo e, portanto, $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$ e as potências ativas serão iguais.

Essas potências ativas da ligação em série e paralela, bem como o ângulo φ e o ângulo δ , são expressas através das capacitâncias-série C_s e paralela C_p . Através da equação (8), resulta-se, após algumas substituições e transformações, nas equações (9) e (10) para as ligações série e paralelo, respectivamente.

$$P = UI \cos \varphi \quad (8)$$

$$\text{tg} \delta = \omega C_s r \quad (9)$$

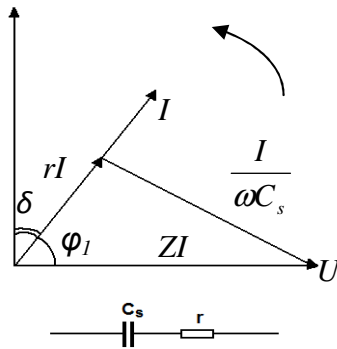


Figura 2 – Diagrama vetorial equivalente e circuito equivalente de um capacitor com perdas.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega C_p R} \quad (10)$$

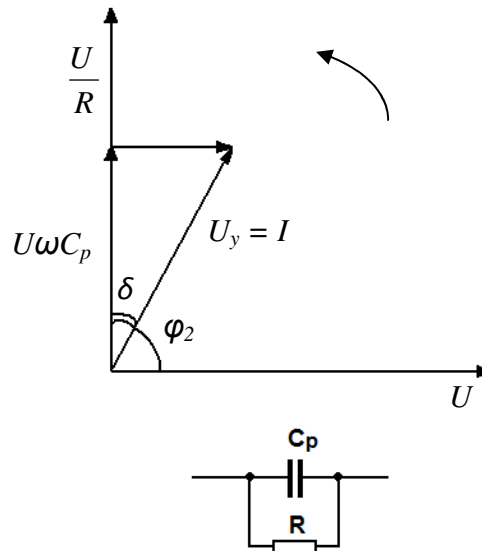


Figura 3 – Circuito equivalente paralelo e respectivo diagrama vetorial de um capacitor com perdas.

Onde $\omega = 2\pi f$ e f a frequência. Fazendo uma relação entre essas equações, obtêm-se as equações (11) e (12).

$$C_p = \frac{C_s}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} \quad (11)$$

$$R = r \left(1 + \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \delta} \right) \quad (12)$$

Em isolantes de elevado valor, podemos desprezar o quadrado $\operatorname{tg}^2 \delta$ em comparação a 1 e pode ser colocado $C_s \approx C_p \approx C$. Assim, a potência transformada em calor passa a ser enunciada como:

$$P = U^2 \omega C \operatorname{tg} \delta \quad (13)$$

Ainda, da equação (12) pode-se concluir que a resistência equivalente paralela será sempre ligeiramente maior que a em série.

A quantidade de energia transformada em calor por unidade de volume (cm^3) é dada pela equação (14).

$$p = \frac{K \operatorname{tg} \delta}{1,8 \cdot 10^{12}} \cdot \left(\frac{U}{h} \right)^2 \quad (14)$$

Onde p são as perdas específicas do dielétrico, U a tensão e h a espessura do corpo de prova.

Observa-se que, ao contrário da análise com corrente contínua, a capacitância do dielétrico com elevadas perdas em alta-frequência é expressa por um valor dependente do tipo de circuito equivalente escolhido (série ou paralelo). O mesmo também vale para a constante dielétrica de materiais com elevadas perdas. O ângulo de perdas depende da escolha do circuito equivalente. Um exemplo disso é o caso do plástico úmido da família dos fenóis: sendo $\operatorname{tg} \delta = 0,66$, o valor de K pelo circuito equivalente série é de 28; já no circuito paralelo, a constante dielétrica K vale 18.

