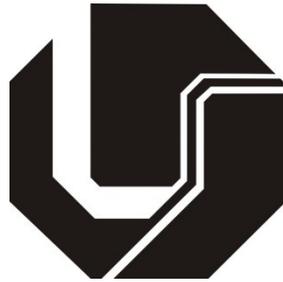


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**ANÁLISE NA PARAMETRIZAÇÃO DAS INDUTÂNCIAS E
RESISTÊNCIA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO
UTILIZANDO O MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS**

Débora Falcomer Novacki

UBERLÂNDIA - MG

2018

DÉBORA FALCOMER NOVACKI

**ANÁLISE NA PARAMETRIZAÇÃO DAS INDUTÂNCIAS E RESISTÊNCIA
DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO O MÉTODO DE
ELEMENTOS FINITOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de Concentração: Máquinas Elétricas

Orientador: José Roberto Camacho, PhD. Prof.

UBERLÂNDIA - MG

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

N935a 2018 Novacki, Débora Falcomer, 1993-
Análise na parametrização das indutâncias e resistência de um motor de indução trifásico utilizando o método de elementos finitos [recurso eletrônico] / Débora Falcomer Novacki. - 2018.

Orientador: José Roberto Camacho.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2019.302>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. 2. Motores elétricos de indução. 3. Método dos elementos finitos. 4. Máquinas elétricas. I. Camacho, José Roberto, 1954- (Orient.) II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro - CRB6/1262

**ANÁLISE NA PARAMETRIZAÇÃO DAS INDUTÂNCIAS E RESISTÊNCIA
DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO O MÉTODO DE
ELEMENTOS FINITOS**

Dissertação aprovada para a obtenção do título de Mestre em Ciências no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia (MG) pela banca examinadora formada por:

Uberlândia, 23 de Novembro de 2018.

José Roberto Camacho, PhD. Prof. (Orientador) – UFU

Kleiber David Rodrigues, Dr. Prof. – UFU

Márcio José da Cunha, Dr. Prof. – UFU

Lindolfo Marra de Castro Neto, Dr. Prof. - IFTM

Dedico este trabalho a minha família e ao meu noivo Mateus, por terem acreditado nos meus sonhos, pelo incentivo, compreensão e carinho.

AGRADECIMENTOS

Sobretudo a Deus, agradeço pelo dom da vida, que permitiu que tudo isso acontecesse, me dando força e saúde para superar obstáculos. A Ele sou eternamente grata pelas conquistas alcançadas e por ter sido meu guia ao longo dessa jornada.

Aos meus pais, Cláudia Falcomer e Wilson Novacki que são os meus exemplos de dedicação, fé, amor e de família. Obrigada por todos os seus esforços devotados a minha educação e por toda a motivação em me tornar a cada dia, uma pessoa melhor.

As minhas irmãs Érica Falcomer Novacki e Fernanda Falcomer Novacki pela cumplicidade e pelo carinho.

A minha querida avó Aider Falcomer, pelo papel de segunda mãe, acompanhando com tanto amor cada etapa da minha vida.

Ao meu noivo, Mateus Andrade Marques de Lima, agradeço pelo apoio incondicional, pelo amparo nos momentos de aflição e por ter sido o grande incentivador na finalização deste trabalho. Obrigada por todo o seu amor e carinho de sempre.

Ao meu orientador, José Roberto Camacho, por incentivar-me a desenvolver um trabalho de qualidade, pela ajuda ao longo de toda pesquisa e por todos os seus conselhos.

Ao meu grande amigo Arthur Costa de Souza, por todo companheirismo, pela grande amizade que temos, pelo suporte e conselhos que foram essenciais neste trabalho.

À Ana Paula Arrais Batista agradeço por todo acompanhamento ao longo desse processo e por me ouvir com tanto carinho e compreensão.

Aos meus colegas de laboratório: Laiz de Deus Reis, Mariana Nalesso Gonçalves, Adélio Maximiano Sobrinho e Ana Camila Ferreira Mamede, agradeço pela amizade, apoio e pelo aprendizado diário.

À Cinara Fagundes Paranhos Matos, Patrícia Ferreira Fernandes da Cruz e aos técnicos do laboratório, especialmente a Rubens Aparecido Assunção, pelo auxílio, esclarecimentos na parte burocrática da pesquisa e pela atenção que prestam a todos.

Agradeço, por fim, à Pós-graduação da Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia pela oportunidade e a CAPES pelo incentivo financeiro.

*“A mente que se abre a uma nova ideia
jamais voltará ao seu tamanho
original.”*

Albert Einstein

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo eletromagnético na parametrização de um motor de indução trifásico através do Método dos Elementos Finitos (MEF). A pesquisa possibilita conhecer previamente as características de um motor sem que seja necessário a construção de um protótipo. Com essa finalidade, foi realizada uma revisão sistemática sobre o Motor de Indução Trifásico (MIT), abrangendo seus aspectos elétricos, construtivos, ensaios de rotina e equações fundamentais que descrevem as suas características operacionais. Similarmente, objetivou-se compreender o método dos elementos finitos aplicado as máquinas elétricas bem como o programa computacional escolhido *FEMM (Finite Element Method Magnetics)*, que utiliza este método para solucionar problemas físicos reais. A partir da revisão da literatura e de publicações técnico-científicas, a pesquisa concentrou-se em compreender as partes construtivas do motor e a desenvolver um algoritmo computacional que extraia as indutâncias e resistência do rotor para um respectivo modelo de circuito eletromagnético da máquina, por meio dos dados obtidos pelo *FEMM*. Os resultados logrados são interpolados e submetidos ao método dos mínimos quadrados, com o objetivo de encontrar o melhor ajuste para o determinado conjunto de dados fornecidos pelo algoritmo. Nesse contexto, os resultados oriundos da metodologia implementada são apresentados neste trabalho com o objetivo de trazer uma alternativa mais viável na estimação das características eletromagnéticas da máquina e das indutâncias e resistência do rotor a partir das análises da sua geometria interna e do fluxo magnético, sem a necessidade de se construir uma máquina ou um protótipo.

Palavras-chave: Motor de indução trifásico, Método dos Elementos Finitos, Máquina Elétrica, Parâmetros.

ABSTRACT

This work presents an electromagnetic study in the parametrization of a three phase induction motor through the Finite Element Method (FEM). The research allows to know beforehand the characteristics of an engine without the necessity of the construction of a prototype. For this purpose, a systematic review of the Three Phase Induction Motor (MIT) was carried out, covering its electrical, constructive aspects, routine tests and fundamental equations that describe its operational characteristics. Similarly, the objective was to understand the finite element method applied to electric machines, as well as FEMM (Finite Element Method Magnetics), which uses this method to solve real physical problems. From a review of the literature and technical-scientific publications, the research concentrated on understanding the constructive parts of the motor and developing an algorithm that extracts the inductances and resistance of the rotor to a respective model of electromagnetic circuit of the machine through of data obtained by FEMM. The results obtained are interpolated and submitted to the least squares method, in order to find the best fit for the given set of data provided by the algorithm. In this context, the results of the implemented methodology are presented in this work with the objective of bringing a more feasible alternative in the estimation of the electromagnetic characteristics of the machine and the inductances and rotor resistance from the analysis of its internal geometry and the magnetic flux, without the need to build a machine or a prototype.

Keywords: Three-phase induction motor, Finite Elements Method, Electric Machine, Parameters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Participações dos setores no consumo de energia elétrica no Brasil em 2015.	30
Figura 2 - Classificação simples das máquinas elétricas, conforme suas características construtivas e suas aplicações.	37
Figura 3 - Pacotes de chapas do estator de um motor de indução trifásico de alta tensão, linha M do fabricante WEG.....	38
Figura 4 - Rotor de gaiola de esquilo de um motor de indução trifásico do fabricante WEG .	38
Figura 5 - Pacote de chapas isoladas entre de um motor de indução trifásico do fabricante WEG	39
Figura 6 - Tipos de motores elétricos, com destaque para o tipo de motor estudado neste trabalho	40
Figura 7 - Inserção de bobinas nas ranhuras do estator de um motor de indução trifásico de alta tensão, linha M do fabricante WEG.	41
Figura 8 - Representação esquemática do arranjo dos enrolamentos trifásicos	42
Figura 9 - Motor de indução trifásico (a) Vista em corte indicando o estator com enrolamento trifásico e o rotor de gaiola; (b) representação esquemática de um enrolamento de um estator trifásico conectado em Y; (c) enrolamento do estator conectado em Δ	42
Figura 10 - Rotores bobinados típicos de motores de indução, com os anéis deslizantes e as barras de conexão dos enrolamentos do rotor.	43
Figura 11 - Vista em corte de um motor de indução trifásico de rotor bobinado, mostrando os anéis deslizantes e as escovas. Os enrolamentos do rotor são inclinados com o intuito de eliminar as harmônicas de ranhura.	44
Figura 12 - Tipos de rotores encontrados nos motores de indução trifásico: (a) Gaiola de Esquilo com os anéis curto-circuitados; (b) Rotor bobinado.....	45
Figura 13 - Diagrama em corte: de um pequeno motor de indução típico com rotor gaiola de esquilo.....	45
Figura 14 - Vista em corte de um motor de indução do tipo gaiola de esquilo, com suas partes integrantes.....	46
Figura 15 – Representação das correntes instantâneas trifásicas sob condições de equilíbrio trifásico	48
Figura 16 – Correntes trifásicas alternadas equilibradas	48
Figura 17 - Campo induzido para o instante t_0 da Figura 15.	51
Figura 18 - F_{mms} induzidas para o instante t_0 da Figura 15.....	52

Figura 19 - Representação do campo magnético girante para quatro instantes diferentes de tempo da Figura 15: <i>a t0</i> , <i>b t1</i> , <i>c t2</i> e <i>d t3</i>	52
Figura 20 - Circuito equivalente do estator para um motor de indução trifásico	58
Figura 21 - Circuito equivalente do rotor para um motor de indução trifásico	61
Figura 22 - Circuito equivalente monofásico do motor de indução trifásico, sem referir as grandezas do rotor para o estator	63
Figura 23 - Circuito equivalente monofásico de um motor de indução trifásico com o circuito do rotor referido para o estator.	64
Figura 24 - Diagrama do fluxo de potência do motor de indução trifásico.....	65
Figura 25 - Forma alternativa do circuito equivalente por fase do motor de indução ao se considerar os aspectos de potência.	69
Figura 26 - Circuitos equivalentes simplificados.	71
Figura 27 - Partes do motor de indução trifásico do fabricante WEG, com rotor do tipo gaiola de esquilo, objeto de estudo deste trabalho	72
Figura 28 - Motor de Indução com rotor do tipo gaiola de esquilo montado, 2,2 HP, 220 V, trifásico.	72
Figura 29 - Principais dimensões de D e L em uma máquina	76
Figura 30 - Conexão dos enrolamentos do estator em Y ou Δ	80
Figura 31 - Laminação do estator.	81
Figura 32 - Ranhuras: (a) aberta e (b) semifechada.....	82
Figura 33 - Partes de um Motor de Indução com ranhuras do tipo semifechadas.....	82
Figura 34 – Motor de indução trifásico do fabricante WEG da linha Alto Rendimento Plus..	90
Figura 35 - Dados de placa do motor de indução trifásico.....	91
Figura 36 - Configuração duplo triângulo para o motor de indução trifásico com 12 pontas ou terminais acessíveis.	92
Figura 37 - Ponte de <i>Wheatstone</i> portátil	93
Figura 38 - Ponte de Kelvin para medir a resistência do bobinado de motores elétricos.....	93
Figura 39 - Ponte de <i>Wheatstone</i> disponibilizada pela FEELT, UFU.	94
Figura 40 - Ponte de Kelvin disponibilizada pela FEELT, UFU.....	95
Figura 41 – Composição da temperatura em função da classe de isolamento.	97
Figura 42 – Circuito de montagem do ensaio a vazio.	98
Figura 43 – Circuito equivalente aproximado do ensaio a vazio	99
Figura 44 – Bancada montada para o ensaio a vazio.....	102
Figura 45 - Circuito de montagem do ensaio de rotor bloqueado.	104

Figura 46 – Circuito equivalente aproximado na condição de rotor bloqueado.....	105
Figura 47 - Bancada montada para o ensaio de rotor bloqueado.....	109
Figura 48 - Circuito equivalente monofásico do motor de indução obtido pelos ensaios.....	112
Figura 49 – Etapas para se chegar ao MEF	114
Figura 50 – Malha de elementos finitos para um problema plano.	115
Figura 51 – Exemplos de aplicação do MEF na ciência: (a) na análise de uma turbina, (b) flap e (c) automóvel.	116
Figura 52 – Escolha do tipo de problema físico a ser simulado no FEMM.	117
Figura 53 - Discretização do domínio do problema em elementos triangulares	118
Figura 54 – Elementos finitos que correspondem a elementos triangulares no FEMM.....	118
Figura 55 – Valores da densidade de fluxo magnético para um determinado problema com características geométricas e físicas pré-definidas.	119
Figura 56 – Valores do potencial elétrico para um capacitor com dois dielétricos (Porcelana e Vidro) no FEMM.....	119
Figura 57 – Distribuição do potencial elétrico em formato gráfico para um capacitor com dois dielétricos.	119
Figura 58 – Fluxograma da metodologia computacional	121
Figura 59 – Motor de indução trifásico do fabricante WEG da linha Alto Rendimento Plus.	122
Figura 60 – Vista frontal e superior do motor com o tipo de carcaça 90L e suas respectivas legendas de dimensões em milímetros	124
Figura 61 – Detalhes das vistas em cortes do estator e rotor, com dimensões (em milímetros) especificadas por meio das tabelas.	125
Figura 62 – Vista superior do motor de indução trifásico pertencente à FEELT, UFU.....	126
Figura 63 – Vista lateral do motor.....	126
Figura 64 – Vista lateral do motor com sua tampa defletora anexada.	127
Figura 65 – Vista lateral do ventilador após a remoção da tampa defletora.	127
Figura 66 – Vista lateral do motor com rotor e tampa removidos.....	128
Figura 67 – Vista lateral do rotor, com uma das tampas anexada ao seu eixo.....	128
Figura 68 - Desenho de ¼ do MIT no AutoCAD (versão para estudante 2014).....	130
Figura 69 - Geometria do motor de indução trifásico no FEMM.....	130
Figura 70 – Densidade de Fluxo Magnético para a condição a vazio do motor de indução trifásico.	132

Figura 71 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico, representado para uma fase.....	133
Figura 72 – Circuito elétrico equivalente simplificado	133
Figura 73 - Comportamento da indutância imaginária em função da frequência de escorregamento em Hz.	138
Figura 74 - Comportamento do Torque para cada frequência de escorregamento do rotor em Hertz.	140
Figura 75 - Comportamento do torque para a corrente nominal em função da frequência de escorregamento do rotor em Hertz.	141

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Erro do instrumento de acordo com a faixa de valores	94
Tabela 2 - Resistência obtida pela Ponte de <i>Wheatstone</i>	94
Tabela 3 - Precisão da ponte de Kelvin	95
Tabela 4 - Resistência do enrolamento do estator medida pela ponte de Kelvin.	95
Tabela 5 - Resistência média do enrolamento do estator	96
Tabela 6 – Instrumentos requeridos para o ensaio a vazio, de acordo com a Figura 42.	98
Tabela 7 – Medidas a serem coletadas em um ensaio a vazio de um motor de indução trifásico.	100
Tabela 8 – Medidas do ensaio a vazio	102
Tabela 9 – Instrumentos requeridos para o ensaio de rotor bloqueado, de acordo com a Figura 45.	104
Tabela 10 – Medidas a serem coletadas em um ensaio de rotor bloqueado para um motor de indução trifásico.	106
Tabela 11 – Valor da constante k de acordo com a norma IEEE 112.....	108
Tabela 12 - Valor da constante k de acordo com a norma ABNT NBR 5383-1.....	108
Tabela 13 – Medidas do ensaio de rotor bloqueado	109
Tabela 14 – Dados do motor de indução trifásico do fabricante WEG.	122
Tabela 15 – Especificações do condutor no estator.....	131
Tabela 16 - Resultados da indutância pela frequência de escorregamento através do algoritmo no Lua Edit	136
Tabela 17 – Resultados dos parâmetros obtidos pelas metodologias.....	143

LISTA DE ABREVIATURAS

ca – *Corrente Alternada*

cc – *Corrente Contínua*

FEMM – *Finite Element Method Magnetics*

MEF – *Método dos Elementos Finitos*

MIT – *Motor de indução Trifásico*

pol – *Polegadas*

SUMÁRIO

Capítulo 1. Introdução.....	29
1.1 Considerações Iniciais	29
1.2 Motivação	30
1.3 Estado da Arte.....	31
1.4 Objetivos.....	32
1.4.1 Objetivo Geral.....	33
1.4.2 Objetivo Específico.....	33
1.5 Estrutura da Dissertação	33
Capítulo 2. O Motor de Indução Trifásico.....	35
2.1 Conceitos Elementares.....	35
2.2 Partes Integrantes do Motor de Indução	39
2.2.1 Estator	41
2.2.2 Rotor	43
2.2.3 Entreferro	46
2.3 Campo Magnético Girante.....	46
2.3.1 FMM	49
2.3.2 Torque Eletromagnético.....	52
2.4 Velocidade Síncrona.....	54
2.5 Escorregamento, velocidade de escorregamento e frequência	54
2.6 Circuito Equivalente	56
2.6.1 Circuito Equivalente do Estator	57
2.6.2 Circuito Equivalente do Rotor	58
2.6.3 Circuito Equivalente Resultante.....	62
2.6.4 Diagrama de Potências na Análise do Circuito Equivalente	65
2.6.5 Circuito Equivalente Simplificado do Motor de Indução	70
2.7 Aspectos Construtivos	71
2.7.1 Equação de Saída (Q).....	73
2.7.2 Dimensões principais	75
2.7.3 Seleção do Carregamento Específico (B) e (ac).....	76
2.7.4 Fator de Potência e Eficiência.....	77
2.7.5 Separação das dimensões principais (D e L).....	78

2.7.6 Velocidade Periférica.....	79
2.7.7 Entreferro (δ).....	80
2.7.8 Projeto do Estator.....	80
2.7.8.1 Ranhuras do Estator	81
2.7.8.2 Seleção do Número de Ranhuras e dos Condutores por Ranhura.....	82
2.7.9 Projeto do Rotor.....	84
2.7.9.1 Entreferro	85
2.7.9.2 Seleção do Número de Ranhuras e dos Condutores por Ranhura.....	86
Capítulo 3. Metodologia de Ensaios.....	89
3.1 Ensaios para a Obtenção dos Parâmetros do MIT	89
3.2 Características do motor de indução trifásico.....	90
3.3 Medição da Resistência do Estator (R1).....	92
3.4 Correção da Resistência do Estator do Motor de Indução Trifásico (R1).....	96
3.5 Ensaio a vazio	97
3.6 Ensaio de rotor bloqueado	103
3.7 Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico	112
Capítulo 4. Análise do motor através dos Elementos Finitos.....	113
4.1 Método de Elementos Finitos como aplicação para problemas físicos	113
4.1.1 FEMM.....	116
4.2 Metodologia da parte computacional.....	120
4.3 Características construtivas do motor de indução	122
4.4 Propriedades Geométricas do Motor: Vistas e Dimensões.....	124
4.5 Representação do motor de indução no FEMM	129
4.5.1 Inserção de materiais.....	130
4.6 Densidade do fluxo magnético para simulação a vazio	131
4.7 Circuito equivalente do motor para o FEMM.....	132
4.7.1 Breve revisão de conceitos.....	134
4.8 Estimação das Indutâncias e da Resistência do Rotor por meio do LuaEdit.....	135
4.9 Determinação do Torque pelo Modelo de Circuito Equivalente	139
4.10 Análise dos Resultados	141
Capítulo 5. Conclusões.....	145
5.1 Sugestões para trabalhos futuros	146
Referências Bibliográficas.....	147

ANEXOS.....	153
ANEXO A Dados do Circuito Equivalente.....	155

INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Iniciais

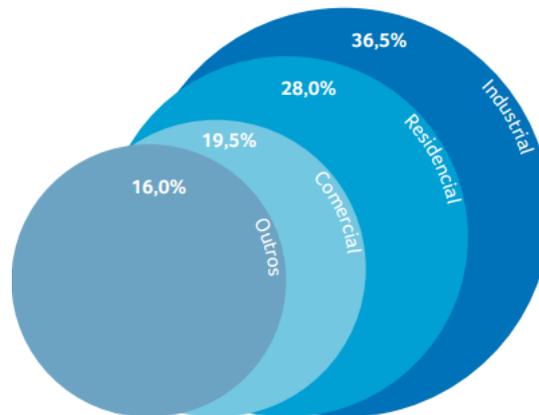
O motor elétrico é um conversor de energia elétrica em energia mecânica com baixas perdas quando opera em condições nominais e é especificado e operado corretamente, passando por manutenções recomendadas. Sendo assim, seu real consumo refere-se às suas perdas internas, com a maior parte da energia elétrica sendo convertida para acionar a carga mecânica.

O motor elétrico é o mais importante uso final de energia elétrica no país, tendo grande participação, especialmente, no setor industrial. No Brasil, a quantidade de energia que eles processam é de aproximadamente 60% da energia elétrica total consumida no país. Diante disto, qualquer iniciativa que desenvolva para aumentar o rendimento destes equipamentos, trará benefícios ambientais, energéticos e, principalmente, redução de custos, com aumento da competitividade (ELETROBRAS, 2016).

Destaca-se a importância de se trabalhar com o motor elétrico, considerando que são componentes comuns a todos os sistemas motrizes elétricos, tais como: bombeamento, ar comprimido, ventiladores, exaustores, transporte de cargas e processos.

As participações dos diversos setores no consumo de energia elétrica no Brasil em 2015 são apresentadas na Figura 1. Percebe-se que o setor industrial apresenta maior importância quantitativa com relação à energia elétrica (ELETROBRAS, 2016).

Figura 1 - Participações dos setores no consumo de energia elétrica no Brasil em 2015.



Fonte: Adaptado de Eletrobras/EPE (2016).

O motor de indução é um tipo de motor elétrico mais utilizado em instalações industriais, residenciais e comerciais. Ele apresenta vantagens em relação ao motor de corrente contínua, como um baixo custo, robustez, baixa manutenção e longa vida útil. O rendimento é elevado para uma operação com carga média e máxima e pode-se assegurar um bom fator de potência com uma seleção correta (DE LIMA, 2016).

Em relação a parte de projeto em sistemas de engenharia, o maior objetivo é produzir máquinas elétricas que operem em tarefas específicas, mas que propiciem economia e eficiência (MALAGOLI, 2016). As fases de projeto demandam equações características que não são acessíveis à literatura de máquinas e demonstram interesses comerciais. Um projeto de motor de indução correto, inclui a garantia na sua operação, um bom rendimento e baixas perdas. A possibilidade de se estimar alguns de seus parâmetros sem a necessidade de ensaios experimentais e cálculos analíticos é um dos panoramas que o mercado atual tem buscado, evitando-se assim o alto custo na produção de vários protótipos e prevendo melhorias na operação da máquina.

1.2 Motivação

O documento do autor do *software* FEMM (MEEKER, 2004) foi uma grande referência na motivação desta pesquisa, uma vez que apresenta uma alternativa viável na modelagem de uma máquina e na sua análise eletromagnética por meio da aplicação de um método matemático, intitulado como o Método dos Elementos Finitos (MEF). Outras pesquisas também

se inspiraram na metodologia do autor, destacando-se os trabalhos de (WILOW,2014) e (TRÁVNÍČEK,2017).

A relevância desse trabalho é justificada por apresentar uma ferramenta gratuita e acessível, que possa contribuir aos projetistas de máquinas para estimar os parâmetros do circuito equivalente do motor e prever seu comportamento eletromagnético em relação a eles. Dessa forma, evita-se o emprego de metodologias clássicas e formulações empíricas, que demandam cálculos analíticos extensos e imprecisão nos resultados, para a estimação dos parâmetros. Por meio de dados iniciais do motor e da análise de sua geometria interna, é possível realizar esta estimação sem a necessidade de ser construído um protótipo, de modo a evitar gastos onerosos.

1.3 Estado da Arte

A análise de problemas eletromagnéticos através do método dos elementos finitos tem ganhado abrangência no cenário técnico e científico, por apresentar *softwares* que possibilitem utilizar este método e garantir resultados mais precisos. Neste contexto, a inserção desta análise em um assunto clássico e fundamentado, como o de máquinas elétricas, propicia contribuições relevantes para o meio acadêmico e industrial, abrindo possibilidades para descobertas e otimizações nos aspectos construtivos das máquinas. A possibilidade de conhecer este dispositivo antes de iniciar a sua fabricação, é uma das vantagens que esta nova área computacional tem trazido de grande relevância para o cenário atual.

Os autores (DEL TORO, 1999), (FITZGERALD, 2006) e (CHAPMAN, 2013) abordam em seus livros os principais conceitos acerca de máquinas elétricas assim como sintetizam as características de operação e funcionamento das mesmas. Essas obras constituem como o pilar da literatura de máquinas e representam grande relevância na área da ensino e docência, uma vez que além de apresentarem conhecimentos das características das máquinas elétricas, abordam os ensaios destinados para obter os principais parâmetros de um motor de indução.

Os livros de projeto de máquinas dos autores (AGARWAL, 2000) e (UPADHYAY, 2008) foram fundamentais na obtenção de informações relativas aos aspectos construtivos e geométricos das máquinas elétricas. Este estudo foi necessário, visto que, a etapa computacional requeria teoria sobre as características geométricas e construtivas do motor de indução. Ressalta-se que tanto estas obras como o conteúdo de projeto de máquinas não são acessíveis aos estudantes, pois nestes estão incluídos interesses comerciais e industriais.

Buscou-se literaturas que discorressem sobre a teoria de elementos finitos, com o objetivo de compreender o método e saber aplicá-lo à parte computacional. O livro de (BASTOS, 2004) aborda sobre as equações de Maxwell e apresenta uma exposição sucinta do método de elementos finitos aplicados aos problemas eletrostáticos, eletrocinéticos e magnetostáticos. O livro de (BIANCHI, 2006) complementou a parte teórica exposta por (BASTOS, 2004), nesta literatura, pode-se encontrar a aplicação do método diretamente para as máquinas elétricas, através de análises e formulações matemáticas.

Foi de grande relevância consultar o manual do usuário do programa FEMM (MEEKER, 2014) que contém as principais orientações a respeito de como utilizar a ferramenta que é de acesso livre.

O documento adotado como referência neste trabalho foi o de (MEEKER, 2004), que discorre a metodologia necessária para implementar a modelagem de um motor de indução e analisa-lo no *software* FEMM.

As dissertações de mestrado que abordam sobre o método de elementos finitos aplicados às máquinas elétricas podem ser exemplificadas como a de (SHINDO, 2003) que aborda a extração dos parâmetros de um motor de indução trifásico utilizando o *software* Ansys. As dissertações de (WILOW, 2014) e (TRÁVNÍČEK, 2017) apresentam análises da aplicação do FEMM baseadas no documento de (MEEKER, 2004).

A tese de doutorado de (MALAGOLI, 2016), embora não tenha o MEF como ferramenta principal no desenvolvimento do trabalho, dispõe sobre a otimização das dimensões de um motor de indução trifásico utilizando algoritmos genéticos. A tese traz equações e análises sobre os aspectos construtivos de um motor de indução, teoria pouca explorada e acessível nas literaturas de máquinas.

O interesse da comunidade científica em associar o método matemático aplicado a máquina elétrica pôde ser encontrado nos artigos de (BOSE, 2012), (OLIVEIRA; DONSIÓN, 2017) e (DOLINAR, 1997) que utilizam o FEMM como método de estudo para análise de motores e máquinas. Ressalta-se a dificuldade em encontrar artigos que associem a este tema de trabalho, devido à complexidade do assunto e dificuldade de implementação computacional.

1.4 Objetivos

Os objetivos neste trabalho são divididos em: geral e específico.

1.4.1 *Objetivo Geral*

Este trabalho apresenta como objetivo geral a aplicação e a implementação do método dos elementos finitos para extrair os parâmetros elétricos do circuito equivalente aproximado de um motor de indução trifásico existente.

1.4.2 *Objetivo Específico*

Os objetivos específicos deste trabalho podem ser fragmentados em:

- Contextualização e compreensão dos conceitos relativos às máquinas elétricas rotativas, particularmente, o motor de indução trifásico. De maneira a abranger os princípios que norteiam seu funcionamento, aspectos construtivos, os ensaios de rotina e as formulações matemáticas que descrevem o comportamento da máquina em questão;
- Escolha do motor de indução trifásico a ser estudado neste trabalho;
- Coleta de dados e informações pertinentes aos seus aspectos construtivos;
- Análise dos aspectos operacionais, dimensionais e estruturais do motor;
- Cálculo analítico dos parâmetros obtidos por meio dos ensaios laboratoriais.
- Estudo do método dos elementos finitos e sua implementação na área de máquinas elétricas;
- Realização de leituras e consultas no manual e documentos do *software* de elementos finitos *FEMM*;
- Inserção das características geométricas e construtivas do motor no programa;
- Desenvolvimento de um algoritmo que permita realizar os cálculos dos parâmetros através dos resultados obtidos pelo *FEMM*;
- Análise dos resultados obtidos e implementação de métodos ajustes necessários, com o intuito de minimizar os erros;
- Conclusões a respeito dos resultados obtidos e considerações finais sobre o trabalho.

1.5 Estrutura da Dissertação

Tendo em vista os objetivos deste trabalho anteriormente expostos e em conformidade com a literatura apresentada no estado da arte, esta dissertação foi estruturada da seguinte forma:

Capítulo 1 Introdução

Este capítulo tem por objetivo apresentar uma contextualização inicial do motor de indução trifásico, as motivações e os objetivos da dissertação. Além disso, o capítulo apresenta uma síntese das referências teóricas, por meio do estado da arte, que fundamentam a referida pesquisa científica.

Capítulo 2 O Motor de Indução Trifásico

Este capítulo apresenta uma fundamentação teórica sintetizada dos livros clássicos de máquinas elétricas com o objetivo de expor e definir os principais conceitos e equações das máquinas de indução, com foco no motor de indução trifásico.

Capítulo 3 Metodologia de Ensaio

Neste capítulo são apresentadas as teorias a respeito dos ensaios de rotor a vazio e rotor bloqueado, com o objetivo de extrair os parâmetros elétricos do circuito equivalente da máquina. Os resultados das medições, os equipamentos, bem como todo o procedimento laboratorial são expostos nesta seção.

Capítulo 4 Análise do Motor de Indução utilizando o MEF

Com o objetivo de estimar as características de um modelo de circuito equivalente eletromagnético de um motor por meio do Método de Elementos Finitos (MEF), este capítulo visa apresentar a metodologia aplicada nesta pesquisa, bem como expor uma breve síntese do Método de Elementos Finitos (MEF) e do *software* FEMM. Posteriormente, são apresentadas as análises e a avaliação dos resultados obtidos.

Capítulo 5 Conclusões

Por fim, este último capítulo aborda as conclusões desta pesquisa baseando-se em todo processo investigativo, a análise e os resultados finais. Ademais, são apresentadas sugestões para futuros trabalhos que poderão contribuir para o aprimoramento da ideia central deste trabalho.

O MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

2.1 Conceitos Elementares

A conversão eletromecânica de energia envolve a transformação da energia elétrica em mecânica ou vice-versa, por meio de um campo magnético de acoplamento. O processo é essencialmente reversível, exceto por uma pequena quantidade de energia que se perde em aquecimento. Quando a conversão é da forma elétrica para a mecânica, o dispositivo é chamado de gerador, caso contrário, denomina-se de motor. Além disso, quando o sistema elétrico é energizado com corrente alternada, os dispositivos são chamados de motores *ca* e geradores *ca*, respectivamente. Do mesmo modo, quando o sistema elétrico é energizado com corrente contínua, os dispositivos de conversão eletromecânica são chamados de motores *cc* e geradores *cc* (DEL TORO, 1999).

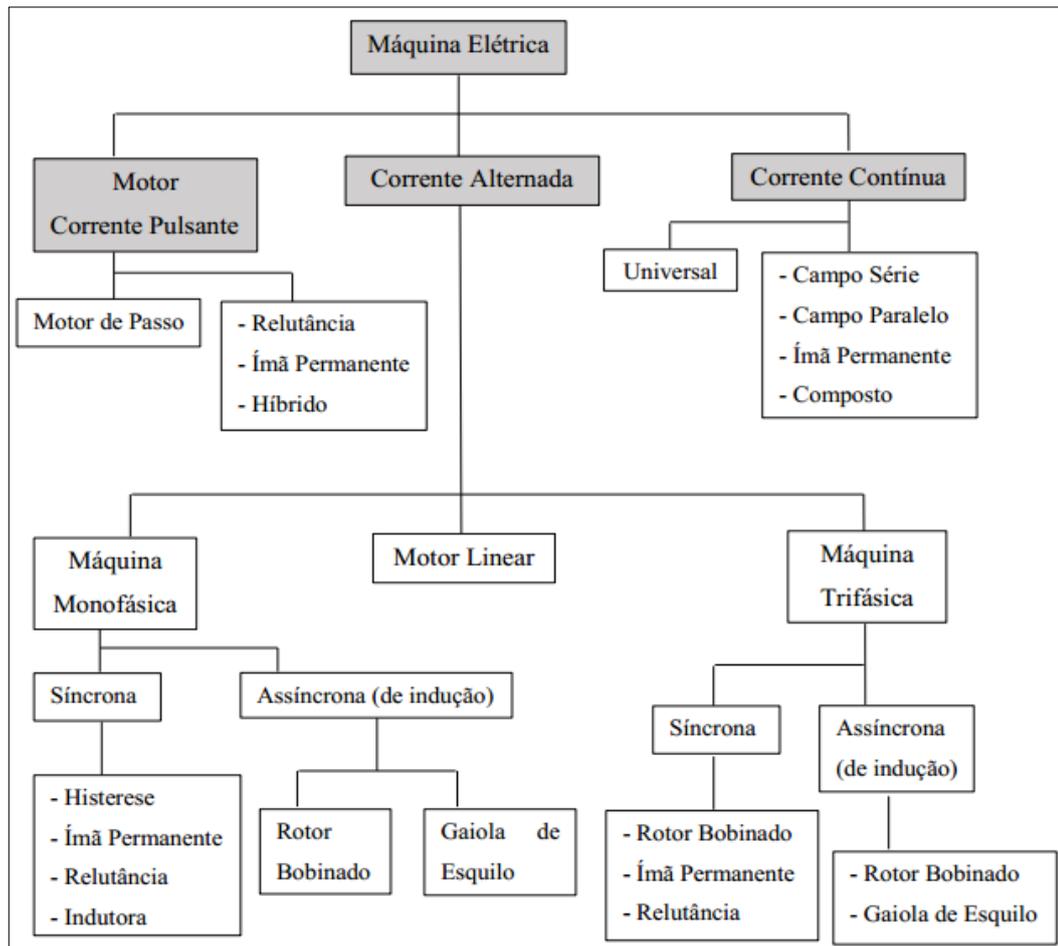
Os princípios fundamentais que formam a base da operação tanto de máquinas *ca* como *cc*, são os mesmos, governados pelas mesmas leis fundamentais da física. Desta forma, no cálculo do torque desenvolvido por um dispositivo eletromecânico de conversão de energia, uma equação fundamental do torque (que vem diretamente da lei de Ampère) se aplica tanto para máquinas *ca* como *cc*. Entretanto, ressalta-se que a forma final das equações do torque são diferentes para os dois tipos de máquinas, uma vez que os detalhes de construção mecânica diferem. Em outras palavras, partindo dos mesmos princípios básicos para a produção do torque eletromagnético, as formas finais das equações do torque vão diferir em relação as particularidades dos detalhes mecânicos das máquinas. Estes comentários se aplicam igualmente à geração da fem (força eletromotriz) no enrolamento de armadura de uma máquina, quer seja *ca* ou *cc*. Mais uma vez, uma simples relação fundamental (Lei de Faraday) governa a tensão induzida. As formas finais das equações de tensão diferem apenas como um reflexo das diferenças na construção das máquinas. Portanto, tanto as máquinas *ca* como as *cc*, terão os mesmos conceitos básicos, mas detalhes construtivos diferentes (DEL TORO, 1999).

A conversão eletromagnética de energia ocorre quando surgem alterações no fluxo concatenado decorrentes do movimento mecânico. Nas máquinas rotativas, as tensões são geradas nos enrolamentos ou grupos de bobinas quando esses giram mecanicamente dentro de

um campo magnético, ou quando um campo magnético gira mecanicamente próximo aos enrolamentos, ou ainda quando o circuito magnético é projetado de modo que a relutância varie com a rotação do rotor. Por meio desses métodos, o fluxo concatenado em uma bobina específica é alterado ciclicamente e uma tensão variável no tempo é gerada (FITZGERALD, 2006). Um grupo dessas bobinas conectadas em conjunto, é referido comumente como enrolamento de armadura. Em geral, o termo enrolamento de armadura de uma máquina rotativa é usado para se referir a um enrolamento ou grupo de enrolamentos que conduzam corrente alternada.

As máquinas elétricas rotativas assumem diversas formas e são conhecidas por diversos nomes, tais como: *cc*, síncronas, de ímã permanente, de indução, de relutância variável, de histerese, sem escovas, dentre outras, conforme ilustra a Figura 2. Embora essas máquinas aparentem ser bastante diferentes, os princípios físicos que regem o seu comportamento são bastante similares e frequentemente é útil pensar nelas em termos de um mesmo ponto de vista físico.

Figura 2 - Classificação simples das máquinas elétricas, conforme suas características construtivas e suas aplicações.



Fonte: Adaptado de Fitzgerald (2006)

Dentro da categoria das máquinas *ca* trifásicas, existem duas classes: as síncronas e as de indução, nos quais os enrolamentos de armadura alojam-se tipicamente na parte estacionária do motor conhecida como estator, referidos também como enrolamentos de estator (FITZGERALD, 2006). Enquanto que, na máquina *cc*, o enrolamento de armadura encontra-se na parte rotativa conhecida como rotor.

Tipicamente, as máquinas síncronas e *cc* apresentam um segundo enrolamento que conduz corrente contínua e que é usado para produzir o fluxo principal de operação da máquina. Tal enrolamento é referido tipicamente como enrolamento de campo. Este enrolamento em uma máquina *cc* encontra-se no estator, ao passo que no caso de uma máquina síncrona, ele é encontrado no rotor, caso em que a corrente deve ser fornecida ao enrolamento de campo por meio de um contato mecânico rotativo. Na categoria das máquinas de indução, as correntes são aplicadas diretamente nos enrolamentos do estator e, então, as correntes alternadas fluem nos enrolamentos de campo (rotor) resultantes da indução magnética (ação de transformador).

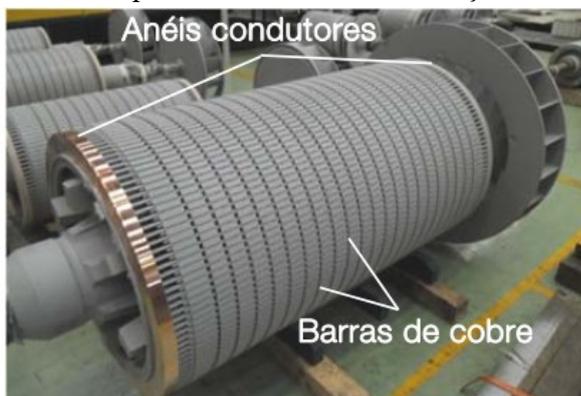
De maneira sintetizada, as máquinas de indução, sejam motores ou geradores, diferenciam das máquinas síncronas na maneira como são fornecidas as correntes de campo. Nas primeiras máquinas, a corrente é resultante da indução magnética nos enrolamentos de campo, que apresentam um conjunto contínuo de enrolamentos amortecedores, enquanto que nas síncronas a corrente é fornecida por uma fonte de potência *cc* separada. Logo, os circuitos de campo da maioria das máquinas síncronas e de indução estão localizados em seus rotores. A Figura 3 e Figura 4 mostram o estator e o rotor de um motor de indução trifásico, máquina de indução, bem como permitem que visualizar com mais detalhes seus aspectos construtivos.

Figura 3 - Pacotes de chapas do estator de um motor de indução trifásico de alta tensão, linha M do fabricante WEG.



Fonte: Adaptado de WEG (2015)

Figura 4 - Rotor de gaiola de esquilo de um motor de indução trifásico do fabricante WEG



Fonte: Adaptado de WEG (2015)

Na maioria das máquinas rotativas, o estator e o rotor são feitos de aço elétrico e os enrolamentos são instalados em ranhuras alojadas nessas estruturas. O uso de um material de alta permeabilidade, aumenta o acoplamento entre as bobinas e a densidade de energia

magnética associada com a interação eletromecânica. Bem como permite que o projetista de máquinas dê forma aos campos magnéticos e distribua-os de acordo com as exigências de projeto de cada máquina em particular. O fluxo variável no tempo, presente nas estruturas da armadura dessas máquinas, tende a induzir correntes, conhecidas como correntes parasitas, no aço elétrico. As correntes parasitas podem ser uma grande fonte de perdas nessas máquinas e podem reduzir significativamente o seu desempenho. Para minimizar os efeitos das correntes parasitas, a estrutura da armadura é construída tipicamente de chapas delgadas de aço elétrico isoladas entre si, conforme pode-se visualizar na Figura 5.

Figura 5 - Pacote de chapas isoladas entre de um motor de indução trifásico do fabricante WEG

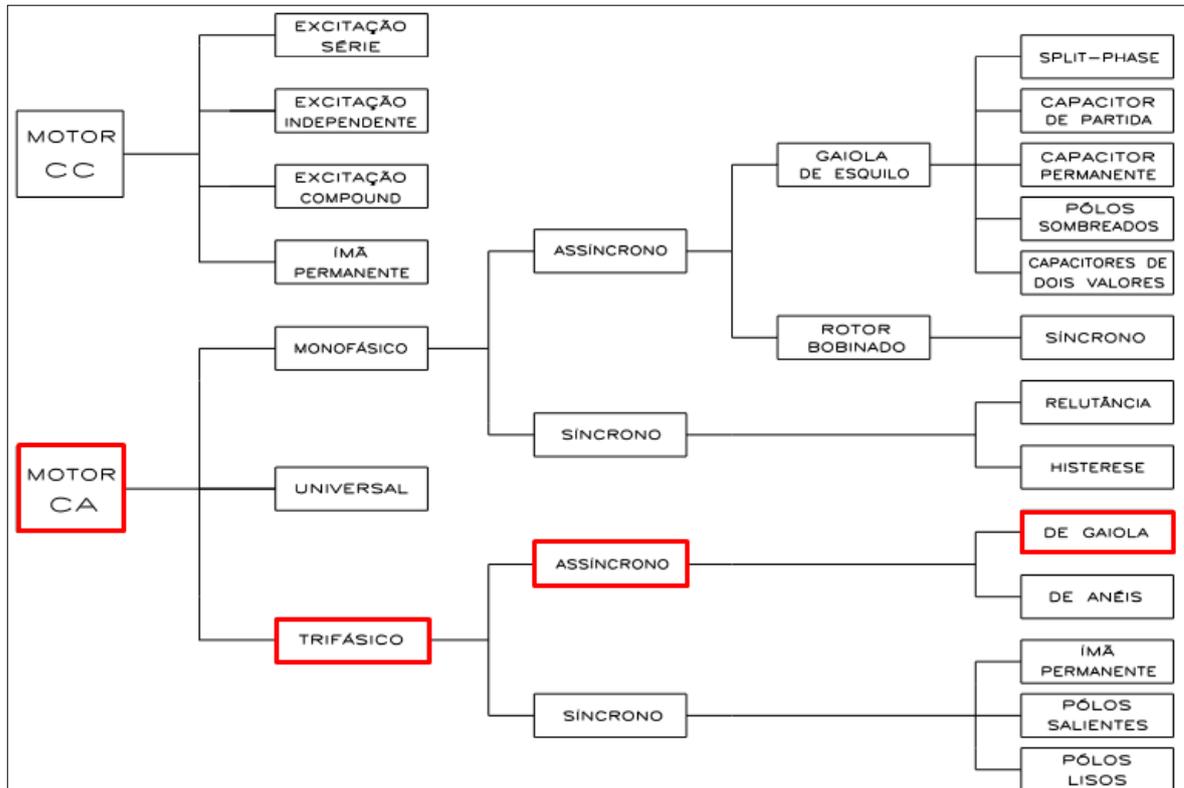


Fonte: Adaptado de WEG (2015)

2.2 Partes Integrantes do Motor de Indução

Os motores trifásicos de indução fazem parte das máquinas elétricas rotativas, classificados dentro da categoria de motores elétricos conforme ilustra o diagrama da Figura 6 no qual destaca-se o tipo de motor de indução a ser estudado neste trabalho.