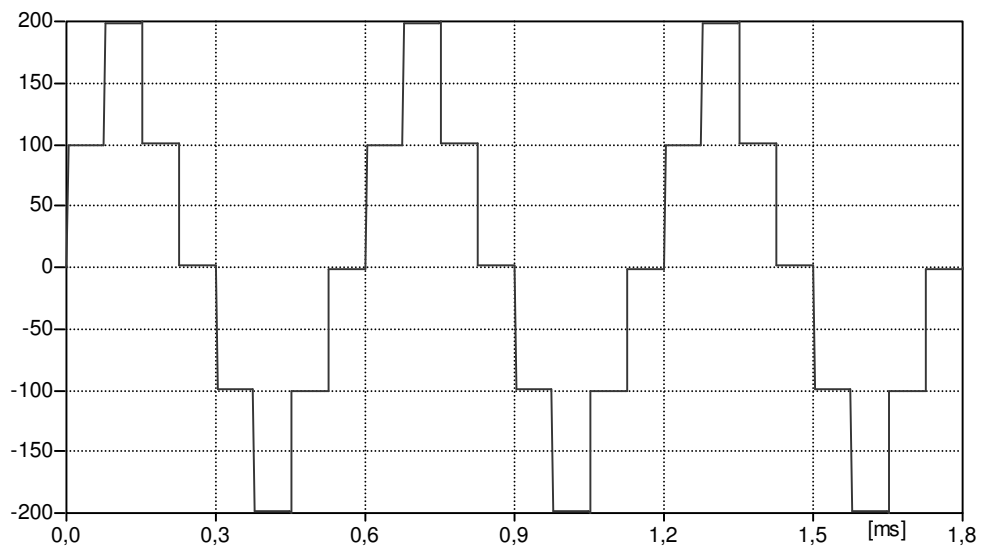
Conforme foi verificado nas equações (8) a (14), as perdas dielétricas e todos os valores intermediários (C_s , C_p , r e R) estão em função da frequência, de modo que as grandezas obtidas não podem ser generalizadas para qualquer situação. Essa generalização apenas seria admissível se houvesse, num dado caso,

informação segura de que para certa faixa de valores de frequência não há alteração de grandezas. Nesse caso, C e R serão constantes na faixa considerada e as perdas serão determinadas pela proporção descrita em (15). Nos demais casos, aplica-se a equação (13).