Figura 6 - Tipos de motores elétricos, com destaque para o tipo de motor estudado neste trabalho



Fonte: Adaptado de WEG (2015)

A característica que diferencia um motor de indução dos demais é a não necessidade de uma corrente de campo *cc* para fazer a máquina operar. Embora seja possível usar uma máquina de indução como motor ou gerador, ela apresenta certas desvantagens como gerador e, por isso, ela é usada como gerador somente em aplicações especiais, como por exemplo em energia eólica. Por essa razão, as máquinas de indução são usualmente referidas como motores de indução.

Nos motores de indução, a corrente alternada é fornecida diretamente ao estator, enquanto que o rotor recebe a corrente por indução a partir do estator. Quando a excitação da máquina é feita por uma fonte polifásica equilibrada, um campo magnético é produzido no entreferro girando na velocidade, que se denomina de síncrona, determinada pelo número de polos do estator e pela frequência aplicada ao mesmo (conceitos que serão vistos posteriormente). Para que as correntes induzidas no rotor existam, a velocidade mecânica do eixo do motor deverá ser diferente da velocidade do campo girante, caso contrário, um condutor sobre o rotor estaria sujeito a um campo fixo, sendo assim, não haveria correntes induzidas. Por essa razão o motor de indução se enquadra na categoria das máquinas assíncronas.

2.2.1 Estator

No contexto das máquinas elétricas rotativas, as máquinas assíncronas ou de indução são aquelas que apresentam a construção mais simples e robusta, especialmente com o rotor do tipo gaiola a ser detalhado posteriormente. Essas vantagens aliadas à produção seriada de motores padronizados, tornou a máquina de indução uma “commodity” cujo custo é inferior quando se compara com outros tipos de motores, dessa forma, justifica-se a sua grande utilização nos acionamentos em geral, principalmente industriais.

Em sua constituição, visualizada na Figura 7, compreende essencialmente pelo estator e pelo rotor. O estator é formado por chapas de aço silício de alta qualidade e sua superfície interna apresenta ranhuras para acomodar um enrolamento trifásico.

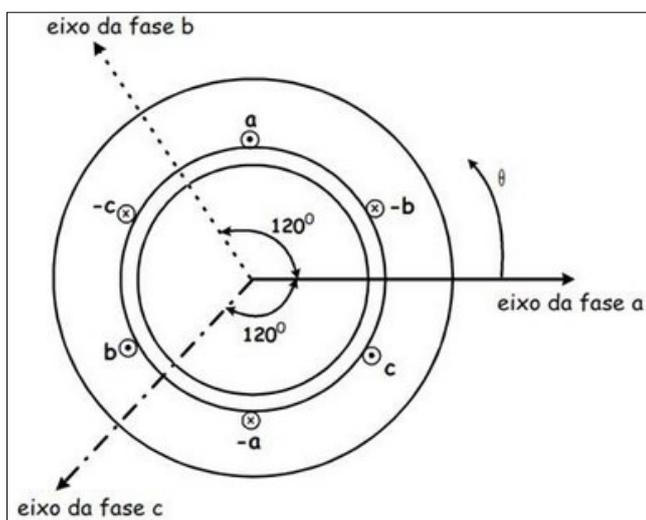
Figura 7 - Inserção de bobinas nas ranhuras do estator de um motor de indução trifásico de alta tensão, linha M do fabricante WEG.



Fonte: Adaptado de WEG (2015)

Estes enrolamentos são representados por três bobinas, cujos eixos se encontram defasados de 120 graus elétricos, conforme ilustra a Figura 8. Os enrolamentos recebem a denominação de trifásico uma vez que as tensões induzidas em cada uma das três fases por um campo girante de densidade de fluxo estão defasadas de 120 graus elétricos – uma característica que distingue o sistema trifásico simétrico.

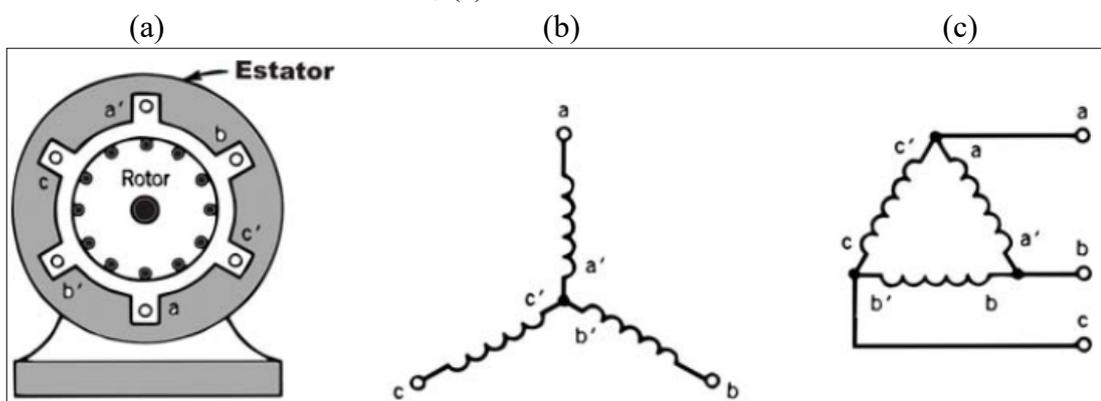
Figura 8 - Representação esquemática do arranjo dos enrolamentos trifásicos



Fonte: Adaptado de De Mendonça (2017)

Na Figura 9 (a), as três bobinas podem ser visualizadas na superfície interna do estator, de maneira que a bobina aa' representa todas as bobinas associadas à fase a, para um par de polos. Similarmente, a bobina bb' representa as bobinas da fase b e a bobina cc' representa as bobinas da fase c. Quando uma das extremidades de cada fase da bobina são ligadas entre si, como apresentado pela Figura 9 (b), o enrolamento do estator trifásico recebe a conexão em estrela (Y), ou a conexão em delta (Δ), na Figura 9 (c).

Figura 9 - Motor de indução trifásico (a) Vista em corte indicando o estator com enrolamento trifásico e o rotor de gaiola; (b) representação esquemática de um enrolamento de um estator trifásico conectado em Y; (c) enrolamento do estator conectado em Δ .



Fonte: Adaptado de Marques, Sambaqui e Duarte (2013)

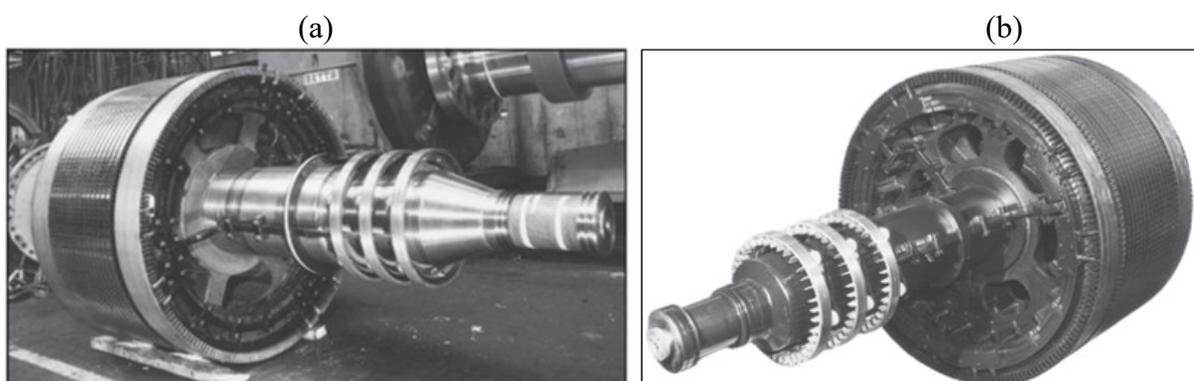
2.2.2 Rotor

O rotor também é formado de chapas de material ferromagnético com ranhuras, mas o enrolamento do rotor pode ser de dois tipos: gaiola de esquilo ou bobinado (enrolado). O último apresenta um conjunto completo de enrolamentos trifásicos, que são similares aos enrolamentos do estator. As três fases dos enrolamentos do rotor são usualmente ligadas em estrela (Y) e os seus três terminais são conectados aos anéis coletores, ou deslizantes, no eixo do rotor. Por sua vez, os enrolamentos do rotor são colocados em curto-circuito por meio de escovas que se apoiam nos anéis coletores, as Figura 10 e Figura 11, permitem visualizar a forma construtiva do rotor descrita (CHAPMAN, 2013).

Esse tipo de rotor permite que um resistor trifásico externo seja ligado ao enrolamento do rotor, com o propósito de possibilitar o controle de velocidade e torque no eixo. Na realidade, é a necessidade de um controle da velocidade e do torque que, de um modo geral, justifica o emprego do motor de indução do tipo rotor bobinado. Caso contrário, para valores fixos de velocidade e torque em regime permanente, o motor de indução de gaiola seria utilizado. Portanto, nos motores de indução de rotor bobinado, as correntes no rotor podem ser acessadas por meio de escovas, nas quais as correntes podem ser examinadas e resistências extras podem ser inseridas no circuito do rotor.

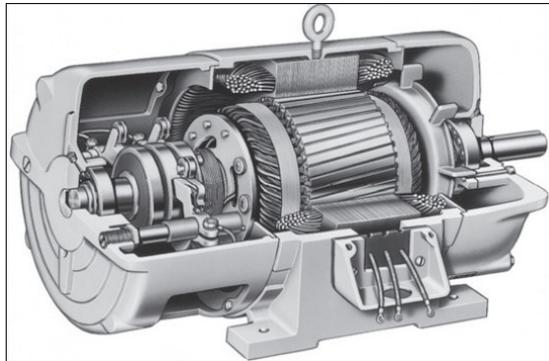
Segundo (CHAPMAN, 2013), os motores de indução de rotor bobinado são de custo maior que o dos motores de indução de gaiola de esquilo. Eles exigem muito mais manutenção devido ao desgaste associado a suas escovas e anéis deslizantes. Como resultado, os motores de indução de enrolamento bobinado raramente são usados.

Figura 10 - Rotores bobinados típicos de motores de indução, com os anéis deslizantes e as barras de conexão dos enrolamentos do rotor.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

Figura 11 - Vista em corte de um motor de indução trifásico de rotor bobinado, mostrando os anéis deslizantes e as escovas. Os enrolamentos do rotor são inclinados com o intuito de eliminar as harmônicas de ranhura.

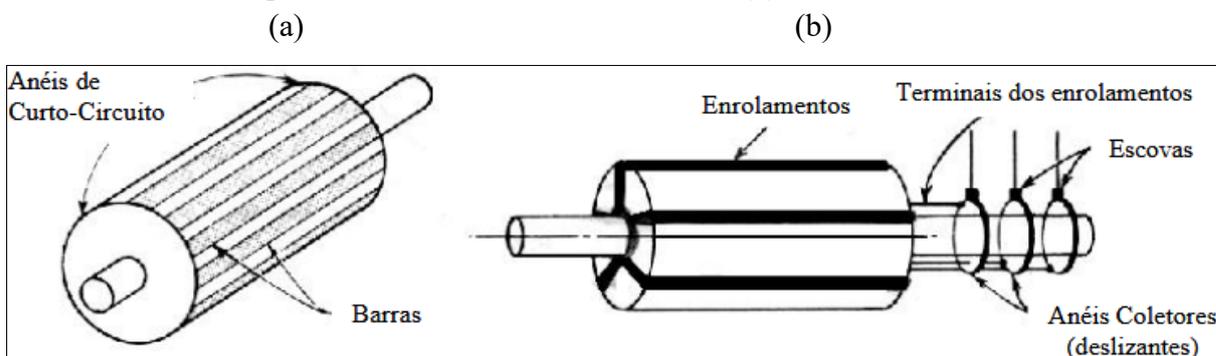


Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

O rotor do tipo gaiola de esquilo consiste em uma série de barras condutoras de cobre imersas nas ranhuras do rotor e postas em curto-circuito nas duas extremidades por meio de anéis de cobre, denominados de anéis de curto-circuito, conforme mostrado nas Figura 12 e Figura 13 (em alguns dos tamanhos menores, usa-se alumínio). O tipo com rotor de gaiola é não apenas de construção mais simples e mais econômica que o tipo de rotor bobinado, mas também é mais robusto. Não existem anéis coletores nem escovas de carvão. Essa forma construtiva recebe o nome de gaiola de esquilo porque, se os condutores fossem examinados isoladamente, seriam semelhantes àquelas rodas nas quais os esquilos ou os *hamsters* correm fazendo exercício (DEL TORO, 1999) (CHAPMAN, 2013).

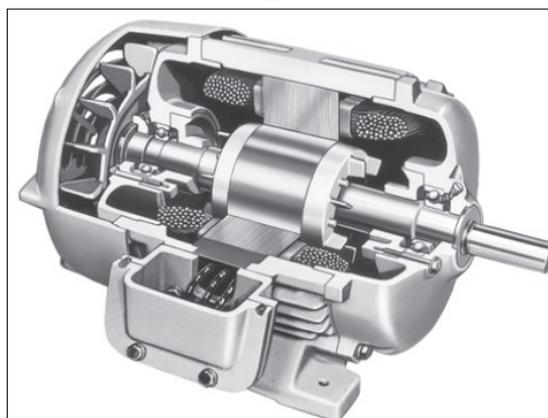
O rotor de gaiola não permite nenhum acesso ao enrolamento rotórico, sendo os parâmetros do mesmo determinados pela sua execução. Nessa construção, os condutores do rotor são montados sobre o núcleo sem nenhum tipo de isolamento, aumentando expressivamente a confiabilidade do mesmo. Nos motores de fabricação seriada, essa gaiola é obtida por um processo de fundição ou injeção de alumínio diretamente no núcleo do rotor, tornando possível uma taxa de automação, o que contribui para a redução do custo de fabricação. Na grande maioria das aplicações industriais, é essa a configuração utilizada para o acionamento dos mais variados tipos de cargas (FITZGERALD, 2006).

Figura 12 - Tipos de rotores encontrados nos motores de indução trifásico: (a) Gaiola de Esquilo com os anéis curto-circuitados; (b) Rotor bobinado.



Fonte: Adaptado de Loureiro (2016)

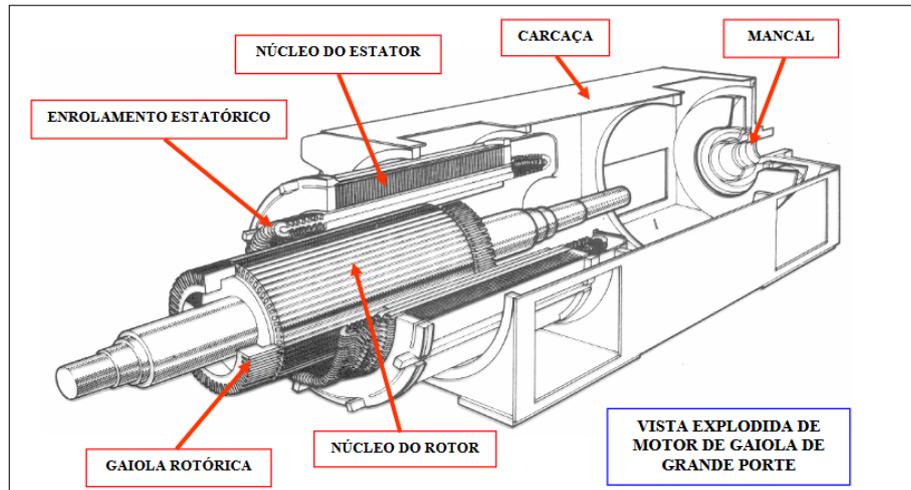
Figura 13 - Diagrama em corte: de um pequeno motor de indução típico com rotor gaiola de esquilo.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

Em qualquer dos tipos de rotor, o mesmo é montado dentro e mantido concêntrico com o estator, sustentado por um sistema de mancais presente na mecânica geral do motor, conforme pode-se visualizar na Figura 14.

Figura 14 - Vista em corte de um motor de indução do tipo gaiola de esquilo, com suas partes integrantes.



Fonte: Adaptado de USP (2015)

2.2.3 Entreferro

O espaço de ar anular que se forma entre a superfície interna do estator e a superfície externa do rotor é denominado de entreferro, que propicia a conversão eletromecânica do motor de indução (USP, 2016). Para um dado valor nominal, este espaço nos motores é construído tão pequeno quanto o espaçamento mecânico o permita, de maneira a manter a corrente de magnetização com o menor valor possível. Os comprimentos dos entreferros variam entre 0,05 cm, para uma máquina pequena, a 0,13 cm, para máquinas de maior valor nominal e maior velocidade (DEL TORO, 1999) (FITZGERALD, 2006).

2.3 Campo Magnético Girante

O campo magnético girante é produzido a partir da aplicação de uma tensão trifásica ao enrolamento trifásico do estator do motor de indução, esta tensão cria um campo magnético girante e induz uma *fem* (força eletromotriz induzida ou tensão induzida) no enrolamento do rotor. A força eletromotriz induzida é chamada de *fem* de trabalho em razão de fazer uma corrente circular através dos condutores do enrolamento de armadura (estator). Assim, ela se associa com a onda de densidade de fluxo girante para produzir o torque, de acordo com a Equação (1) (DEL TORO, 1999) (FITZGERALD, 2006).

$$e = \omega N \Phi \text{ sen } \omega t \quad (1)$$

Onde:

e é o valor instantâneo da força eletromotriz induzida em qualquer fase;

N é o número total de espiras por fase de um enrolamento trifásico;

Φ é o fluxo total por polo;

ω é a velocidade de corte relativa, em radianos elétricos por segundo, do enrolamento com relação à onda de densidade de fluxo.

Por sua vez, a velocidade de corte relativa, em radianos elétricos por segundo, é relacionada com frequência da máquina (f) em *Hertz (Hz)*, através da Equação (2).

$$\omega = 2 \pi f \quad (2)$$

O valor máximo da tensão instantânea da força eletromotriz induzida (e) ocorre para quando a parcela $\text{sen } \omega t$ da Equação (1), tiver valor unitário. Logo, ao adotar estas considerações, chega-se à Equação (3).

$$E_{m\acute{a}x} = \omega N \Phi \quad (3)$$

O valor eficaz é obtido dividindo-se por $\sqrt{2}$, e pode-se ainda substituir a velocidade de corte relativa (ω) na Equação (2), dessa forma, as alterações resultam na Equação (4).

$$E_{eficaz} = \frac{E_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi N \Phi = 4,44 f N \Phi \quad (4)$$

Deve-se ressaltar que o fluxo máximo por polo (Φ), presente nas Equações (1), (3) e (4), consiste em uma grandeza do espaço, que enlaça uma bobina com uma quantidade de N espiras abrangendo o passo por polo pleno.

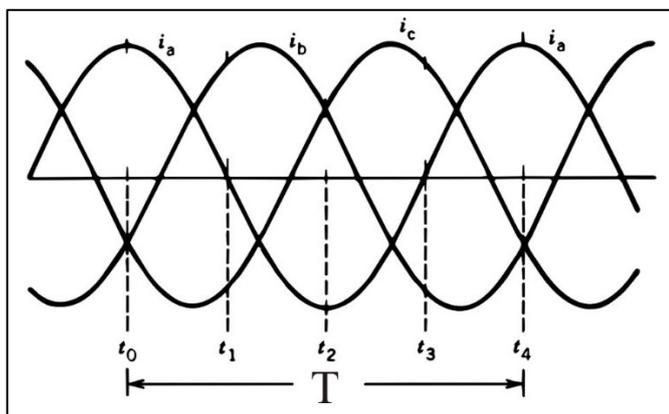
Outra consideração relevante a ser feita nesta parte teórica é que em máquinas reais o número total de espiras por fase não está concentrado em uma única bobina, mas se encontra distribuído ao longo de um terço do passo polar (60 graus elétricos para cada uma das três fases). No que tange um projeto de uma máquina, assunto a ser visto posteriormente neste mesmo capítulo com mais detalhes, as bobinas individuais que compõem o total de N espiras são projetadas, de maneira intencional, a abranger de 80% a 85% o passo polar e não o passo do pólo pleno. Essa bobina é chamada de bobina de passo fracionário, e minimiza a componente

fundamental harmônica da onda de densidade de fluxo. A redução da componente fundamental é representada por um fator de enrolamento, que se encontra na faixa usual de 0,85 a 0,95. Assim, a Equação (4) altera-se para a (5), acrescida do fator de enrolamento (k_w) (DEL TORO, 1999).

$$E_{eficaz} = 4,44 f N k_w \Phi \tag{5}$$

Pode-se considerar o campo girante como a chave para a operação do motor de indução. Este campo é produzido por contribuições de enrolamentos de fase deslocados no espaço, conduzindo corrente trifásicas, de mesma intensidade e defasadas a 120° graus elétricos entre si, circulando nas fases *a*, *b* e *c*. A Figura 15 e Figura 16 ilustram as correntes para instantes diferentes, de maneira a exibir o comportamento das mesmas para um motor de indução.

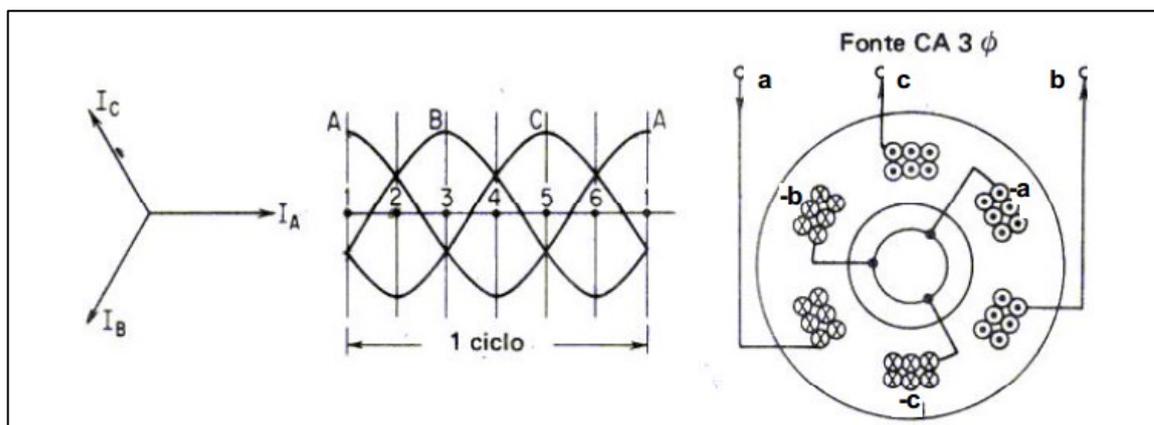
Figura 15 – Representação das correntes instantâneas trifásicas sob condições de equilíbrio trifásico



Fonte: Adaptado de Marques, Sambaqui e Duarte (2013)

Figura 16 – Correntes trifásicas alternadas equilibradas

(a) (b) (c)



Fonte: Adaptado de Loureiro (2016)

Sob condições de equilíbrio trifásico e adotando a corrente da fase a como referência, no instante em que é máxima positiva, as correntes instantâneas em cada fase, são expressas nas Equações (6), (7) e (8). O sentido de referência para correntes positivas de fase pode ser visualizada através da Figura 15.

$$i_a = I_m \cos(\omega t) \quad (6)$$

$$i_b = I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (7)$$

$$i_c = I_m \cos(\omega t + 120^\circ) \quad (8)$$

Onde:

I_m é o valor máximo de corrente;

ω é a velocidade de corte relativa, em radianos elétricos por segundo, do enrolamento com relação à onda de densidade de fluxo;

t é o instante de tempo observado.

As correntes: i_a , i_b e i_c produzem intensidades de campo magnético proporcionais às suas respectivas correntes, de acordo com a Lei de Ampère ($HI = NI$).

2.3.1 FMM

A fmm (força magnetomotriz) resultante do estator em qualquer instante de tempo é composta das contribuições de cada fase. Caso o eixo da fase a (Figura 15) for adotado como referência zero para o ângulo de deslocamento (α) no entreferro, o campo alternado instantâneo criado por esta fase é expresso matematicamente pela Equação (9) (DEL TORO, 1999).

$$\mathcal{F}_a = \mathcal{F}_m \cos(\omega t) \cos(\alpha) \quad (9)$$

Onde:

\mathcal{F}_m é o valor máximo da fmm por polo;

α o ângulo de deslocamento no entreferro.

A Equação acima sugere que caso um observador seja colocado no espaço, em $\alpha = 0^\circ$

(eixo da fase a), enxerga no tempo $t = 0$, o valor máximo da fmm da fase a . Portanto, à medida que o tempo passa, o valor desta fmm se altera.

Para a fase b é importante lembrar-se que quando uma tensão trifásica equilibrada é aplicada ao enrolamento do estator equilibrado, uma corrente variável no tempo de enrolamento da fase b está deslocada de 120 graus elétricos do da fase a , conforme pode ser visualizado nas Figura 15 e Figura 16. O eixo do enrolamento da fase b está também deslocado por 120 graus elétricos no espaço, logo, a fmm da fase b pode ser expressa matematicamente pela Equação (10), com modificações relativas à variável de tempo (t) e à variável no espaço (α).

$$\mathcal{F}_b = \mathcal{F}_m \cos(\omega t - 120^\circ) \cos(\alpha - 120^\circ) \quad (10)$$

Similarmente, a fmm da fase c pode ser determinada pela Equação (11).

$$\mathcal{F}_c = \mathcal{F}_m \cos(\omega t - 240^\circ) \cos(\alpha - 240^\circ) \quad (11)$$

A fmm resultante do enrolamento trifásico total é obtida pela soma das contribuições instantâneas das fmm s de cada fase, de acordo com a Equação (12).

$$\mathcal{F}_r = \mathcal{F}_a + \mathcal{F}_b + \mathcal{F}_c \quad (12)$$

Ao aplicar a identidade trigonométrica na Equação (12), chega-se a Equação (13).

$$\mathcal{F}_r = \frac{\mathcal{F}_m}{2} [\cos(\omega t - \alpha) + \cos(\omega t + \alpha) + \cos(\omega t - \alpha) + \cos(\omega t + \alpha - 240^\circ) + \cos(\omega t - \alpha) + \cos(\omega t + \alpha - 120^\circ)] \quad (13)$$

Simplificando a Equação (13), de modo que o segundo, quarto e sexto termos são iguais em amplitude e deslocados de 120°, logo, seus valores serão iguais a zero. Dessa forma, chega-se à simplificação na Equação (14) para um campo girante de amplitude constante (DEL TORO, 1999) (FITZGERALD, 2006).

$$\mathcal{F}_r = \frac{3}{2} \mathcal{F}_m \cos(\omega t - \alpha) \quad (14)$$

Se um observador for colocado fixo no espaço na posição $\alpha = 30^\circ$, com o decorrer do tempo e aplicando-se a Equação (14), obtêm-se os seguintes valores para a *fmm* resultante (DEL TORO, 1999) (FITZGERALD, 2006):

Para $\omega t_1 = 0^\circ$

$$\mathcal{F}_r = \frac{3}{2} \mathcal{F}_m \frac{\sqrt{3}}{2} \tag{15}$$

Para $\omega t_2 = 30^\circ$

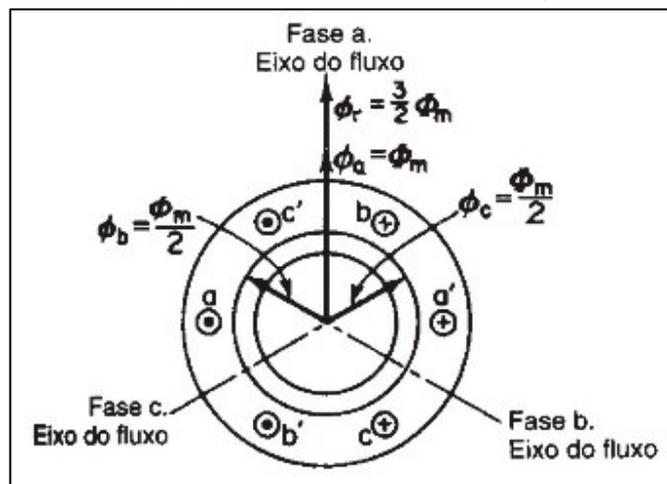
$$\mathcal{F}_r = \frac{3}{2} \tag{16}$$

Para $\omega t_3 = 120^\circ$

$$\mathcal{F}_r = 0 \tag{17}$$

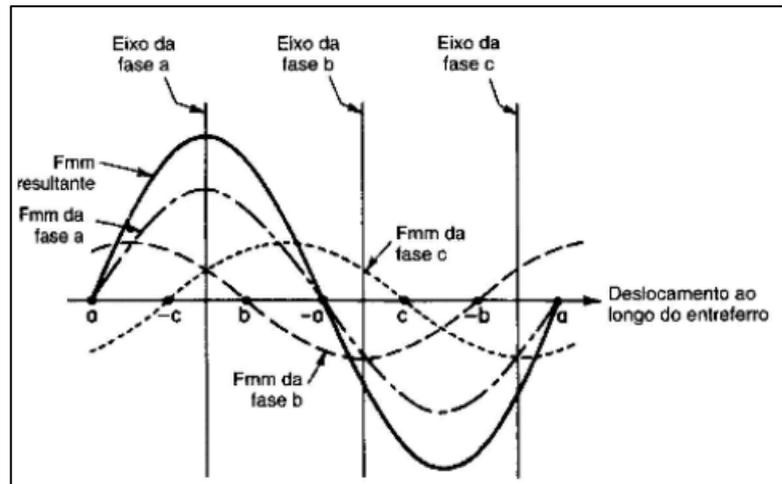
Por fim, as Figura 17 e Figura 18 permitem visualizar respectivamente o campo induzido na fase *a* do motor, assim como as *fmm*s de todas as fases e a *fmm* resultante no motor correspondente ao instante t_0 da Figura 15.

Figura 17 - Campo induzido para o instante t_0 da Figura 15.



Fonte: Adaptado de Del Toro (1999)

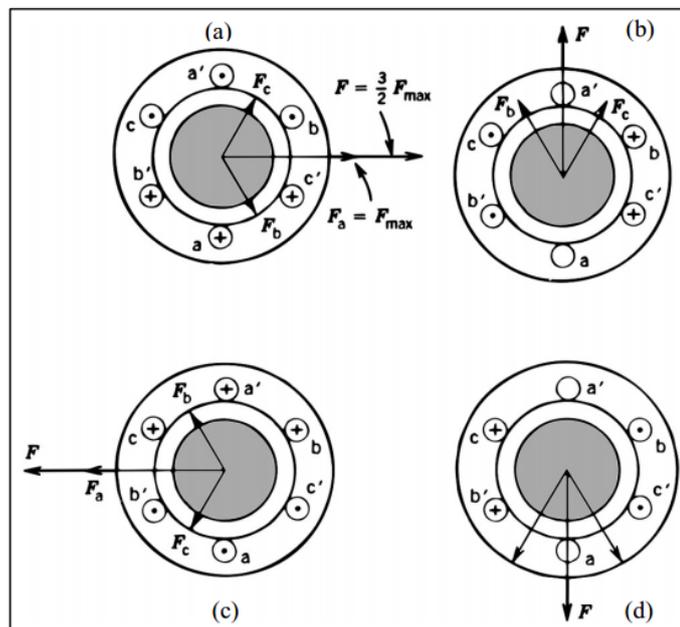
Figura 18 - F_{mms} induzidas para o instante t_0 da Figura 15.



Fonte: Adaptado de Del Toro (1999)

A Figura 19 mostra o campo magnético girante para os quatro instantes diferentes da Figura 15: (a) t_0 , (b) t_1 , (c) t_2 e (d) t_3 .

Figura 19 - Representação do campo magnético girante para quatro instantes diferentes de tempo da Figura 15: (a) t_0 , (b) t_1 , (c) t_2 e (d) t_3 .



Fonte: Adaptado de Marques, Sambaqui e Duarte (2013)

2.3.2 Torque Eletromagnético

Na maioria das máquinas de ca , o enrolamento de campo é projetado intencionalmente para produzir uma densidade de fluxo distribuída quase senoidalmente e o enrolamento de

armadura é colocado de forma similar para produzir uma distribuição ampère-condutor que é também distribuída quase senoidalmente ao longo da periferia da estrutura do rotor (DEL TORO, 1999).

O torque eletromagnético em uma máquina de indução é produzido pela interação da distribuição de ampère-condutor da armadura com a distribuição de campo. Estando as correntes no estator e a densidade de fluxo distribuídas senoidalmente e considerando que a corrente em cada fase esteja defasada de Ψ graus do campo girante da mesma fase, tem-se que o torque final desenvolvido pelo motor é dado pela seguinte Equação (18) (DEL TORO, 1999).

$$T = \pi \frac{p}{2} J_m B_m \ell r \cos \Psi \quad (18)$$

Onde:

T é o torque eletromagnético ($N.m$);

p é o número de polos do motor;

J_m é a densidade máxima de corrente no estator (A/rad);

B_m é a densidade máxima de fluxo magnético;

ℓ é o comprimento axial do rotor;

r é o raio do rotor;

Ψ é o ângulo de deslocamento de fase entre o início da lâmina de corrente e o início da onda de densidade de fluxo debaixo de um polo.

Como pode-se analisar pela Equação (18), o torque é constante para um dado valor de Ψ . Durante a partida do motor, o campo do estator, que gira à velocidade síncrona, induz um torque no rotor com o sentido de alinhar seu campo com o do estator. À medida que o rotor aumenta sua velocidade, o campo do estator passa a cortar com uma taxa menor as bobinas do rotor. Dessa maneira, reduz a *fmm* induzida resultante por fase e conseqüentemente a corrente nos condutores do rotor, fornecendo um menor torque. Todo o processo continua até que o rotor atinja uma velocidade tal que forneça uma *fmm* suficiente para produzir apenas a corrente necessária para desenvolver um torque igual ao torque contrário, devido às perdas por atrito ou à carga acoplada. Enquanto existir um torque contrário a ser vencido, a velocidade do rotor não irá se igualar à velocidade síncrona. Ademais, pode-se observar que as correntes trifásicas geram um torque de partida no motor, já que neste caso tem-se $\Psi \neq 90^\circ$ (ALMEIDA, 2012) (DEL TORO, 1999).

2.4 Velocidade Síncrona

Quando um conjunto de tensões são aplicadas ao estator, um conjunto de correntes trifásicas circulam no estator. Essas correntes produzem um campo magnético, que está girando em sentido anti-horário (CHAPMAN, 2013). Assim, a velocidade síncrona de um motor de indução trifásico é definida pela velocidade de rotação do campo girante (campo magnético), a qual depende do número de polos (p) do motor e da frequência da rede (f), dada em Hertz (Hz).

Os enrolamentos podem ser construídos com um ou mais pares de polos, que se distribuem alternadamente (um “norte” e um “sul”) ao longo da periferia do núcleo magnético. O campo girante percorre um par de polos (P) a cada ciclo. Dessa forma, como o enrolamento tem polos ou pares de polos, a velocidade de campo pode ser então definida na Equação (19) (WEG, 2015):

$$n_{sinc} = \frac{60 f}{P} = \frac{120f}{p} \quad (19)$$

Onde:

n_{sinc} é a velocidade de rotação ou velocidade síncrona (rpm);

f é a frequência do sistema aplicada ao estator (Hz);

P é o número de pares de polos de motor para a Equação (19);

p é o número de polos do motor, que equivalente a $2P$;

2.5 Escorregamento, velocidade de escorregamento e frequência

A tensão induzida nas barras do rotor de um motor de indução depende da velocidade do rotor em relação aos campos magnéticos. Dois termos são comumente utilizados para definir o movimento relativo do rotor e dos campos magnéticos, um deles é a velocidade de escorregamento, definida como a diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade do rotor, de acordo com a Equação (20) (CHAPMAN, 2013).

$$n_{esc} = n_{sinc} - n_m \quad (20)$$

Onde:

n_{esc} é a velocidade de escorregamento da máquina (*rpm*);

n_{sinc} é a velocidade dos campos magnéticos em (*rpm*);

n_m é a velocidade mecânica do eixo do motor em (*rpm*).

Por ser uma grandeza adimensional e menor que um, o escorregamento é expresso mais usualmente como sendo uma fração da velocidade síncrona (FITZGERALD, 2006). Ele pode ser também definido em termos de porcentagem, como na Equação (21).

$$s = \frac{n_{sinc} - n_m}{n_{sinc}} (x 100\%) \quad (21)$$

Em termos da velocidade angular (ω) em radianos por segundos (*rad/s*), o escorregamento pode ser expresso como na Equação (22).

$$s = \frac{\omega_{sinc} - \omega_m}{\omega_{sinc}} (x 100\%) \quad (22)$$

A velocidade do rotor em *rpm* pode ser expressa em termos do escorregamento e da velocidade síncrona, de acordo com a Equação (23).

$$n_m = (1 - s)n_{sinc} \quad (23)$$

De maneira semelhante, a velocidade angular mecânica (ω_m) pode ser expressa em termos da velocidade síncrona angular (ω_{sinc}) e do escorregamento, de acordo com a Equação (24).

$$\omega_m = (1 - s)\omega_{sinc} \quad (24)$$

O movimento relativo entre o fluxo do estator e os condutores do rotor induz tensões de frequência f_r , sendo esta denominada de frequência de escorregamento, no rotor. Logo, a Equação (25) permite estabelecer uma relação entre a frequência produzida pelo movimento relativo entre os enrolamentos do estator e do rotor.

$$f_r = s f_e \quad (25)$$

Onde:

f_r é a frequência de escorregamento no rotor;

f_e é a frequência no estator.

Algumas observações relevantes podem ser feitas em relação ao funcionamento do motor com as equações já expressas. Na partida do motor, o rotor encontra-se parado ($n_m = 0$), logo, o escorregamento é unitário ($s = 1$) e a frequência do rotor é igual à frequência do estator (f_e), de acordo com a Equação (25). Dessa forma, o campo produzido pelas correntes do rotor gira com a mesma velocidade que o campo do estator, resultando um conjugado de partida que faz com que o rotor tenda a girar no sentido de rotação do campo de indução do estator. Se esse conjugado for suficiente para superar a oposição à rotação criada pela carga no eixo, então o motor atingirá a sua velocidade de operação. No entanto, essa velocidade não pode se igualar à velocidade síncrona, pois dessa forma os condutores do rotor estariam estacionários em relação ao campo do estator. Assim, nenhuma corrente seria induzida neles e, conseqüentemente, nenhum conjugado seria produzido (FITZGERALD, 2006) (DEL TORO, 1999) (CHAPMAN, 2013).

2.6 Circuito Equivalente

Como foi expresso neste capítulo, o motor de indução opera através da indução de tensões e correntes do circuito do estator no rotor. Denominado também de máquina de excitação simples em razão da potência fornecida somente aos enrolamentos do estator, o seu circuito equivalente se assemelha ao encontrado em um transformador (CHAPMAN, 2013).

O motor de indução por não apresentar um circuito de campo independente, o modelo do seu circuito equivalente não contém uma fonte interna, como é o caso das máquinas síncronas (CHAPMAN, 2013). Sabendo-se que em um motor de indução trifásico as tensões e correntes de cada fase sofrem um deslocamento de $\pm 120^\circ$, o circuito equivalente da máquina de indução polifásica pode ser representado com todos os seus parâmetros expressos para uma fase. Caso se queira as tensões e correntes nas demais, basta aplicar o deslocamento anteriormente mencionado (FITZGERALD, 2006).

2.6.1 Circuito Equivalente do Estator

Sabe-se que o fluxo no entreferro é o responsável por gerar as forças contraeletromotrizes (*FCEM*) nas fases do estator e em razão das quedas de tensão pelas impedâncias do mesmo, a tensão terminal no estator é diferente da *FCEM* (FITZGERALD, 2006). Deste modo, tem-se que:

$$\dot{V}_1 = \dot{E}_2 + \dot{I}_1(R_1 + jX_1) \quad (26)$$

Onde:

\dot{V}_1 é a tensão de fase terminal no estator;

\dot{E}_2 é a força contra-eletromotriz gerada pelo fluxo de entreferro resultante;

\dot{I}_1 é a corrente no estator;

R_1 é a resistência do estator;

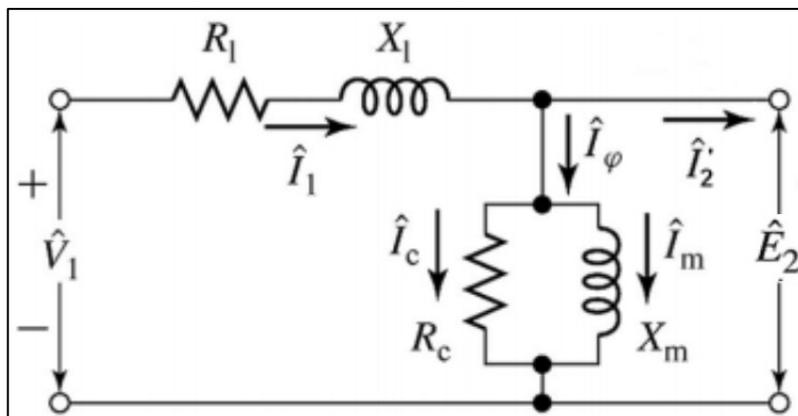
X_1 é a reatância de dispersão do estator.

As forças magnetomotrizes (*fmm*s) das correntes do estator e do rotor são responsáveis por criarem o fluxo resultante no entreferro. A corrente no estator, assim como no transformador, corresponde a soma de duas outras componentes: a corrente de carga e a corrente de excitação ou também denominada de magnetização. A componente de carga (\dot{I}_2) produz uma *fmm* que corresponde à *fmm* da corrente do rotor, enquanto que a corrente de excitação (\dot{I}_ϕ) corresponde à corrente necessária para criar o fluxo no entreferro e é função da força eletromotriz (*FEM*), \dot{E}_2 . A corrente de excitação (\dot{I}_ϕ) por sua vez é o resultado de duas contribuições: a componente de perdas no núcleo (\dot{I}_c) que está em fase com \dot{E}_2 e a componente de magnetização (\dot{I}_m), atrasada 90° em relação a \dot{E}_2 (FITZGERALD, 2006). Ela varia de 30% a 50% do valor da corrente nominal do motor de indução (CHAPMAN, 2013).

O circuito equivalente do estator da máquina polifásica na Figura 20, semelhante ao circuito primário do transformador, apresenta as polaridades das correntes e tensões e os parâmetros explicados anteriormente. Observa-se na Figura 20, que R_c e X_m representam, respectivamente, a resistência de perdas no núcleo e a reatância de magnetização, que está ligada a \dot{E}_2 . Estes parâmetros integram no circuito, o denominado ramo de derivação, e são determinados para a frequência nominal do estator e para um valor de \dot{E}_2 próximo do valor

esperado de operação. Para pequenos desvios de \dot{E}_2 , durante o funcionamento do motor, os valores de R_c e de X_m podem ser considerados constantes (FITZGERALD, 2006).