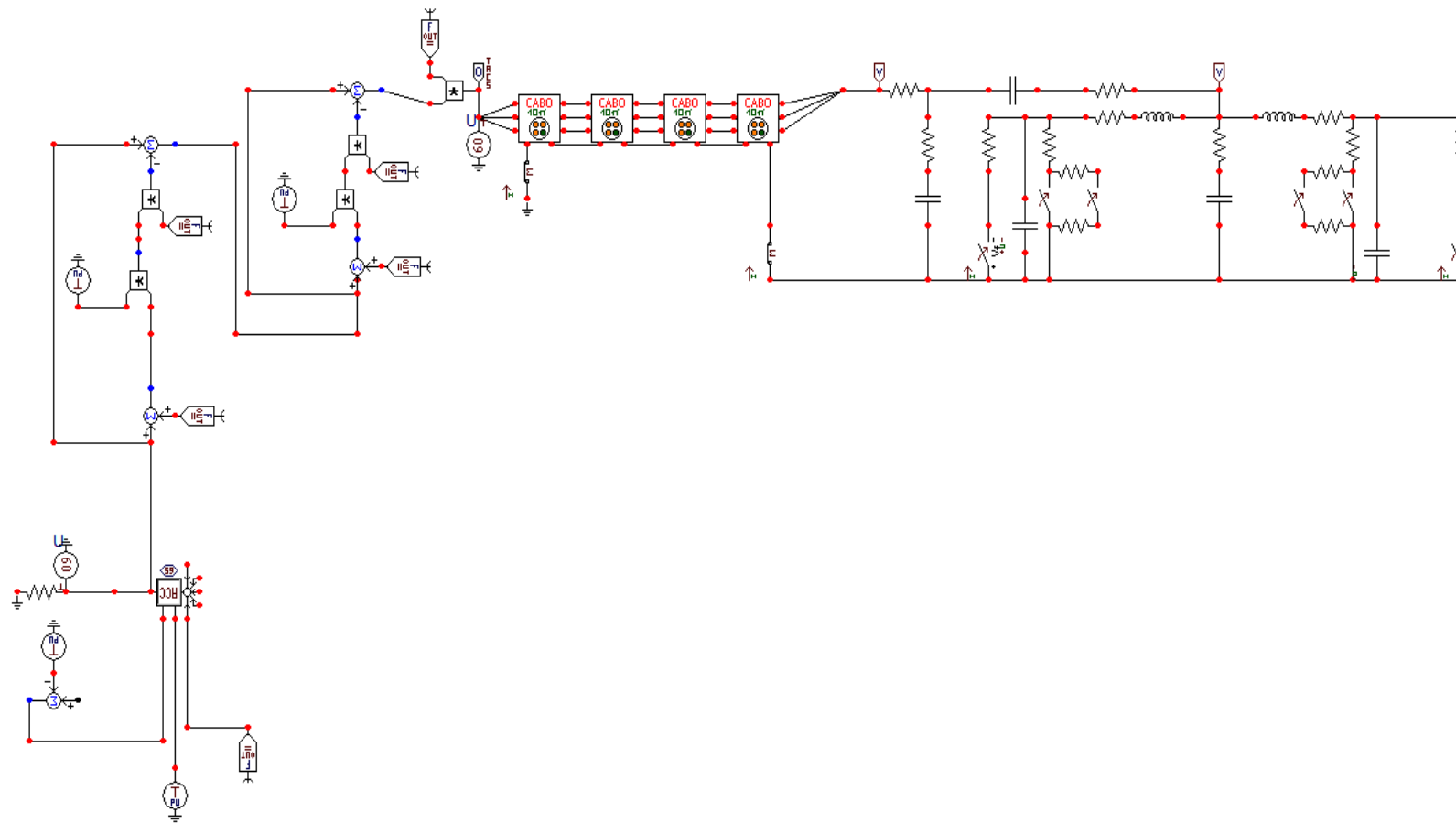
$$P = \frac{U^2}{R} \quad (15)$$

MODELAGEM DO CIRCUITO EQUIVALENTE NO ATP

- FORMA DE ONDA DA TENSÃO DE MODO COMUM NA SAÍDA DA FONTE



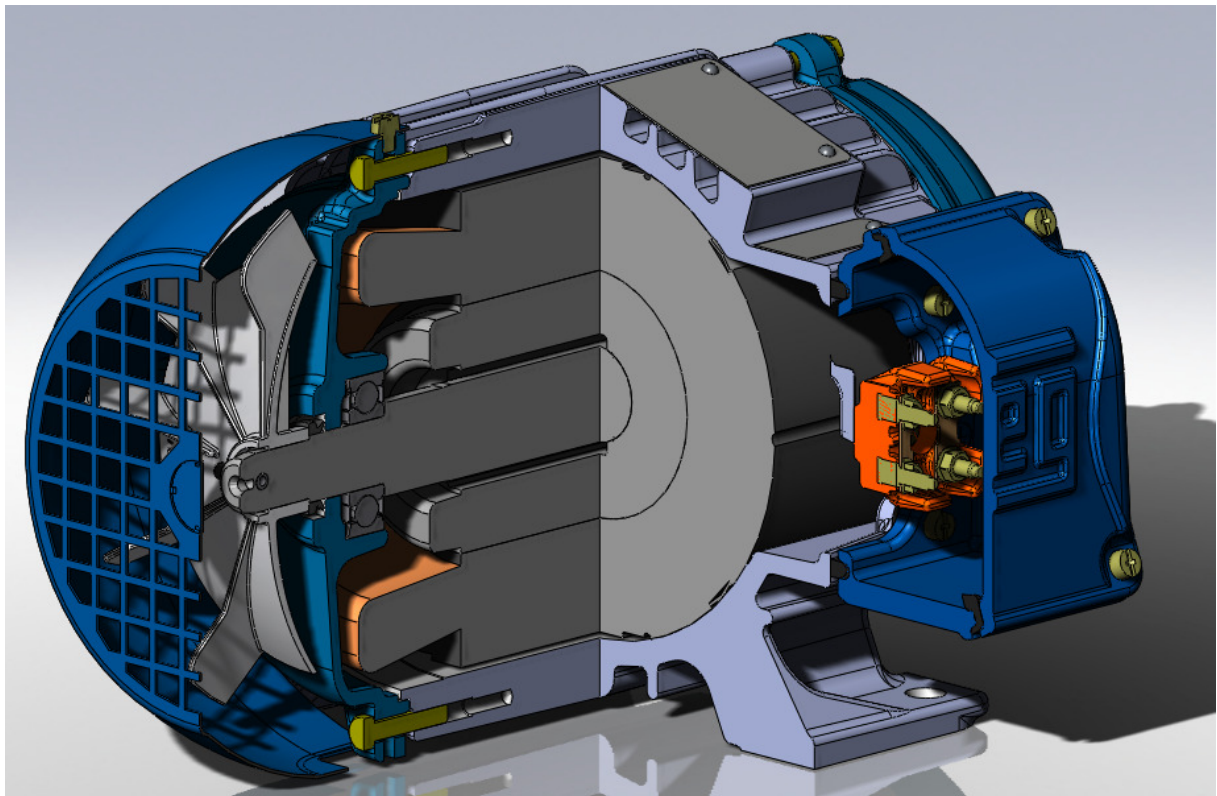
- MODELO DO SISTEMA ELETRICO ACOPLADO AO MOTOR

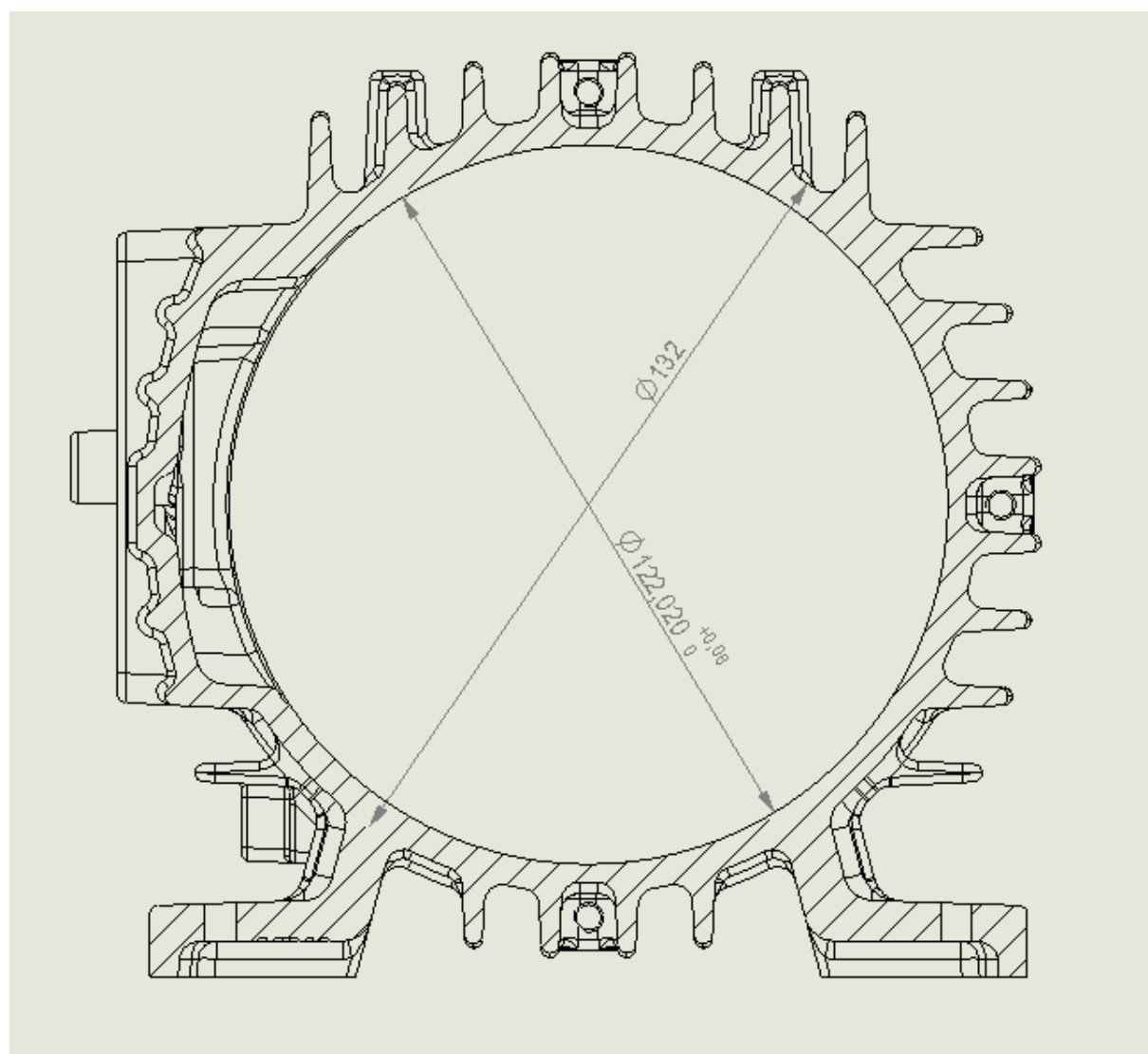


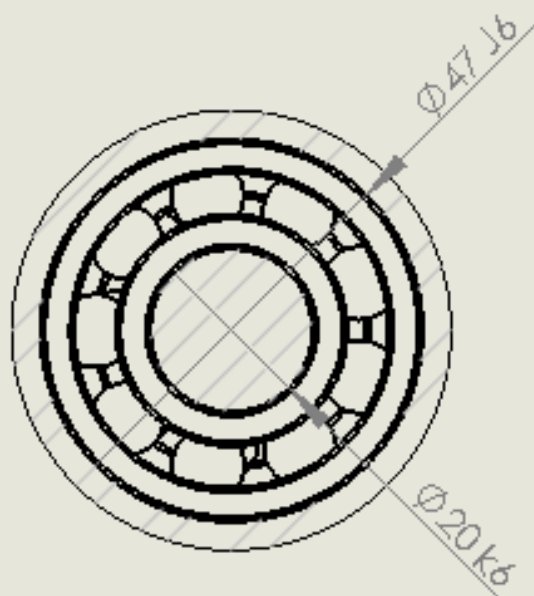
ANEXO II

DESENHOS DOS MOTORES DE 1,5 CV E 10 CV

- MOTOR WEG 1,5 CV – MODELO