Figura 20 - Circuito equivalente do estator para um motor de indução trifásico



Fonte: Adaptado de Fitzgerald (2006)

2.6.2 Circuito Equivalente do Rotor

A tensão aplicada nos enrolamentos do estator, induzem tensões nos enrolamentos do rotor do motor de indução. De modo a incluir os efeitos do rotor no circuito equivalente do motor de indução, a impedância do rotor pode ser representada, do ponto de vista do circuito equivalente do estator na Equação (27):

$$Z_2 = \frac{\dot{E}_2}{\dot{I}_2} \quad (27)$$

Onde:

Z_2 corresponde à impedância de dispersão do circuito equivalente secundário do motor.

Assim como no transformador em que o circuito secundário pode ser referido ao primário, através da multiplicação pelo quadrado da relação de espiras entre o primário e o secundário, de modo semelhante, a impedância do rotor do motor de indução pode então ser referida ao estator (primário).

Sabe-se que o rotor de uma máquina de indução é curto-circuitado, sendo assim, a impedância vista pela tensão induzida é a impedância de curto-circuito do rotor. A Equação (28) fornece a relação entre a impedância de dispersão do rotor equivalente (Z_{2s}), na frequência

de escorregamento, e a impedância de dispersão (Z_{rotor}), na frequência de escorregamento, do rotor real, deve ser:

$$Z_{2s} = \frac{\dot{E}_{2s}}{\dot{I}_{2s}} = N_{ef}^2 \left(\frac{\dot{E}_{rotor}}{\dot{I}_{rotor}} \right) = N_{ef}^2 \cdot Z_{rotor} \quad (28)$$

Onde:

O subscrito 2s refere-se às grandezas associadas ao rotor referido;

Z_{2s} é a impedância de dispersão rotor equivalente;

\dot{E}_{2s} representa a tensão induzida pelo fluxo de entreferro resultante no rotor equivalente;

\dot{I}_{2s} corresponde à corrente induzida.

N_{ef} é a relação de espiras efetiva entre o enrolamento do estator e o enrolamento do rotor real;

Z_{rotor} é a impedância de dispersão na frequência de escorregamento;

Outro aspecto que deve ser levado em consideração na análise do circuito equivalente do rotor, diz respeito ao movimento relativo entre o estator e rotor. De tal forma, que o movimento relativo máximo ocorre quando o rotor estiver parado, condição que denomina-se de *rotor bloqueado* ou *travado* (CHAPMAN, 2013).

Nesta situação, tem-se a maior tensão e a maior frequência que são induzidas no rotor. A condição com a menor tensão, próxima de zero volt, e de menor frequência (nula), ocorre quando o rotor apresentar a mesma velocidade que o campo magnético do estator, de modo a resultar em um movimento relativo nulo.

O valor e a frequência da tensão induzida no rotor, para qualquer velocidade é diretamente proporcional ao escorregamento do rotor. Logo, na condição com o rotor bloqueado, a tensão induzida pode ser denotada de E_2 e para qualquer escorregamento, a Equação (29) expressa essa relação.

$$E_{2s} = sE_2 \quad (29)$$

A frequência da tensão induzida (f_{2s}) para qualquer escorregamento pode ser determinada na Equação (30):

$$f_{2s} = sf_2 \quad (30)$$

A reatância do rotor depende da indutância e da frequência da tensão e da corrente do rotor. Dessa forma, a Equação (31) define esta relação.

$$X_{2s} = \omega_2 L_r = 2\pi f_{2s} L_r \quad (31)$$

Onde:

X_{2s} é a reatância do rotor referida em;

ω_2 é a velocidade angular do rotor;

L_r é a indutância do rotor;

f_{2s} é a frequência do rotor em Hz.

Pela Equação (30), temos que $f_{2s} = sf_2$, substituindo na Equação (31), tem-se que:

$$X_{2s} = sX_2 \quad (32)$$

Onde:

X_2 é a reatância do rotor na condição bloqueado.

A Equação (33) apresenta impedância equivalente do rotor referido ao estator.

$$Z_{2s} = \frac{\dot{E}_{2s}}{\dot{I}_{2s}} = R_2 + jsX_2 \quad (33)$$

Onde:

R_2 é a resistência do rotor referido;

sX_2 é a reatância de dispersão do rotor referido, na frequência de escorregamento.

Em relação às correntes: \dot{I}_2 e \dot{I}_{2s} , elas apresentarão valores iguais em magnitude, pois \dot{I}_{2s} é definida como sendo a corrente em um rotor equivalente, com o mesmo número de espiras por fase que o estator e \dot{I}_2 corresponde à corrente de carga equivalente. Dessa forma, tendo em vista que a onda resultante no entreferro da força magnetomotriz (fmm) é determinada pela soma fasorial da corrente do estator e da corrente do rotor, tanto \dot{I}_2 como \dot{I}_{2s} devem ser iguais também em fase, de acordo com a Equação (34).

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_{2s} \quad (34)$$

Onde:

\dot{I}_2 é a corrente de carga equivalente;

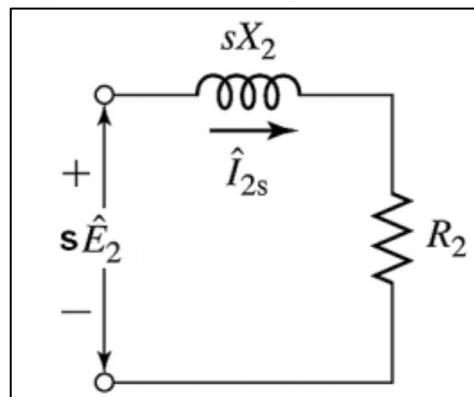
\dot{I}_{2s} é a corrente do rotor equivalente.

Dividindo a Equação (33) pela Equação (34) e utilizando Equação (29) chega-se à Equação (35). Logo, a corrente do rotor (\dot{I}_{2s}) pode então ser expressa na Equação (35), em que a resistência refletida $\frac{R_2}{s}$ é função da carga mecânica, ou seja, do escorregamento.

$$\frac{\dot{E}_{2s}}{\dot{I}_{2s}} = \frac{s\dot{E}_2}{\dot{I}_2} = Z_{2s} = R_2 + jsX_2 \quad (35)$$

Portanto, o circuito equivalente do rotor de um motor de indução, pode enfim ser desenhado com seus parâmetros em função do escorregamento, na Figura 21.

Figura 21 - Circuito equivalente do rotor para um motor de indução trifásico



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

Dividindo a Equação (35) pelo escorregamento, chega-se na Equação (36).

$$Z_2 = \frac{\dot{E}_2}{\dot{I}_2} = \frac{R_2}{s} + jX_2 \quad (36)$$

A Equação (36) apresenta a impedância de rotor equivalente estacionário que pode ser visualizada nos terminais de carga do circuito equivalente do estator da Figura 20.

Para realizar uma análise sobre a corrente do rotor, a Equação (36) pode ser rearranjada, resultando na Equação (37).

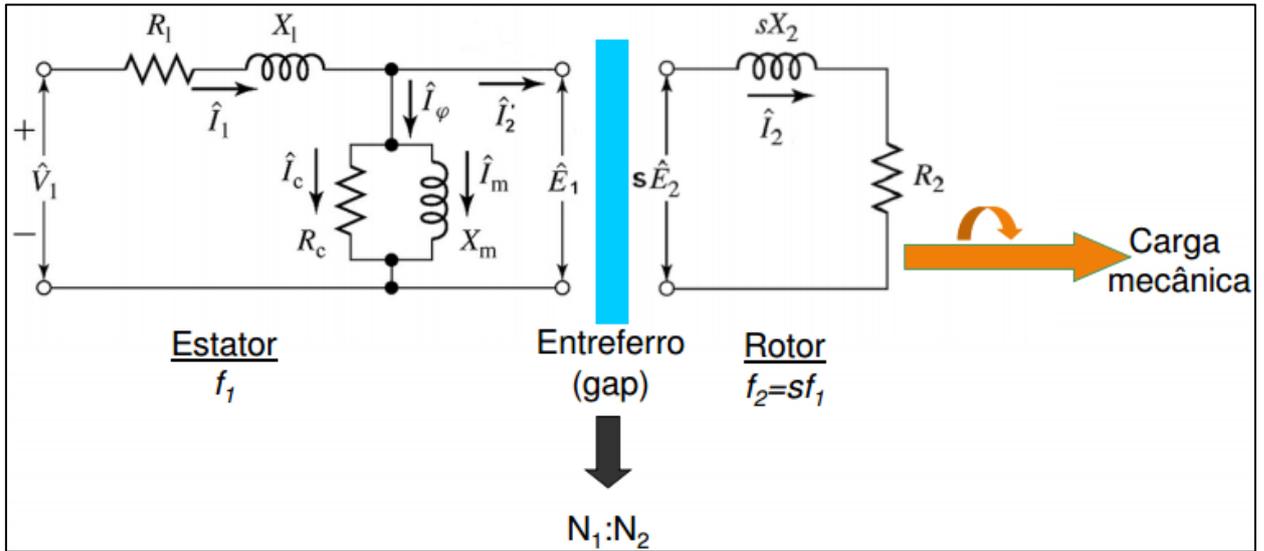
$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{\frac{R_2}{s} + jX_2} \quad (37)$$

Observa-se na Equação (37) que o termo $\frac{R_2}{s}$ apresentará um valor bem maior em relação a X_2 quando o escorregamento “s” for muito baixo, dessa maneira, predomina-se o valor da resistência do rotor fazendo com que a corrente do rotor tenha comportamento linear com o escorregamento. Enquanto que um escorregamento elevado, implica no predomínio de X_2 sobre $\frac{R_2}{s}$ e a corrente do rotor aproximará para um valor de regime permanente.

2.6.3 *Circuito Equivalente Resultante*

Para se obter o circuito equivalente monofásico de uma máquina de indução polifásica, é necessário referir todas as grandezas presentes no circuito do rotor, dispostas na Figura 21, para o estator. Na Figura 22 é possível visualizar o circuito do estator e do rotor, sem este último estar referenciado, observa-se a posição do entreferro na máquina, localizado justamente entre os dois tipos de enrolamentos existentes (de armadura e de campo), conforme a teoria apresentou.

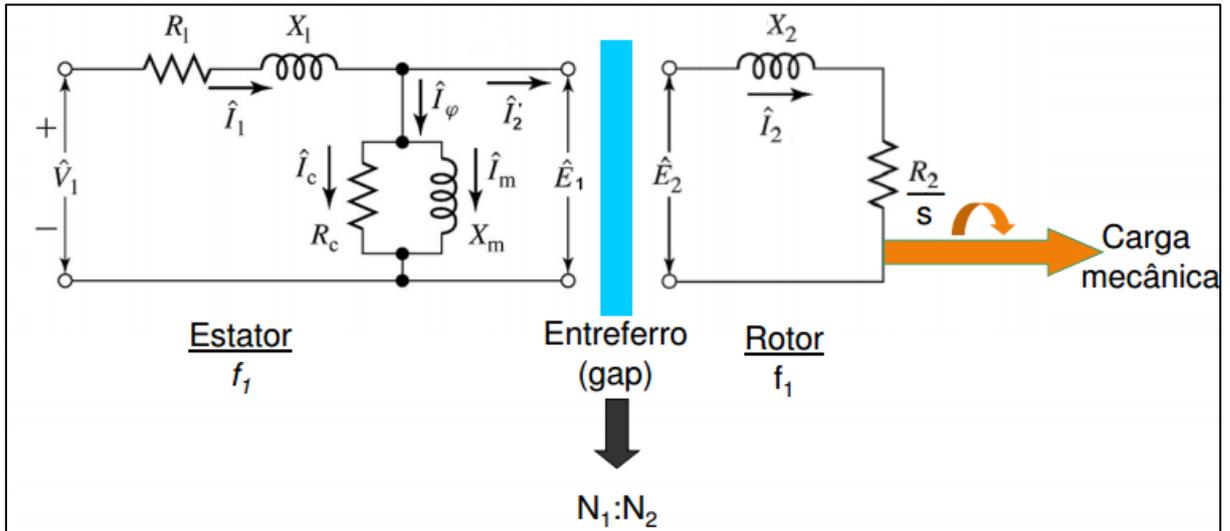
Figura 22 - Circuito equivalente monofásico do motor de indução trifásico, sem referir as grandezas do rotor para o estator



Fonte: Adaptado de Fitzgerald (2006)

Ao referir o circuito do rotor, disposto na Figura 21 e na Figura 22, os efeitos da carga no eixo e da resistência do rotor aparecem sob a forma da resistência refletida $\left(\frac{R_2}{s}\right)$, que é função do escorregamento e da carga mecânica. A corrente na impedância do rotor refletido é igual à componente de carga do estator, como visto na Equação (34), e a tensão sobre a impedância é igual à tensão de estator (E_2'). De modo semelhante, a frequência também é refletida para o estator. Assim, as ondas de *fms* e fluxo são vistas pelo enrolamento do estator deslocadas na velocidade síncrona.

Figura 23 - Circuito equivalente monofásico de um motor de indução trifásico com o circuito do rotor referido para o estator.



Fonte: Adaptado de Fitzgerald (2006)

De maneira a sintetizar e a dar início à análise de potência do referido circuito equivalente na Figura 23, os parâmetros encontrados são detalhados a seguir:

\hat{V}_1 é a tensão de fase terminal no estator;

\hat{E}_1 é a força contra-eletromotriz no estator, igual a \hat{E}_2 ;

\hat{I}_1 é a corrente no estator;

\hat{I}_ϕ é a corrente de excitação;

\hat{I}_c é a componente de perdas no núcleo do estator;

\hat{I}_m é a componente de magnetização do estator;

\hat{I}_2 é a corrente do rotor referida ao estator, igual a componente de carga do estator;

R_1 é a resistência do enrolamento do estator;

X_1 é a reatância de dispersão do enrolamento do estator;

R_c é a resistência de perdas no ferro ou perdas no núcleo;

X_m é a reatância de magnetização;

\hat{E}_2 é a tensão induzida pelo fluxo de entreferro resultante no rotor;

X_2 é a reatância de dispersão do rotor;

R_2 é a resistência do rotor.

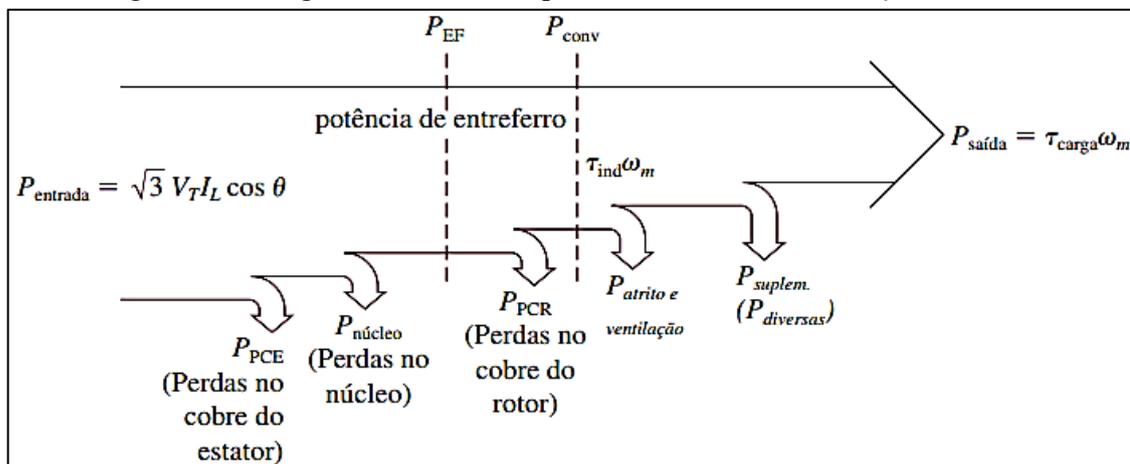
2.6.4 Diagrama de Potências na Análise do Circuito Equivalente

Como foi exposto anteriormente, o circuito equivalente de um motor de indução é fundamental para inferir o seu desempenho e conhecer as suas características operacionais em regime permanente. Dessa forma, observando o circuito da Figura 23 pode-se deduzir as equações de potências, perdas e conjugado, que contribuem para o funcionamento do motor de indução.

Um motor de indução pode ser descrito como um transformador rotativo. Enquanto que em um transformador comum, a saída é a potência elétrica presente nos enrolamentos do secundário, um motor de indução comum, o enrolamento secundário, que é o do rotor, está curto-circuitado, de modo que não há saída elétrica apenas mecânica. Logo, a potência de elétrica de entrada é convertida na saída do motor em potência mecânica (conversão eletromecânica da máquina), mas como será exposto posteriormente, esta conversão não é completamente satisfeita devido as perdas presentes na máquina.

O diagrama do fluxo de potência na Figura 24 ilustra a relação entre a potência elétrica de entrada e a potência mecânica de saída do motor de indução trifásico (SHINDO, 2003):

Figura 24 - Diagrama do fluxo de potência do motor de indução trifásico



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

Com o intuito de explicar de forma mais detalhada as definições de cada parâmetro presente no diagrama da Figura 24, as equações a serem mostradas são resultado de uma revisão, disponível na literatura (CHAPMAN, 2013) e são fundamentais para introduzir os conceitos relativos aos ensaios de rotina do motor de indução trifásico.

A potência elétrica de entrada de um motor de indução ($P_{entrada}$) resulta da aplicação de um sistema trifásico de tensões e correntes nos enrolamentos do estator e pode ser definida através da Equação (38).

$$P_{entrada} = \sqrt{3} V_L I_L \cos \theta \quad (W) \quad (38)$$

Onde:

V_T é a tensão de linha aplicada na entrada do motor

I_L é a corrente de linha

$\cos \theta$ é o fator de potência, que pode ser obtido através dos dados de placa do motor.

Dentre as perdas presentes no motor de indução, que influenciam no seu desempenho e, por conseguinte na conversão eletromecânica, as perdas nos enrolamentos do estator, denominadas de perdas por efeito joule, são as primeiras que podem ser definidas neste contexto. Essas perdas ocorrem nas três fases e podem ser compreendidas, em razão de grande parte dos motores terem o enrolamento do estator feitos de cobre, como perdas no cobre do estator (P_{PCE}), portanto elas são expressas na Equação (39), de acordo com a literatura (CHAPMAN, 2013).

$$P_{PCE} = 3 I_1^2 R_1 \quad (W) \quad (39)$$

Onde:

I_1 é a corrente de fase no estator;

R_1 é a resistência do estator.

Uma parte da potência de entrada é perdida devido às correntes parasitas e ao fenômeno de histerese no núcleo do estator (SHINDO, 2003), esta potência representa as perdas no núcleo ($P_{núcleo}$). Estas são representadas pela resistência no circuito magnético do motor (R_C ou a condutância G_C) e podem ser definidas através da Equação (40).

$$P_{núcleo} = 3 E_1^2 G_C \quad (W) \quad (40)$$

Onde:

E_1 é a tensão induzida no circuito magnético;
 G_c é a condutância no circuito magnético do motor.

A potência remanescente neste ponto (localizado na Figura 24 após as perdas no núcleo) é transferida do estator ao rotor do motor pelo campo magnético do entreferro, a esta parcela é denominada de potência de entreferro (P_{EF}). Observa-se através do circuito equivalente do motor na Figura 23, que o único elemento em que esta potência pode ser consumida é no resistor $\frac{R_2}{s}$. Dessa forma, a Equação (41) elucida a explicação deste parágrafo.

$$P_{EF} = 3 I_2^2 \frac{R_2}{s} (W) \quad (41)$$

Onde:

I_2 é a corrente no rotor;

$\frac{R_2}{s}$ é a resistência do rotor em função do escorregamento, conhecida também como a carga mecânica do motor de indução.

A potência no entreferro (P_{EF}) corresponde aquela que é transferida pode ser ainda obtida por meio da subtração da potência de entrada, perdas no cobre do estator e perdas no núcleo, conforme a Equação (42), observando o diagrama da Figura 24.

$$P_{EF} = P_{entrada} - P_{PCE} - P_{núcleo} (W) \quad (42)$$

Após a potência ser transferida ao rotor pela potência de entreferro, parte dela é dissipada por meio das perdas joule nos enrolamentos do rotor, que em sua maioria, são feitos de cobre. Assim, as perdas resistivas no cobre do rotor (P_{PCR}) são determinadas pela Equação (43).

$$P_{PCR} = 3 I_2^2 R_2 (W) \quad (43)$$

Onde:

I_2 é a corrente de fase no rotor;

R_2 é a resistência do rotor.

A partir das Equações (41) e (43), observa-se que as perdas no cobre do rotor são iguais à potência de entreferro vezes o escorregamento, logo, tem-se a seguinte relação na Equação (44).

$$P_{PCR} = sP_{EF} (W) \quad (44)$$

Nota-se a partir da equação acima, que quanto menor for o escorregamento (tender a zero), menores serão as perdas no rotor. Caso o mesmo estiver bloqueado (situação em que o escorregamento é $s = 1$), toda a potência de entreferro será consumida pelo rotor.

Além das perdas no cobre do rotor outra parcela da potência de entreferro é consumida na conversão da potência elétrica para a mecânica, com o objetivo de acionar o eixo do motor. A esta potência remanescente denomina-se de potência convertida (P_{conv}) ou potência mecânica desenvolvida e pode ser obtida por meio da subtração da potência do entreferro com as perdas no cobre do rotor, de acordo com a Equação (45).

$$P_{conv} = P_{EF} - P_{PCR} (W) \quad (45)$$

Substituindo as Equações (41) e (43) na Equação (45), chega-se à Equação (46).

$$P_{conv} = 3 I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) (W) \quad (46)$$

Ao substituir o resultado da Equação (41) na (46), uma relação entre a potência convertida e o entreferro pode ser encontrada, em função do escorregamento, na Equação (47).

$$P_{conv} = (1-s)P_{EF} (W) \quad (47)$$

Observa-se que da potência total fornecida através do entreferro, do estator para o rotor, a parte $1 - s$ é convertida em potência mecânica, enquanto que a outra parte s é dissipada como perdas

nos condutores do rotor. Operar um motor com um escorregamento próximo do valor unitário, não apresentará eficiência vantajosa.