W21 ALTO RENDIMENTO PLUS

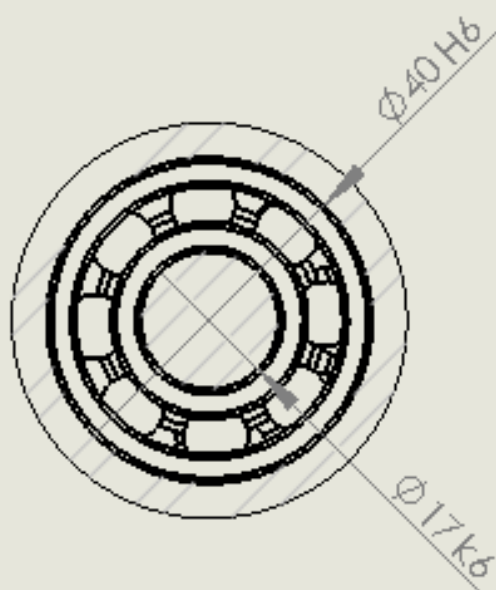




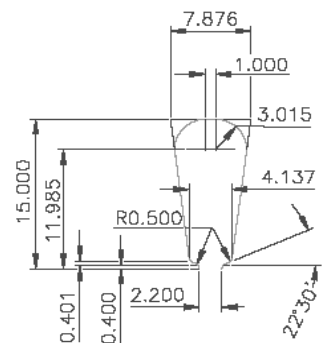
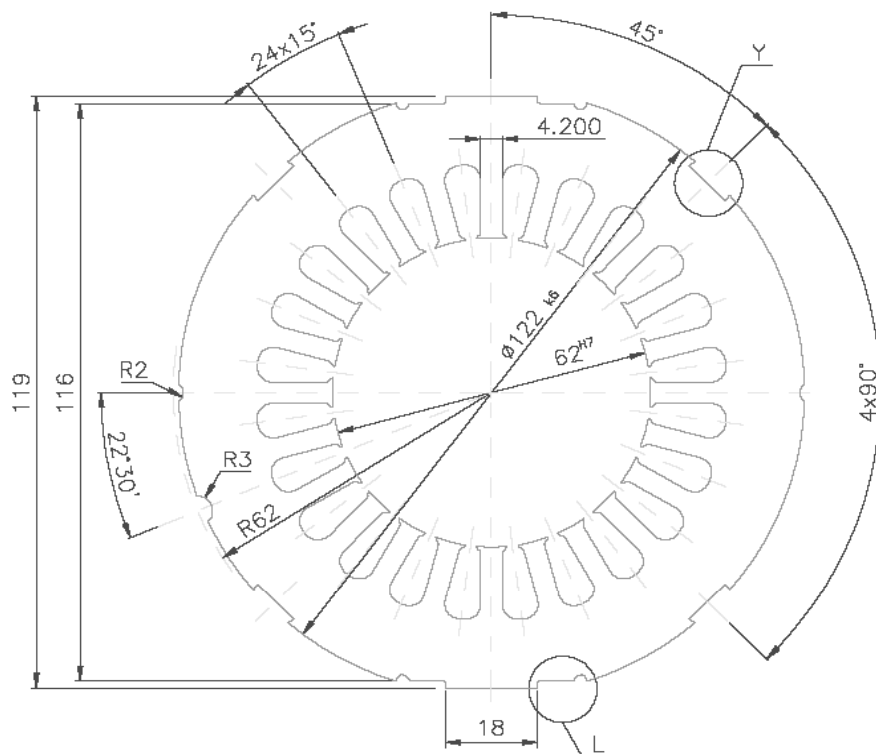


Mancal Dianteiro

47 J6	47,010
	46,994
40 H6	40,016
	40,000
20 k6	20,015
	20,002
17 k6	17,012
	17,001

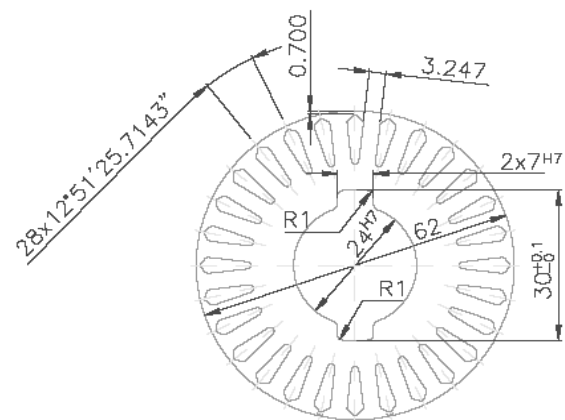


Mancal Traseiro



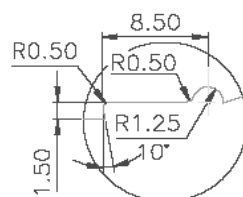
ESCALA 2:1
Área da ranhura 82.187mm²

DISCO ESTATOR

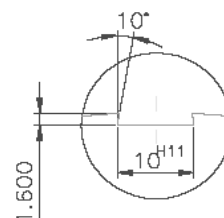


DISCO ROTOR

NOTA: Rebarba máx. 0.06mm p/esp. 0.6mm
Rebarba máx. 0.05mm p/esp. 0.5mm
Raios não cotados R0.5