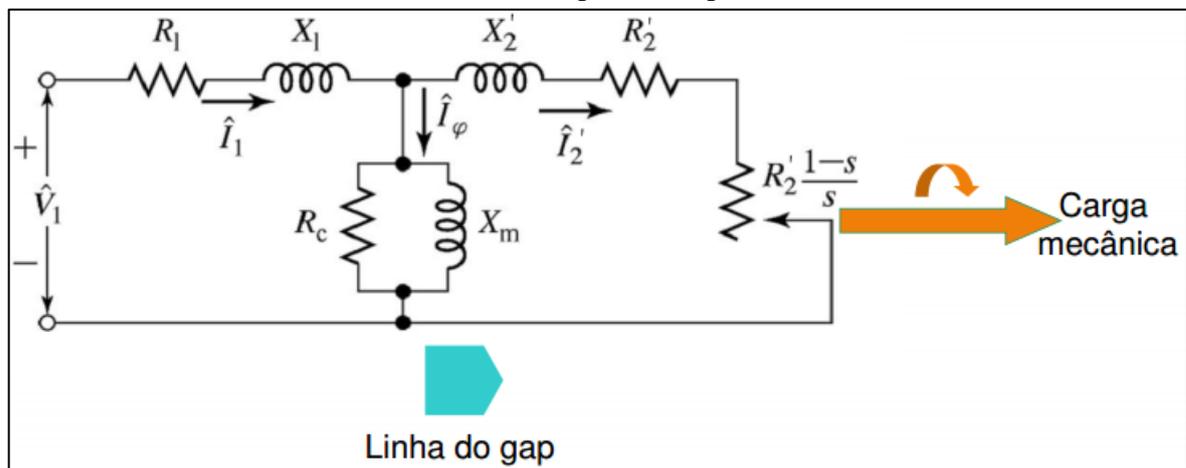
A potência de entreferro corresponde a potência consumida pelo resistor $\frac{R_2}{s}$ e as perdas no cobre do rotor são consumidas somente pelo resistor R_2 , a diferença entre elas corresponde a potência convertida (P_{conv}), de tal forma que o resistor que representa o consumo desta conversão, na Equação (48).

$$R_{conv} = \frac{R_2}{s} - R_2 = R_2 \left(\frac{1}{s} - 1 \right)$$

$$R_{conv} = R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) (\Omega) \tag{48}$$

Logo, é possível separar as perdas no cobre do rotor e a potência convertida e expressá-las no circuito equivalente do motor de indução na Figura 25.

Figura 25 - Forma alternativa do circuito equivalente por fase do motor de indução ao se considerar os aspectos de potência.



Fonte: Adaptado de Fitzgerald (2006)

Caso as perdas por atrito e ventilação (P_{AeV}) e as perdas suplementares ($P_{suplem.}$), que integram parte das perdas rotacionais, forem conhecidas, a potência de saída no eixo do motor pode ser obtida através da Equação (49).

$$P_{saída} = P_{conv} - P_{rot} (W) \tag{49}$$

Por último, tem-se o conjugado induzido do motor de indução, ou também denominado de conjugado eletromecânico, que é gerado pela conversão interna de potência elétrica em mecânica no motor. Ele é expresso pela Equação (50).

$$T_{mec} = \frac{P_{conv}}{\omega_m} \quad (N.m) \quad (50)$$

Onde:

T_{mec} é o conjugado induzido ou eletromecânico ;

ω_m é a velocidade mecânica do motor de indução (rad/s);

P_{conv} é a potência convertida.

Em conformidade com os conceitos expressos anteriormente, a potência convertida e a velocidade mecânica, podem ser expressos em razão do escorregamento (s) e da velocidade síncrona (ω_{sinc}), na Equação (51).

$$T_{mec} = \frac{(1-s) P_{EF}}{(1-s) \omega_{sinc}} \quad (N.m) \quad (51)$$

Logo, o conjugado induzido pode ser expresso também pela Equação (52).

$$T_{mec} = \frac{P_{EF}}{\omega_{sinc}} \quad (N.m) \quad (52)$$

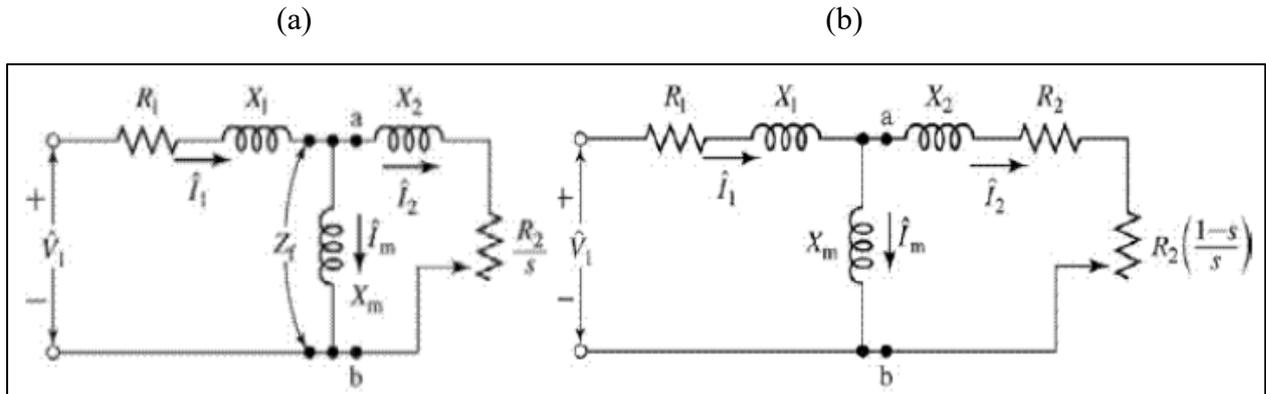
2.6.5 Circuito Equivalente Simplificado do Motor de Indução

Em um transformador, o circuito equivalente mais utilizado consiste no simplificado, no qual despreza-se o ramo de magnetização ou realiza-se uma aproximação movendo-o para os terminais do primário. Entretanto, para o motor de indução que possui o entreferro, as aproximações no transformador não podem ser aplicadas para esta máquina, em razão da impedância de magnetização apresentar um valor mais baixo o que acarreta uma elevada corrente de excitação, além dos altos valores das reatâncias de dispersão.

Algumas simplificações ocorrem para o circuito equivalente da máquina de indução, quando a resistência de perdas no núcleo (R_c) é omitida e quando o efeito correspondente das

perdas no núcleo é deduzido de T_{mec} ou P_{conv} , ao mesmo tempo que os efeitos das perdas rotacionais e suplementares são subtraídos. O erro introduzido nos circuitos da respectiva Figura 26 (a) e Figura 26 (b) é insignificante e para os ensaios de rotina dos motores os circuitos apresentam vantagens, uma vez que as perdas a vazio no núcleo não precisam ser separadas do atrito e da ventilação (FITZGERALD, 2006).

Figura 26 - Circuitos equivalentes simplificados.



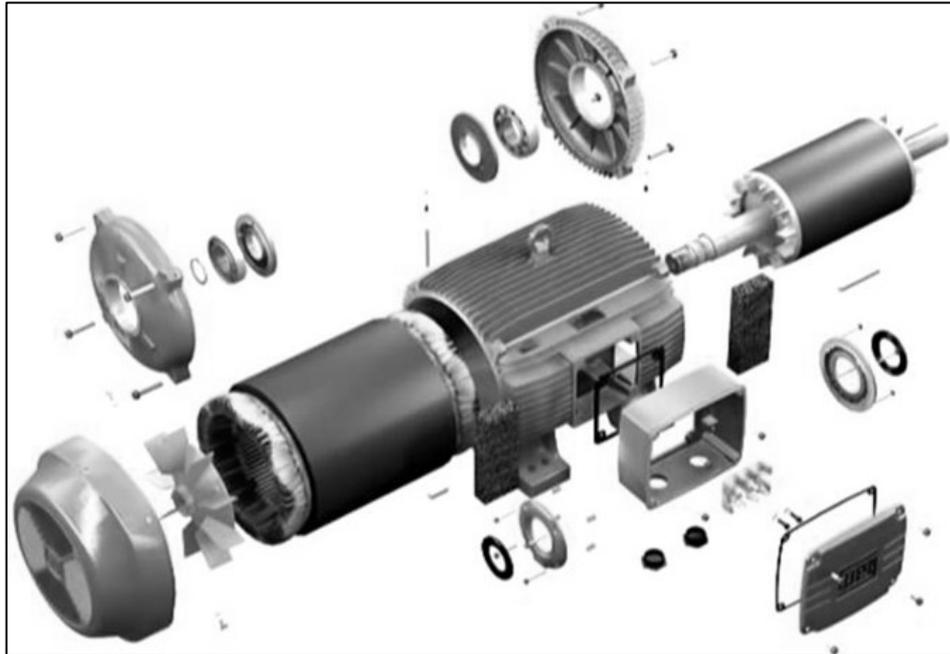
Fonte: Adaptado de Fitzgerald (2006)

2.7 Aspectos Construtivos

O motor de indução tem uma construção simples quando se comparado ao motor de corrente contínua ou síncrono. Algumas das suas características básicas, como: um curto entreferro, a não necessidade de se utilizar um comutador, enrolamentos simples, estator laminado, acrescentam mais vantagens no emprego destes motores em diversos segmentos.

A estrutura ou carcaça presente em um motor de indução, não é usada como parte do circuito magnético como ocorre na máquina de corrente contínua, mas para alojar o núcleo, os enrolamentos do estator, as tampas nas extremidades, os mancais e a caixa de terminais. A Figura 27 mostra as partes essenciais de um pequeno motor de gaiola de esquilo existente, objeto de estudo deste trabalho, disposto nas dependências da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT), da Universidade Federal de Uberlândia (UFU). A figura exhibe os enrolamentos do estator, seu núcleo e o tipo de rotor. As tampas das extremidades recebem os rolamentos de esferas ou de rolos com suas respectivas placas de fixação. O rotor é geralmente fabricado em material de alumínio fundido sob pressão e os anéis terminais têm projeções para melhorar o resfriamento por ação da ventilação.

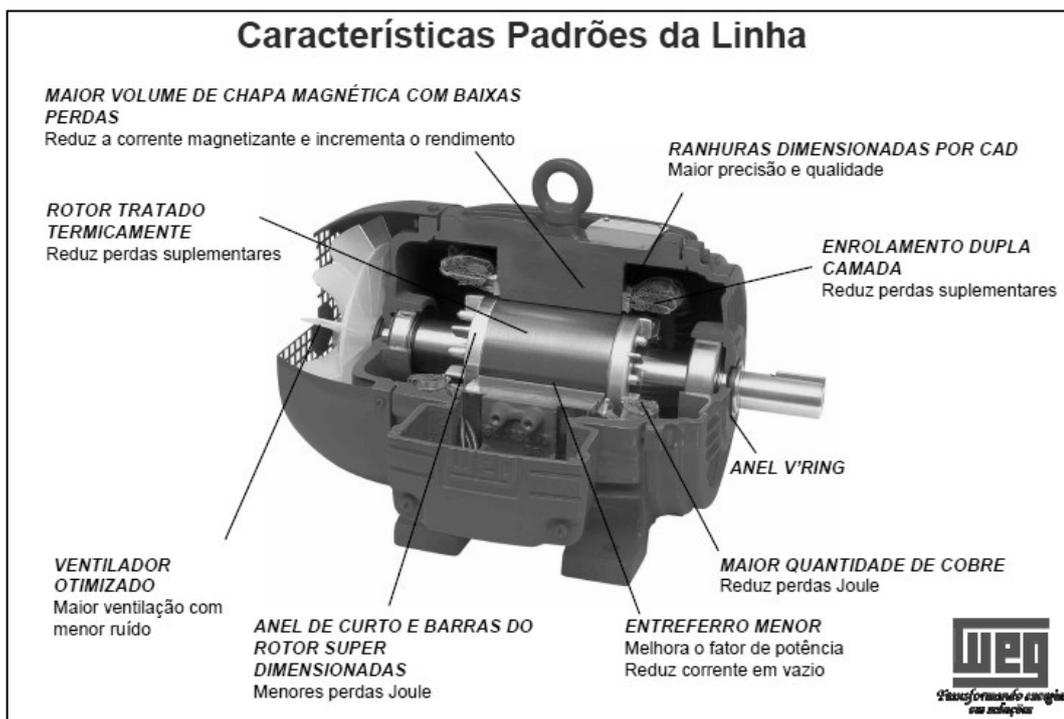
Figura 27 - Partes do motor de indução trifásico do fabricante WEG, com rotor do tipo gaiola de esquilo, objeto de estudo deste trabalho



Fonte: Adaptado de WEG (2015)

A Figura 28 mostra as características detalhadas do motor de indução trifásico, do fabricante WEG, com os seus componentes explicados de maneira mais detalhada para a linha Alto Rendimento Plus.

Figura 28 - Motor de Indução com rotor do tipo gaiola de esquilo montado, 2,2 HP, 220 V, trifásico.



Fonte: Adaptado de WEG (2015)

Para fins de projeto, a fase de desenho no processo de construção de um motor de indução visa obter as dimensões da máquina por meio de suas especificações elétricas, como por exemplo, os detalhes de enrolamento de uma máquina a partir de um conjunto de especificações como: a velocidade de saída em KW ou HP, características de partida, torque de saída, aumento de temperatura, condições de serviço, dentre outros (AGARWAL, 2000).

De forma mais detalhada, as principais especificações de um motor de indução trifásico que norteiam a fase de projeto, de acordo com (AGARWAL, 2000) são:

- Velocidade de saída (*hp ou kw*);
- Três fases;
- Frequência em Hz (*f*);
- Tensão em Volts (*V*);
- Tipo de Conexão: Estrela (*Y*) ou Delta (Δ);
- Velocidade nominal em RPM (*N*);
- Tipo de rotor: Gaiola de esquilo ou Bobinado;
- Tipo de serviço;
- Fator de potência;
- Eficiência;
- Classe de isolamento;
- Aumento de temperatura;
- Corrente a plena carga (*A*);
- Torque de saída (*N.m*).

As especificações acima serão detalhadas a seguir, por meio das suas equações características.

2.7.1 Equação de Saída (*Q*)

Corresponde à equação que relaciona as principais dimensões da máquina com as suas características elétricas. A expressão refere a saída do motor de indução, em quilowatt (kW) com as principais dimensões do estator e representa a ferramenta básica para iniciar o projeto. A saída é então dada pela Equação (53) encontrada nas referências (AGARWAL, 2000) e (UPADHYAY, 2008):

$$Q = 3 V_{ph} I_{ph} \eta \cos \varphi 10^{-3} (KW) \quad (53)$$

Onde:

Q é a potência de saída da máquina (*kW*);

V_{ph} é a tensão por fase (V);
 I_{ph} é a corrente por fase (A);
 η é a eficiência (A);
 $\cos \varphi$ é o fator de potência.

Mas sabe-se que:

$$V_{ph} = 4,44 k_w f \phi N_{ph} \quad (V) \quad (54)$$

Onde:

k_w é o fator de enrolamento;
 f é a frequência (Hz);
 ϕ é o fluxo por polo (Wb);
 N_{ph} é o número de espiras por fase;

Logo, substituindo a Equação (54) em (53), tem-se:

$$Q = 3 [4,44 k_w f \phi N_{ph} I_{ph}] \eta \cos \varphi 10^{-3} \quad (KW) \quad (55)$$

A frequência (f) da máquina é definida na Equação (56).

$$f = \frac{PN}{120} \quad (Hz) \quad (56)$$

Onde:

f é a frequência da máquina (Hz);
 P é o número de polos;
 N é a velocidade (rpm).

O fluxo magnético por polo no entreferro (ϕ) é definido na Equação (57).

$$\phi = \bar{B} \tau_p L \quad (Wb) \quad (57)$$

Onde:

\bar{B} é o valor médio da densidade de fluxo magnético no entreferro (T);

τ_p é o passo-pólo (m);

L é o comprimento da máquina (m).

O total ampère-condutor da máquina é definido na Equação (58).

$$N_{ph} I_{ph} = \frac{\bar{a}c \pi D}{6} (A.e) \quad (58)$$

Onde:

$\bar{a}c$ é a carga elétrica específica (Ae/m) ;

D é o diâmetro interno do estator (m) ;

Substituindo os parâmetros das Equações (56), (57) e (58) na Equação (55), a Equação de saída (59) é então definida.

$$Q = C D^2 L N (kW) \quad (59)$$

Onde:

Q corresponde à equação de saída da máquina em função das principais dimensões D e L ;

C é o coeficiente de saída expresso na Equação (60);

D e L são as principais dimensões da máquina (m).

$$C = 18,3 \times 10^{-5} k_w \bar{B} \bar{a}c \eta \cos \varphi \quad (60)$$

Para o fator de enrolamento (k_w) igual a 0,955 para o enrolamento distribuído de passo fracionário e $B_{\delta 1} = \frac{\pi}{2} \bar{B}$, substituindo na Equação (60) o coeficiente de saída é definido por:

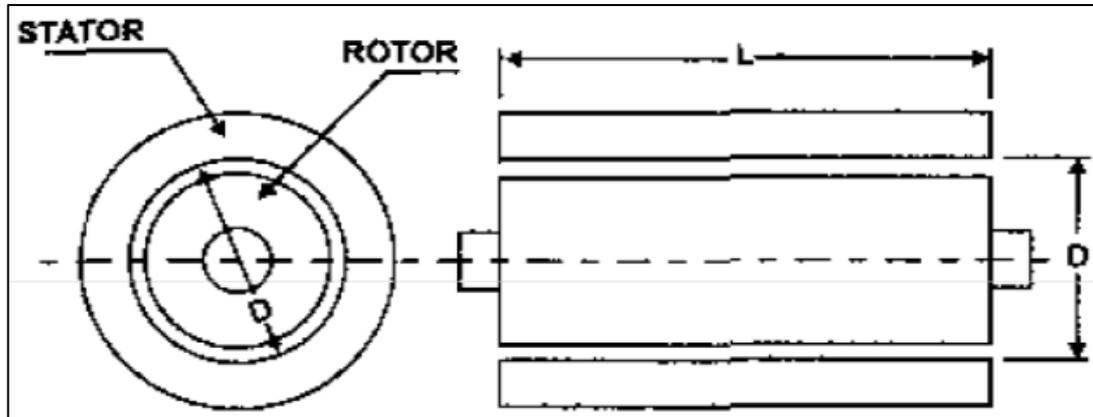
$$C = 11,1 \times 10^{-5} B_{\delta 1} \bar{a}c \eta \cos \varphi \quad (61)$$

2.7.2 Dimensões principais

O volume da máquina é definido na Equação (62), como função dos parâmetros físicos da máquina, D e L (AGARWAL, 2000). Estes parâmetros são ilustrados na Figura 29.

$$V = D^2L (m^3) \quad (62)$$

Figura 29 - Principais dimensões de D e L em uma máquina



Fonte: Adaptado de Agarwal (2000)

2.7.3 Seleção do Carregamento Específico (\bar{B}) e ($\bar{a}c$)

O parâmetro de densidade de fluxo magnético (\bar{B}) é definido como o valor médio da densidade de fluxo sobre toda a superfície do entreferro, conforme a Equação (63).

$$\bar{B} = \frac{\text{Fluxo total no entreferro}}{\text{Área do caminho do fluxo no entreferro}} = \frac{P\phi}{\pi DL} (T) \quad (63)$$

O valor é diretamente influenciado pelas perdas no núcleo e a corrente magnetizante, e, portanto, tem um importante efeito no fator de potência. De maneira similar, o fluxo, assim como a densidade de fluxo, é relevante para a determinação do torque de saída. Algumas limitações em seus valores são determinantes para uma boa eficiência da máquina:

- Densidade de fluxo nos dentes $< 1,8 (T)$
- Densidade de fluxo no núcleo $1,3 - 1,5 (T)$

Pode-se citar algumas vantagens de um alto valor de densidade de fluxo nas características da máquina:

- Redução no custo e tamanho da máquina;
- Aumento da capacidade de sobrecarga;
- Aumento da temperatura;
- Baixo fator de potência.

Para máquinas com operação em 60 (Hz) o valor da densidade de fluxo está situado na faixa: 0,3 – 0,6 (T).

A carga elétrica específica (\bar{ac}) é definida como o número total de ampère-condutores na armadura sobre a periferia. Os fatores que afetam diretamente na escolha de um alto valor da carga elétrica específica, são apresentados a seguir.

Vantagens de um alto valor de \bar{ac} :

- Tamanho reduzido da máquina;
- Custo de fabricação reduzidos.

Desvantagens de um alto valor de \bar{ac} :

- Maior quantidade de cobre requerida;
- Maiores perdas no cobre;
- Aumento da temperatura;
- Baixa capacidade de sobrecarga.

A faixa normal para:

- Máquinas de porte pequeno, com potência de até 10 kW: 10.000 – 17.500 (Ae/m)
- Máquinas de médio porte, com potência de até 100 kW: 20.000 – 30.000 (Ae/m)
- Máquinas de grande porte, com potência acima de 100 kW: 30.000 – 40.000 (Ae/m)

2.7.4 Fator de Potência e Eficiência

A escolha do fator de potência e eficiência da máquina a plena carga aumentará com o aumento da classificação da máquina (MITTLE; MITTAL, 2009). Uma comparação pode ser realizada entre máquinas de classificações diferentes, nos quais máquinas maiores apresentarão uma corrente de magnetização percentual e perdas relativamente menores do que para uma máquina menor, o fator de potência e a eficiência também serão maiores para máquinas de alta velocidade do que as de baixa, devido às melhores condições de resfriamento. Desse modo, todos esses fatores dependerão da equação de saída ou da capacidade do motor.

A capacidade do motor é geralmente dada nas unidades (hp) ou (kw), mas é necessário mudá-las para (KVA) afim de utilizar na Equação de saída dada em (55).

- Para a unidade (*hp*):

$$KVA = \frac{hp \times 0,746}{\eta \times \cos \phi} \quad (64)$$

- Para a unidade (*kw*):

$$KVA = \frac{KW}{\eta \times \cos \phi} \quad (65)$$

Onde:

η é a eficiência do motor;

$\cos \phi$ é o fator de potência.

O fator de potência a plena carga fica na faixa: 0,82 a 0,92 e a eficiência na mesma condição varia de 0,82 a 0,93 (AGARWAL, 2000).

2.7.5 *Separação das dimensões principais (D e L)*

A equação de saída estabelece a relação entre o produto D^2L e a saída da máquina. Afim de separar D e L deve estabelecer uma relação entre estas duas variáveis, desse modo várias considerações de projeto podem ser realizadas a seguir, para assumir uma razão adequada entre o comprimento bruto (L) e o passo polar (τ_p), na Equação (66) (UPADHYAY, 2008).

$$\frac{L}{\tau_p} \quad (66)$$

Dessa forma, o valor dessa razão:

- Para obter um custo mínimo: 1,5 - 2,0
- Para obter uma boa eficiência: 1,4 – 1,6
- Para obter uma boa qualidade de projeto: 1,0 – 1,1
- Para obter um bom fator de potência: 1,0 – 1,3

Por sua vez, o passo polar (τ_p) pode ser expresso na Equação (67).

$$\tau_p = \frac{\pi D}{P} \quad (67)$$

Onde

P é o número de polos;

Tanto D como L são as dimensões principais (m).

Como o fator de potência desempenha um papel fundamental no desempenho dos motores de indução, aconselha-se projetar um motor com o melhor fator de potência, a depender das características solicitadas no projeto. Por isso, para se obter o melhor fator de potência a relação a seguir será normalmente assumida para a separação de D e L .

$$D = 0,135P\sqrt{L} \quad (68)$$

Através dessa relação, na Equação (68), D e L podem ser separados do produto D^2L . No entanto, os valores obtidos de D e L devem satisfazer a condição imposta sobre o valor da velocidade periférica.

2.7.6 Velocidade Periférica

A velocidade periférica ou tangencial tem como característica a mudança de trajetória a cada instante, porém seu módulo permanece constante. Para um projeto de motor de indução ela pode ser estimada através da Equação (69).

$$V_p = \frac{\pi DN}{60} \text{ (m/s)} \quad (69)$$

Onde:

V_p é a velocidade periférica (m/s);

D é o diâmetro do estator (m);

N é a velocidade (rpm)

A velocidade pode ser da ordem de 75 (m/s) para máquinas com construções especiais, mas normalmente ela está entre $30 - 60 \text{ (m/s)}$.

2.7.7 Entreferro (δ)

O comprimento do entreferro de uma máquina pode ser calculado por meio da seguinte expressão na Equação (70)

$$\delta = 0,2 + 2\sqrt{DL} \text{ (mm)} \quad (70)$$

Onde:

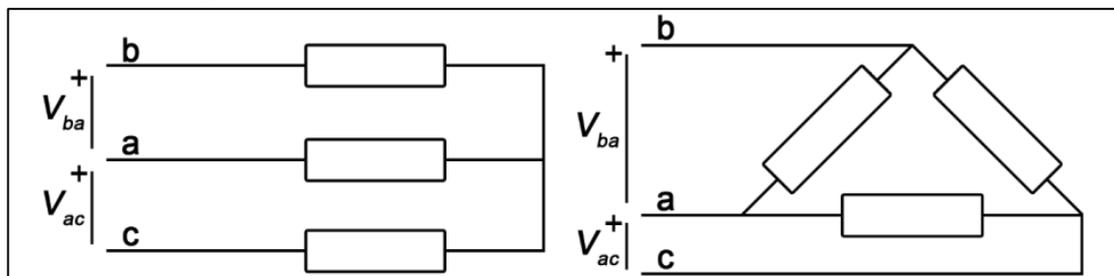
δ corresponde ao comprimento do entreferro (mm);

D e L são as dimensões principais da máquina (m).

2.7.8 Projeto do Estator

Como já foi visto anteriormente, o estator de um motor de indução representa a parte externa estacionária no qual os enrolamentos trifásicos são alimentados por tensão ou corrente, conectados nas configurações em delta ou estrela (WILOW, 2014).

Figura 30 - Conexão dos enrolamentos do estator em Y ou Δ .



Fonte: Adaptado de Wilow (2014)

Além disso, ele é constituído basicamente de núcleo e ranhuras (AGARWAL, 2000), compondo com mais detalhes de:

- Parte externa cilíndrica do motor que é pode ser feita ou de chapa de aço soldada, ou de ferro fundido ou de liga de alumínio fundido;
- Caminho magnético que compreende um conjunto de lâminas de aço com ranhuras chamadas de núcleo de estator, distribuídas através do espaço cilíndrico dentro da parte externa do motor. A sua laminação justifica-se uma vez que contribui para a redução das correntes parasitas, reduzindo dessa forma as perdas e o aquecimento.

- Conjunto de enrolamentos trifásicos isolados, os quais estão localizados no interior das ranhuras do estator laminado. A área de seção transversal destes enrolamentos deve ser grande o suficiente para a potência nominal do motor. Para um motor trifásico são necessários 3 conjuntos de enrolamento, um para cada fase conectada seja nas configurações em delta ou estrela.

Figura 31 - Laminação do estator.



Fonte: Adaptado de WEG (2015)

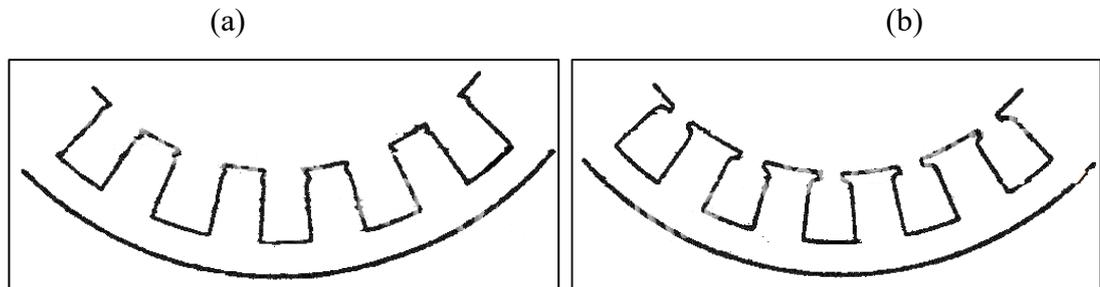
2.7.8.1 *Ranhuras do Estator*

Geralmente existem dois tipos de ranhuras que são empregadas nos motores de indução: as ranhuras abertas e as semifechadas. É importante ressaltar que o desempenho operacional do motor de indução depende do projeto correto e da escolha dessas ranhuras (BIANCHI, 2005), podendo resultar na redução das perdas no cobre e conseqüentemente no aumento da eficiência. A seguir serão detalhadas as ranhuras, que podem ser visualizadas nas Figura 32 e Figura 33.

- **Ranhuras abertas:** As ranhuras deste tipo são utilizadas para motores de classificação grande e média, são ranhuras raramente utilizadas em motores trifásicos por levarem a um maior entreferro e conseqüentemente, um baixo fator de potência. Neste tipo, a abertura da ranhura é igual a sua largura, o que facilita na inserção de bobinas e no reparo dos enrolamentos.
- **Ranhuras semifechadas:** As ranhuras deste tipo são úteis para motores pequenos que apresentam condutores arredondados, porém têm um custo mais elevado devido à dificuldade na inserção de bobinas e no reparo dos enrolamentos. Neste tipo, a abertura da ranhura é menor do que a sua largura, no entanto, as características do entreferro são

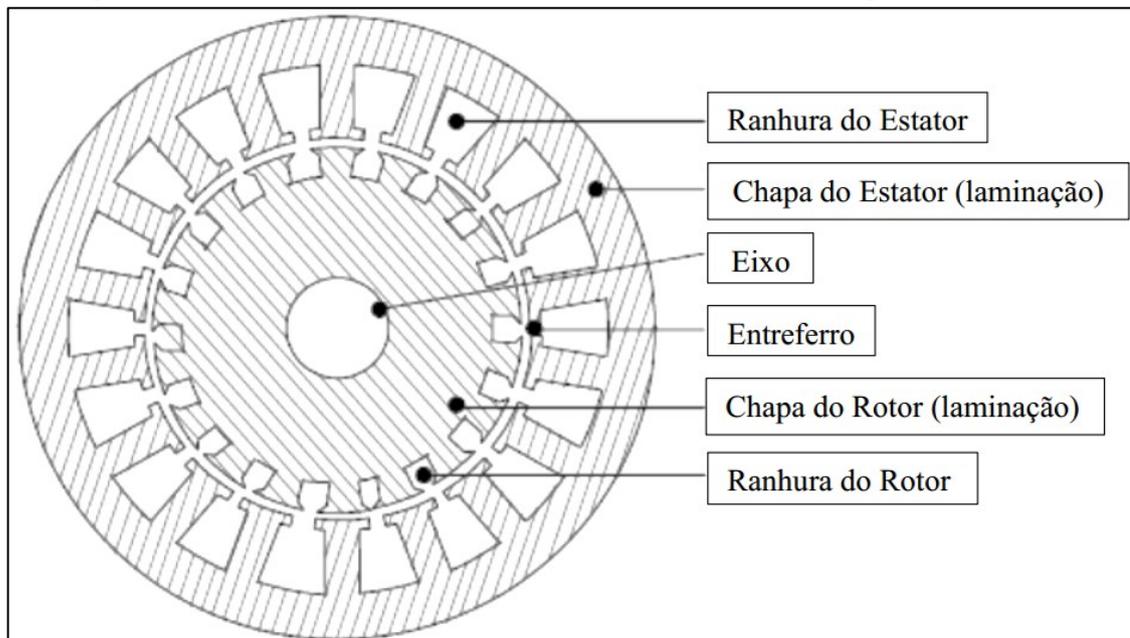
melhores quando comparadas com as ranhuras do tipo abertas e o valor da corrente de magnetização é reduzido.

Figura 32 - Ranhuras: (a) aberta e (b) semifechada.



Fonte: Adaptado de Agarwal (2000)

Figura 33 - Partes de um Motor de Indução com ranhuras do tipo semifechadas



Fonte: Autora (2018)

2.7.8.2 Seleção do Número de Ranhuras e dos Condutores por Ranhura

O número de ranhuras deve ser selecionado durante a fase de projeto da máquina e consiste em uma parte importante que afeta o peso, custo e características de operação da máquina. Embora não haja regras para selecionar o número de ranhuras do estator, existem vantagens e desvantagens que podem ser detalhadas caso um número maior de ranhuras seja projetado (MITTLE; MITTAL, 2009):

Vantagens:

- Redução da reatância de dispersão;

- Redução das perdas nos dentes;
- Aumento da capacidade de sobrecarga.

Desvantagens:

- Aumento do custo;
- Aumento da corrente de magnetização;
- Aumento das perdas no cobre;
- Redução da refrigeração;
- Aumento da temperatura;
- Redução da eficiência.

Assim, para a correta seleção, o número de ranhuras deve ser escolhido de forma a fornecer um número inteiro de ranhuras por polo/fase. Geralmente para motores de tamanho pequeno e médio, o número de ranhuras por polo/fase é de 3 a 5.

O passo-ranhura na superfície do entreferro (y_{s1}) fica na faixa de 15 a 25 mm e é definido como a relação entre a superfície do entreferro e o número de ranhuras do estator (S_1), todavia para ranhuras do tipo semifechadas, o valor de referência é menor que 15 mm (UPADHYAY, 2008).

$$y_{s1} = \frac{\text{Superfície do entreferro}}{\text{Total de ranhuras no estator}} = \frac{\pi D}{S_1} \quad (m) \quad (71)$$

Por sua vez, o número total de ranhuras no estator (S_1) em um motor de indução pode ser calculado através de (UPADHYAY, 2008):

$$S_1 = 3 q_1 p \quad (72)$$

Onde:

q_1 é o número de ranhuras/polo/fase;

p é o número de polos.

O valor de q_1 pode ser inteiro ou fracionário, caso ele seja fracionário, então:

$$q_1 = \frac{x}{y} \quad (73)$$

Para que o enrolamento seja simétrico, é necessário que o denominador (y) da Equação (73) deve ser tal que o número de par de polos seja divisível por y . Caso sejam usadas duas camadas de enrolamento, y deve ser divisível por 2. Logo, S_1 é estimado.

O número de condutores por ranhura (N_{c1}) deve ser um número inteiro divisível por 2 para enrolamentos de dupla camada, assim, inicialmente calcula-se o número total de condutores no enrolamento do estator (Z_1) na Equação (74) (UPADHYAY, 2008).

$$Z_1 = 3 \times 2 \times N_{ph1} \quad (e) \quad (74)$$

Onde:

N_{ph1} é o número de espiras por fase no estator (e).

Dessa maneira, divide-se a Equação (74) pelo número total de ranhuras no estator (S_1) para obter, finalmente, o número de condutores por ranhuras no estator (N_{c1}).

$$N_{c1} = \frac{Z_1}{S_1} \quad (e) \quad (75)$$

Caso o valor encontrado através da Equação (75) não atender às disposições, deve-se torná-lo inteiro e realizar correções na Equação (57) do fluxo magnético (ϕ), na Equação (63) da densidade de fluxo magnético (\bar{B}), na Equação (76) do número de espiras por fase no esator (N_{ph1}), obtida através da Equação (54).

$$N_{ph} = \frac{V_{ph}}{4,44 k_w f \phi} \quad (e) \quad (76)$$

A correção também deverá ser realizada para o número total de condutores por ranhuras (Z_1) na Equação (74) para posteriormente aplicar o valor encontrado neste parâmetro para obter a correção do número de condutores por ranhura (N_{c1}) na Equação (75).

2.7.9 Projeto do Rotor

O rotor constitui a parte rotativa de um motor de indução e apresenta um conjunto de lâminas de aço silício com ranhuras, pressionadas em conjunto para formar circuitos

magnéticos cilíndricos e o circuito elétrico (MITTLE; MITTAL, 2009). Por sua vez, o circuito elétrico do rotor pode ser de um dos seguintes tipos:

- Rotor gaiola de esquilo: é o mais utilizado por ser mais robusto, de simples construção e um custo mais vantajoso em relação ao do tipo bobinado (AGARWAL, 2000). No entanto, ele apresenta desvantagem como o torque de partida mais baixo (AGARWAL, 2000). Em sua constituição, ele é formado basicamente por um conjunto de barras de cobre ou de alumínio acomodadas nas ranhuras do rotor que estão ligados ao anel final em cada extremidade do rotor. As barras de alumínio são geralmente fundidas nas ranhuras do rotor, aumentando a resistência (UPADHYAY, 2008).
- Rotor bobinado: é uma construção mais complexa e conseqüentemente mais cara, no entanto apresentam um melhor torque de partida (AGARWAL, 2000). Neste tipo, o rotor consiste em três conjuntos de enrolamentos isolados com ligações a três anéis deslizantes montados sobre uma extremidade do eixo. As conexões externas do rotor são realizadas por meio de escovas para os anéis deslizantes (UPADHYAY, 2008), em razão disso, são também denominados de motores de anéis.

2.7.9.1 *Entreferro*

Situado entre o estator e o rotor, encontra-se o entreferro. Os parâmetros do motor como a corrente de magnetização, fator de potência, capacidade de sobrecarga, refrigeração e ruído são influenciados pelo comprimento do entreferro. A seleção de um maior comprimento do entreferro inclui vantagens e desvantagens que são citadas abaixo (MITTLE; MITTAL, 2009):

Vantagens:

- Aumento da capacidade de sobrecarga;
- Aumento de refrigeração;
- Redução de atração magnética desequilibrada;
- Redução na pulsação do dente;
- Redução de ruído.

Desvantagens:

- Aumento da corrente de magnetização;
- Redução do fator de potência.

2.7.9.2 Seleção do Número de Ranhuras e dos Condutores por Ranhura

A seleção do número de ranhuras do rotor pode ser considerada com os seguintes efeitos (UPADHYAY, 2008):

- i. $S_1 \neq S_2$ para evitar travamento magnético;
- ii. $S_1 - S_2 \neq \pm p, \pm 2p, \pm 5p$ para evitar ganchos síncronos;
- iii. $S_1 - S_2 \neq \pm 1, \pm 2$ ou $\pm p \pm 1, \pm p \pm 2$ etc. para evitar excesso de ruído e vibração;
- iv. $S_1 - S_2 \neq \pm 3p$ para evitar bloqueio magnético.

Onde:

S_1 é o número de ranhuras do estator;

S_2 é o número de ranhuras do rotor;

p é o número de polos.

Em geral as ranhuras do rotor são selecionadas através de:

$$q_1 - q_2 = \pm 1, \pm \frac{1}{3}, \pm \frac{2}{3} \quad (77)$$

Onde:

q_1 são as ranhuras do estator/polo/fase;

q_2 são as ranhuras do rotor/polo/fase.

Por sua vez, o parâmetro q_1 já foi estimado. Assim, o número de ranhuras do rotor/polo/fase pode ser calculado. Logo, o número de ranhuras do rotor é:

$$S_2 = 3 q_2 p \quad (78)$$

A estimativa do número total de condutores do rotor, dependerá do seu tipo: bobinado ou gaiola de esquilo.

- Para o rotor do tipo bobinado, utiliza-se a relação a seguir, com um valor referência que se situa na faixa entre 0,5 a 0,6:

$$\frac{V_{ph2}}{V_{ph1}} = \frac{N_{ph2}}{N_{ph1}} \quad (79)$$

Onde:

V_{ph2} é a tensão por fase no rotor (V);

N_{ph2} é o número de espiras por fase no rotor (e);

Dessa forma, o número de espiras por fase no rotor, é calculado:

$$N_{ph2} = (0,5 - 0,6) N_{ph1} \quad (e) \quad (80)$$

O número total de condutores no rotor é expresso na Equação (81).

$$Z_2 = 6 N_{ph2} \quad (e) \quad (81)$$

Os condutores por ranhura no rotor são calculados dividindo pelo número de ranhuras do rotor.

$$N_{c2} = \frac{Z_2}{S_2} \quad (e) \quad (82)$$

- Para o rotor do tipo gaiola de esquilo:

O número de barras do rotor se iguala ao número de ranhuras do rotor (UPADHYAY, 2008).

$$Z_{2barra} = S_2 \quad (e) \quad (83)$$

METODOLOGIA DE ENSAIOS

3.1 Ensaios para a Obtenção dos Parâmetros do MIT

A determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico permite obter uma análise do seu desempenho em relação as variações de carga bem como determinar parâmetros relevantes como queda de tensão, correntes, perdas e conjugado (CHAPMAN, 2013) (DE LUNA; CAIXETA; GUIMARÃES, 2016). As análises realizadas com a utilização dos parâmetros do MIT, no circuito equivalente da Figura 23, tornam-se de grande importância, pois, esta representação do motor contribui significativamente para estudos de dinâmica de sistemas elétricos (GUIMARÃES, 2008).

Os parâmetros, portanto, podem ser obtidos a partir da execução de uma série de testes ou ensaios, que se assemelham-se aos ensaios de curto-circuito e a vazio de um transformador. Os respectivos testes ou ensaios, devem ser executados sob condições precisamente controladas em razão das resistências variarem com a temperatura e da resistência do rotor variar com a frequência do mesmo (CHAPMAN, 2013).

A norma brasileira que tratava de ensaios no motor de indução, NBR 5383-1, foi atualizada e corrigida em 2018 para a NBR 17094-3:2018 Versão Corrigida:2018. Ambas são baseadas na norma americana formulada IEEE-112:1991 (IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators) e que foi substituída posteriormente pelas normas: IEEE 112-1996 e IEEE112-2004. Essas normas indicam os ensaios nas condições de operação em vazio e com o rotor bloqueado para determinar os parâmetros do circuito equivalente monofásico do motor de indução trifásico.

Para a realização dos ensaios e do cálculo dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução, são usados os dados de placa fornecidos pelo fabricante. De acordo com a NBR 17094-3:2018 Versão Corrigida:2018 da ABNT, o catálogo do motor deve apresentar os seguintes dados: número de fases; tensão nominal; frequência nominal; tipo de motor (rotor gaiola, rotor bobinado); potência nominal; velocidade síncrona ou número de polos; classe de temperatura da isolamento do motor; velocidade de rotação nominal; corrente nominal; corrente com rotor bloqueado; conjugado nominal; conjugado com rotor bloqueado; conjugado máximo;

rendimento a 100%, 75% e 50% da potência nominal; fator de potência a 100%, 75% e 50% da potência nominal; tempo admissível com rotor bloqueado, partindo da temperatura de operação (ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, 2018) (DE LUNA; CAIXETA; GUIMARÃES, 2016).

A partir dos dados disponíveis no catálogo do motor, pode-se então determinar todos os parâmetros a serem utilizados na modelagem e nos ensaios, com exceção da resistência de magnetização (R_M), cujo valor é inferior quando comparado à reatância de magnetização (X_M), para este roteiro de cálculo será desconsiderado por critério de simplificação.

Os detalhes dos ensaios a vazio e com o rotor bloqueado serão sintetizados a seguir, de maneira a trazer os principais conceitos e apresentar os resultados laboratoriais que envolvem a primeira parte metodológica deste trabalho.

3.2 Características do motor de indução trifásico

Antes da realização dos ensaios, é necessário conhecer as características do motor e seus dados de placa. O motor escolhido para este trabalho foi um motor da marca WEG da linha Alto Rendimento Plus, conforme pode-se visualizar na Figura 34, pertencente ao laboratório da FEELT, UFU.