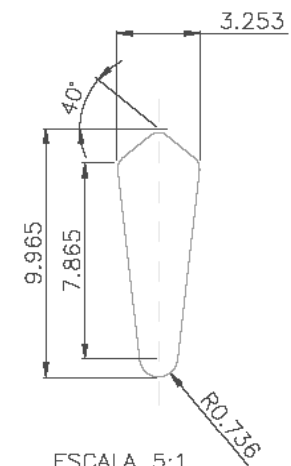


DETALHE L



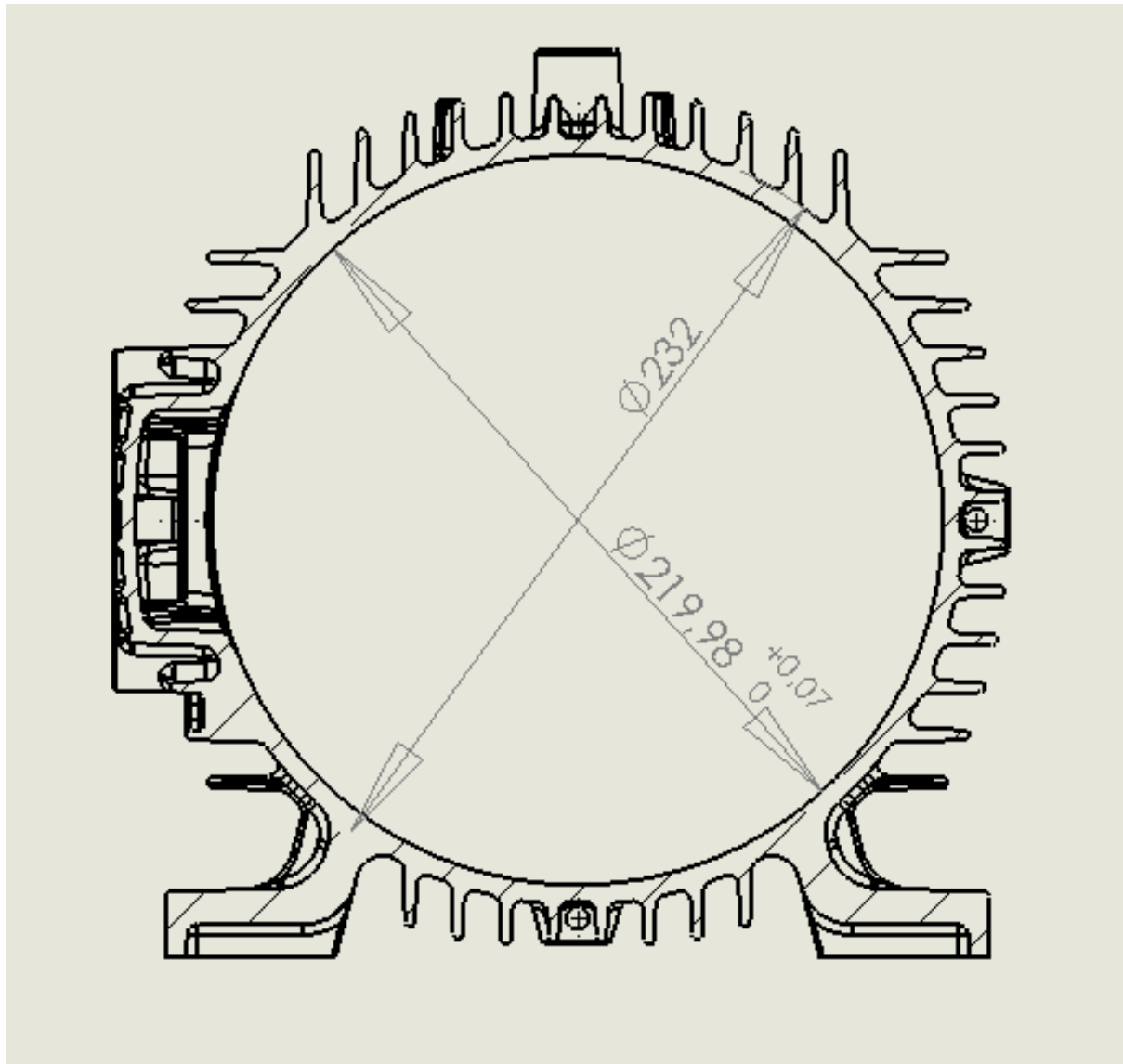
DETALHE Y

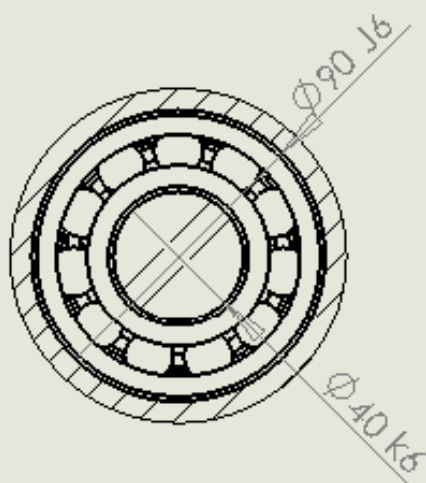
122	k6	122.028
	H7	122.003
62		62.000
	H7	62.030
24		24.000
	H7	24.021
10	H11	10.000
		10.090
7	H7	7.000
		7.015



ESCALA 5:1
Área da ranhura 21.626mm²

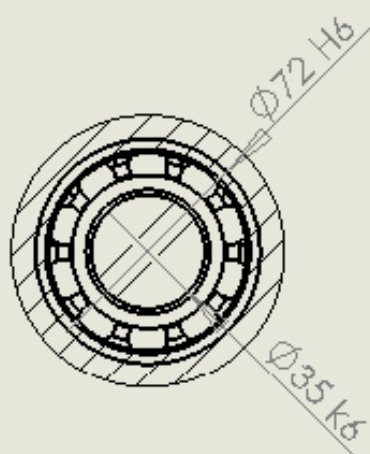
- MOTOR WEG 10 CV – LINHA PADRÃO



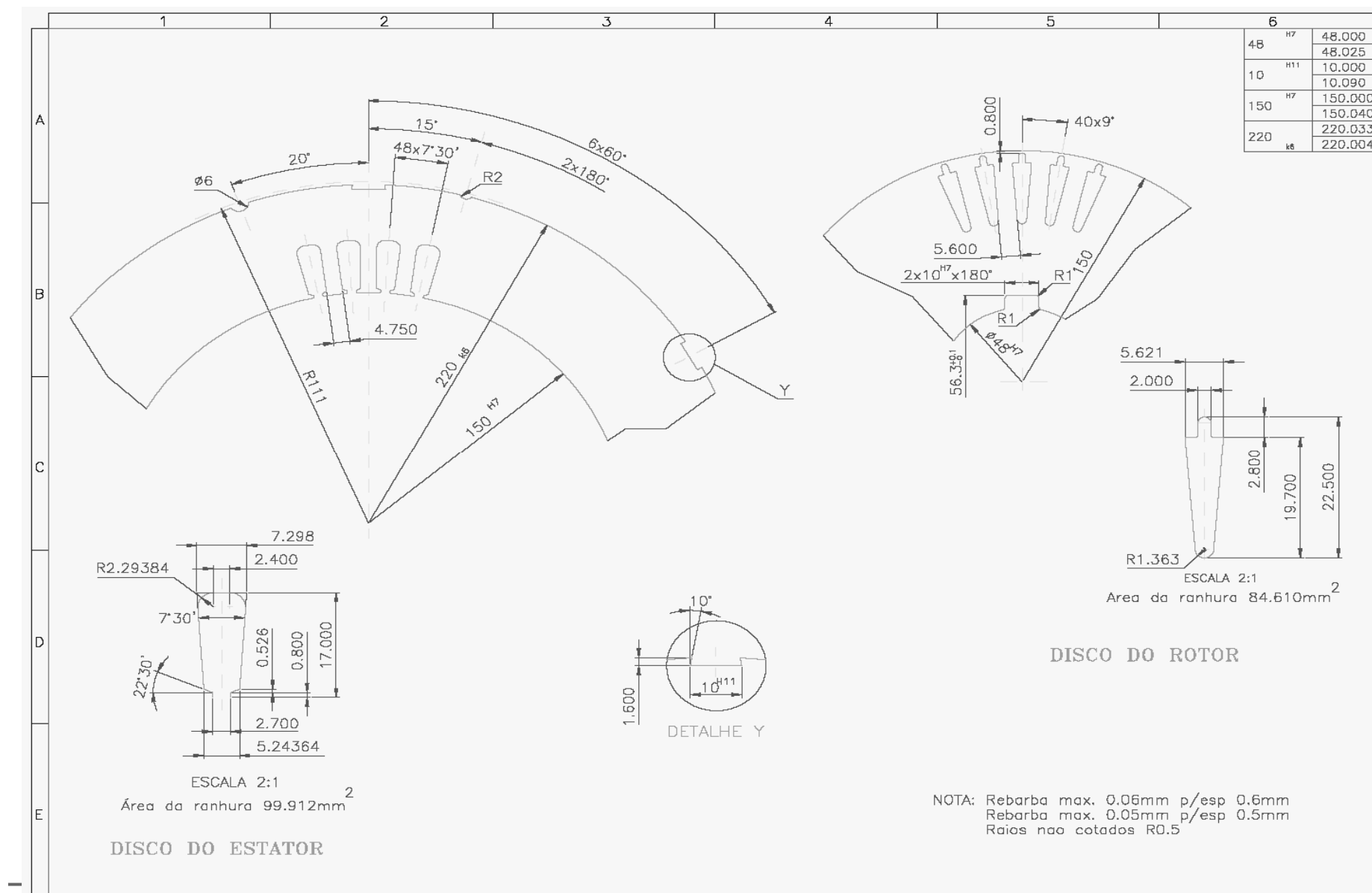


90 J6	90,016
	89,994
72 H6	72,019
	72,000
40 k6	40,018
	40,002
35 k6	35,018
	35,002

Mancal Dianteiro



Mancal Traseiro



Determinação das Capacitâncias de Fuga de Motores de Indução através do Método de Elementos Finitos