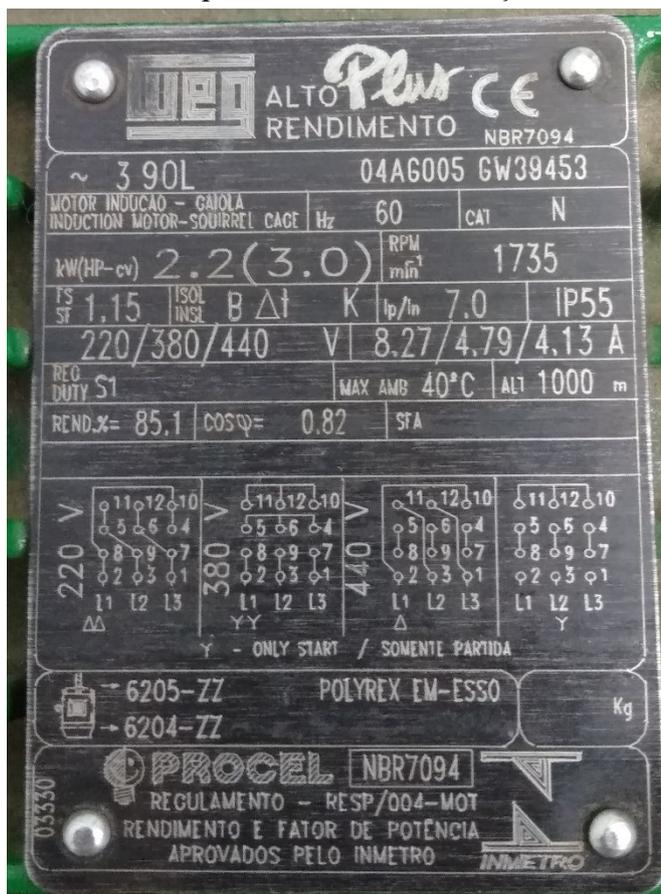
Figura 34 – Motor de indução trifásico do fabricante WEG da linha Alto Rendimento Plus.



Fonte: Autora (2018).

As características de funcionamento e os principais dados de placa são apresentados na Figura 35, na qual constam os respectivos valores de: potência, velocidade, categoria, tensão, corrente nominal, dentre outros. Para este trabalho, optou-se pela tensão de alimentação de 220 (V) e corrente nominal de 8,27 (A).

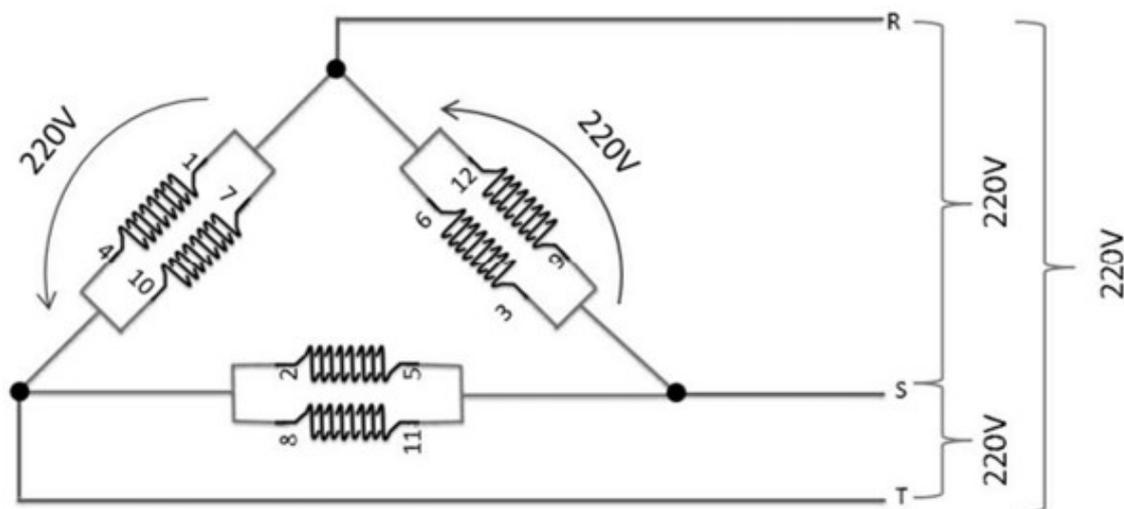
Figura 35 - Dados de placa do motor de indução trifásico.



Fonte: Autora (2018).

Ressalta-se que tanto para os ensaios a serem discriminados neste capítulo quanto para a simulação computacional, escolheu-se a ligação em triângulo paralelo (ou duplo triângulo), na qual o motor de indução recebe a tensão da rede elétrica de 220 V, que consiste na mesma tensão recebida pelas suas bobinas. Além disso, o motor possui 12 terminais ou pontas acessíveis, o que permitiu realizar a referida configuração.

Figura 36 - Configuração duplo triângulo para o motor de indução trifásico com 12 pontas ou terminais acessíveis.

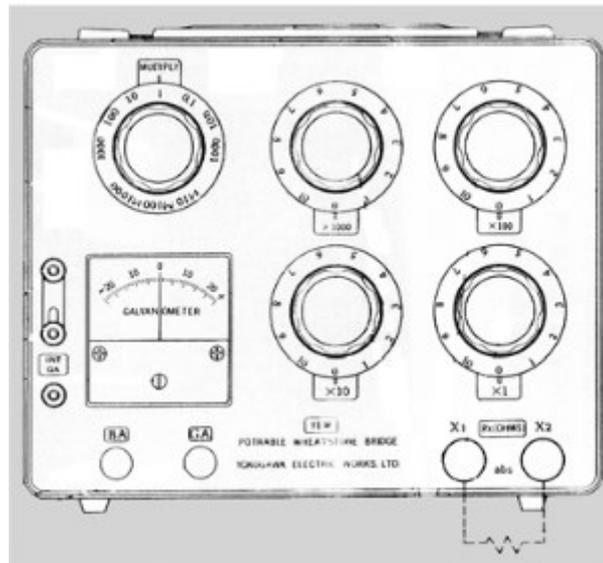


Fonte: Adaptado de Aleixo et al. (2014)

3.3 Medição da Resistência do Estator (R_1)

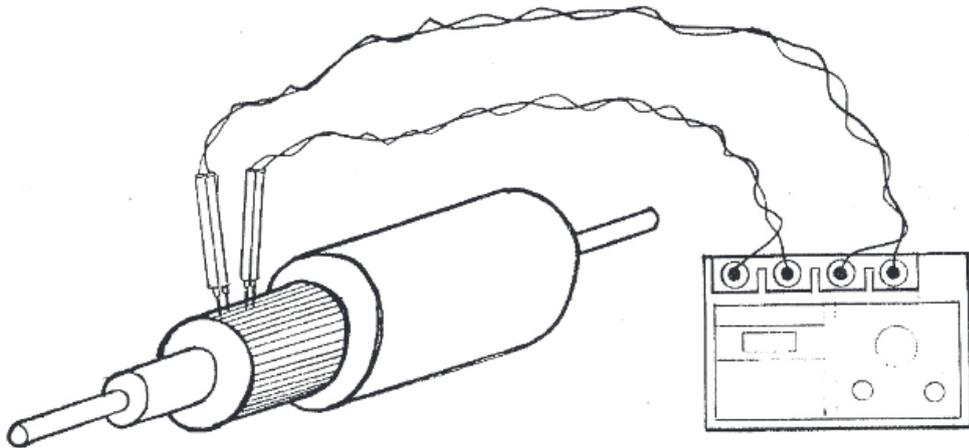
A resistência do estator ou da armadura (R_1) pode ser obtida através de um método direto, como por exemplo a ponte de Wheatstone e a de Kelvin, ou de um método indireto com a aplicação de uma tensão contínua.

Para empregar o método da ponte de Wheatstone e a de Kelvin em laboratório, utiliza-se uma montagem portátil permanente em que em um único aparelho contém, já devidamente ligados, os diferentes elementos elétricos necessários à montagem para a medição da resistência elétrica desconhecida de qualquer enrolamento. As Figura 37 e Figura 38 a seguir exemplificam os respectivos instrumentos a serem empregados na etapa de medição da resistência de enrolamento do estator para o motor de indução trifásico.

Figura 37 - Ponte de *Wheatstone* portátil

Fonte: Adaptado de Guedes (2003).

Figura 38 - Ponte de Kelvin para medir a resistência do bobinado de motores elétricos



Fonte: Adaptado de Instrutemp (2010)

Para medir a resistência do enrolamento do estator neste trabalho, empregou-se dois equipamentos portáteis: a ponte *Wheatstone* e a ponte de Kelvin, dessa forma dois valores são obtidos para a resistência. O intuito nesta parte do trabalho é utilizar equipamentos de alta precisão e obter a resistência através da média dos dois valores colhidos pelos métodos.

Inicialmente, utilizou-se a ponte de de *Wheatstone* portátil presente na Figura 39 e que pertence ao laboratório de Máquinas Elétricas da FEELT, UFU.

Figura 39 - Ponte de Wheatstone disponibilizada pela FEELT, UFU.



Fonte: Autora (2018).

Normalmente, este tipo de ponte efetua medidas de resistência para uma faixa de valores a partir de $1,0 \Omega$ a $10 \text{ M}\Omega$ através da atuação dos interruptores e comutadores rotativos. Sua precisão de medida depende da faixa de valores, na qual se deseja trabalhar, conforme a Tabela 1.

Tabela 1- Erro do instrumento de acordo com a faixa de valores

Erro	Faixa de valores
$\pm 0,1 \%$	$100 \Omega - 100 \text{ k} \Omega$
$\pm 0,3 \%$	$10 \Omega - 1 \text{ M} \Omega$
$\pm 0,6 \%$	$1 \Omega - 10 \text{ M} \Omega$

Fonte: Adaptado de Guedes (2003)

O manuseio do equipamento permitiu obter o valor da resistência do enrolamento do estator por fase do motor de indução trifásico, de acordo com a Tabela 2.

Tabela 2 - Resistência obtida pela Ponte de *Wheatstone*

Resistência do enrolamento do estator (Ponte de <i>Wheatstone</i>)

2,475 Ω

Fonte: Autora (2018).

O emprego da ponte de Kelvin na Figura 40, permite realizar leituras diretas sobre o display de 3 dígitos e meio para medir baixas resistências com alcance entre 200 micro-ohms até 20 ohms e corrente de até 100 A. O instrumento é adequado para medições de disjuntores, resistências de bobina de transformadores e motores (INSTRUTEMP, 2010).

Figura 40 - Ponte de Kelvin disponibilizada pela FEELT, UFU.



Fonte: Autora (2018).

A precisão de medidas deste instrumento depende do valor de leitura lida no display, conforme detalha a Tabela 3, retirada do fabricante.

Tabela 3 - Precisão da ponte de Kelvin

Precisão
± 0,25 % ±1 Dígito (15 / 35oC)
± 0,5% do valor de leitura ± 1 Dígito (0 / 50oC)

Fonte: Adaptado de Instrutemp (2010)

O valor medido da resistência por fase do enrolamento do estator pela ponte de Kelvin é apresentado na Tabela 4.

Tabela 4 - Resistência do enrolamento do estator medida pela ponte de Kelvin.

Resistência do
enrolamento do estator
(Ponte de Kelvin)

2,465 Ω

Fonte: Autora (2018).

Os valores das resistências obtidas pelos dois métodos foram muito próximos, logo, o valor da resistência do enrolamento do estator medido corresponderá à média dos dois valores coletados. Dessa forma, encontra-se a resistência na Tabela 5.

Tabela 5 - Resistência média do enrolamento do estator

Resistência média do
enrolamento do estator

2,47 Ω

Fonte: Autora (2018).

3.4 Correção da Resistência do Estator do Motor de Indução Trifásico (R_1)

A resistência do estator (R_1) varia de acordo com a temperatura do enrolamento do estator, e ressalta-se que é difícil medir a temperatura do enrolamento com termômetros ou termopares, pois a temperatura varia de um ponto a outro e não se sabe se o ponto da medição está próximo do ponto mais quente (WEG, 2016).

Segundo o fabricante do referido motor (WEG, 2016), o método mais confiável de se medir a temperatura de um enrolamento é através da variação de sua resistência ôhmica com a temperatura. De modo que, a elevação da temperatura pelo método da resistência, é calculada por meio da seguinte fórmula:

$$\Delta t = t_2 - t_a = \frac{R_{1,corr} - R_1}{R_1} (235 - t_1) + t_1 - t_a \quad (84)$$

Em que:

Δt é a elevação de temperatura de acordo com a classe de isolamento do motor;

t_2 é a temperatura dos enrolamentos no fim do ensaio;

t_a é a temperatura do meio refrigerante no fim do ensaio;

$R_{1,corr}$ é a resistência do enrolamento corrigida no fim do ensaio;

R_1 é a resistência do enrolamento antes do ensaio;

t_1 é a temperatura do enrolamento antes do ensaio, praticamente igual a do meio refrigerante, medida por termômetro.

O valor médio da resistência a frio do estator (R_1) foi obtido para uma temperatura ambiente (t_a) de aproximadamente 25°C e este valor deve ser corrigido para a temperatura no fim do ensaio (t_2). De acordo com a Equação (84) a temperatura no fim do ensaio (t_2) se relaciona com a temperatura ambiente (t_a) por meio de uma subtração, o valor resultante é denominado de elevação de temperatura (Δt) e é limitado pelo tipo de classe de isolamento do motor. Dessa forma, conforme as informações do fabricante, a composição da temperatura em função da classe de isolamento, pode ser visualizada por meio da Figura 41.

Figura 41 – Composição da temperatura em função da classe de isolamento.

Classe de isolamento		A	E	B	F	H
Temperatura ambiente	°C	40	40	40	40	40
Δt = elevação de temperatura (método da resistência)	°C	60	75	80	105	125
Diferença entre o ponto mais quente e a temperatura média	°C	5	5	10	10	15
Total: temperatura do ponto mais quente	°C	105	120	130	155	180

Fonte: WEG (2016).

O referido motor de indução, segundo a Figura 35, pertence à classe B de isolamento. Portanto, sua elevação de temperatura (Δt) será igual a 80°C, dessa forma pode-se encontrar a temperatura ao final do ensaio (t_2), conforme a Equação (85).

$$t_2 = \Delta t + t_a = 105^\circ\text{C} \quad (85)$$

Substituindo os valores encontrados na Equação (85) na Equação (84) encontra-se o valor da resistência corrigida no fim do ensaio ($R_{1,\text{corr}}$).

$$R_{1,\text{corr}} = 3,23 \, \Omega$$

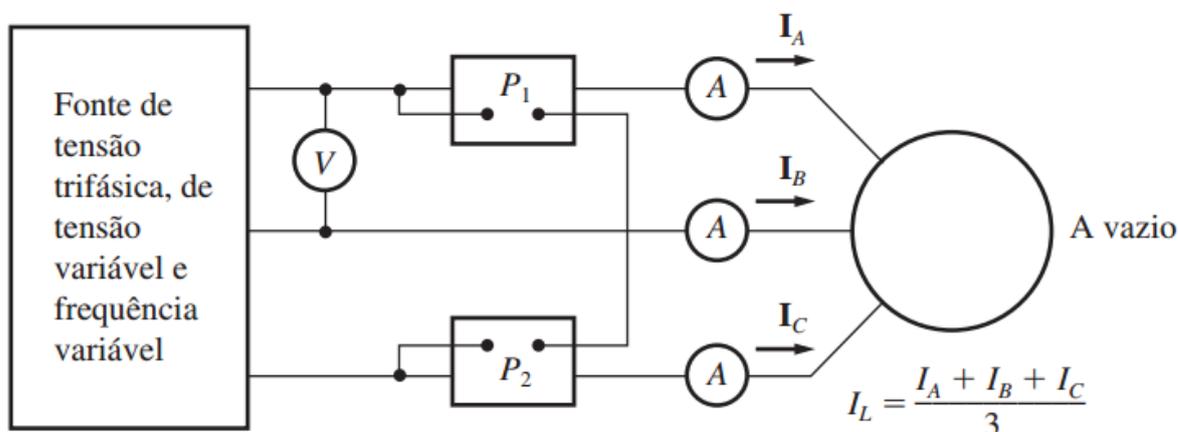
3.5 Ensaio a vazio

O ensaio a vazio de um motor de indução, ou ensaio sem carga, é dessa forma denominado pois o motor não se encontra acoplado à sua carga e, portanto, apresenta um escorregamento muito pequeno (aproximadamente menor que 0,001) (CHAPMAN, 2013).

O referido ensaio fornece informações em relação à corrente de excitação e às perdas a vazio, que englobam as de atrito e ventilação, significativas para pequenos motores e números

de polos (SHINDO, 2003). Geralmente, é executado em frequência nominal e com tensões polifásicas equilibradas, aplicadas aos terminais do estator (FITZGERALD,2006). Um dos pontos chaves na parte de cálculo do ensaio, é a divisão do valor da reatância de dispersão total, obtido no ensaio de rotor bloqueado, entre as reatâncias de dispersão do rotor e estator (SHINDO, 2003). A Figura 42 da referência (CHAPMAN, 2013) permite visualizar com maiores detalhes o circuito de montagem do ensaio a vazio.

Figura 42 – Circuito de montagem do ensaio a vazio.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

As nomenclaturas e abreviações presentes na Figura acima referem aos instrumentos requeridos para a realização do ensaio, especificados em nome e quantidade na

Tabela 6.

Tabela 6 – Instrumentos requeridos para o ensaio a vazio, de acordo com a Figura 42.

Nomenclatura	Instrumento	Quantidade requerida
V	Voltímetro	1
P ₁ e P ₂	Wattímetro	2
A	Amperímetro	3

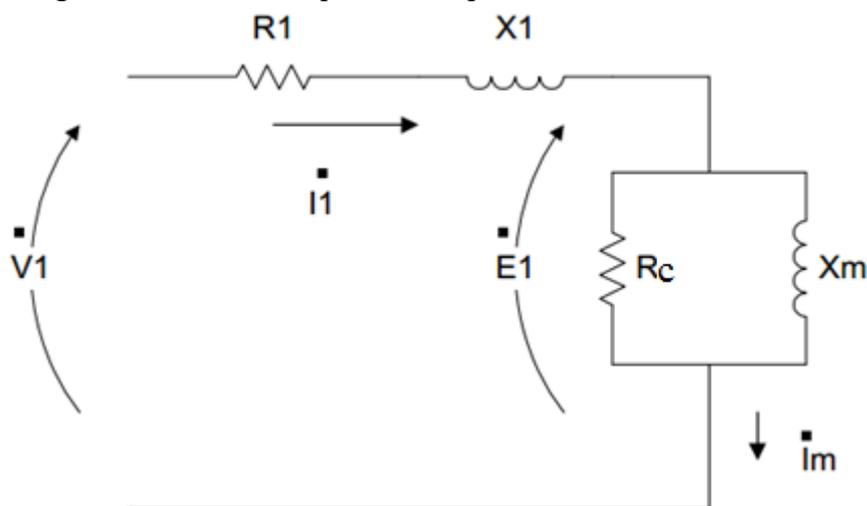
Fonte: Autora (2018).

Algumas observações podem ser feitas em relação aos valores coletados da corrente e da potência. O valor da corrente a vazio medida apresenta-se muito pequeno em razão da necessidade de sustentar o conjugado e as perdas por atrito e ventilação (associadas à rotação), que são a única carga do motor. Ressalva-se ainda que a corrente deverá ser coletada nas três

fases do motor de indução e posteriormente deve-se realizar a média aritmética entre os respectivos valores, a fim de encontrar a corrente de linha a vazio medida.

A Figura 43 apresenta o circuito equivalente aproximado do motor para a condição de ensaio a vazio, nota-se que a impedância do rotor pode ser ignorada em razão do motor estar girando à velocidade síncrona, fazendo com que não haja indução à frequência fundamental no circuito do rotor (SHINDO, 2013)

Figura 43 – Circuito equivalente aproximado do ensaio a vazio



Fonte: Adaptado de Shindo (2013).

O ensaio inicia-se com a aplicação da tensão trifásica equilibrada aos terminais do estator na frequência de operação, ressalva-se que é importante atentar ao tipo de conexão ao qual os enrolamentos do estator estão conectados e ao valor da respectiva tensão nominal (FITZGERALD, 2006). Estas informações podem ser encontradas nos dados de placa do motor fornecido pelo fabricante e as considerações são válidas para evitar um superaquecimento dos enrolamentos do motor e, conseqüentemente, danos ao mesmo.

Após aplicar a tensão nos enrolamentos do estator, é necessário aguardar um tempo antes da realização das leituras deste ensaio, com o intuito de que os mancais tenham se lubrificado apropriadamente. Posteriormente, deve-se anotar as medidas, presentes na Tabela 7: da tensão nominal de fase a vazio (V_{vz}), da corrente de fase a vazio (I_{vz}) e da potência de entrada a vazio (P_{vz}).

Tabela 7 – Medidas a serem coletadas em um ensaio a vazio de um motor de indução trifásico.

Medidas	Especificação
V_{vz}	Tensão de fase do motor, correspondente à tensão nominal [V]
I_{vz}	Corrente de fase a vazio, seu valor deve ser o resultado da média aritmética da corrente coletada nas três fases do motor [A]
P_{vz}	Potência elétrica total de entrada a vazio do motor [W]

Fonte: Autora (2018)

De posse dessas medidas e desprezando as perdas do núcleo, as perdas rotacionais em condições normais de funcionamento, podem ser encontradas por meio da subtração das perdas do estator em relação à potência de entrada a vazio medida.

$$P_{rot} = P_{vz} - 3 I_{vz}^2 R_{1,corr} \quad (86)$$

Em que:

P_{rot} são as perdas rotacionais;

P_{vz} é a potência trifásica a vazio;

I_{vz} é a corrente de fase a vazio;

$R_{1,corr}$ é a resistência corrigida do estator.

Ao aplicar a Equação acima deve-se se atentar para que o valor utilizado da resistência do estator esteja correspondente à temperatura do ensaio a vazio. No entanto, as deduções acima ignoram as perdas no núcleo e a respectiva resistência associada a essas perdas, de forma que se atribui todas as perdas a vazio ao atrito e à ventilação.

Segundo (FITZGERALD,2006) vários ensaios podem ser realizados para separar as perdas por atrito e ventilação das perdas no núcleo. Em uma delas, se o motor for operado a vazio, em velocidade nominal, e se então for repentinamente desligado da fonte, o decaimento da velocidade do motor será determinado pelas perdas rotacionais. Entretanto, este método de separação das perdas no núcleo e integração da resistência de perdas no núcleo no circuito equivalente não acarreta diferenças significativas nos resultados da análise. Dessa maneira, é

usual ignorar esta resistência e incluí-las nas perdas rotacionais, conforme o circuito equivalente da Figura 26 (a).

Na condição a vazio o escorregamento é muito pequeno fazendo com que a resistência do rotor refletida (R_2/s) se torne muito elevada. A combinação em paralelo dos ramos da magnetização e do rotor torna-se, então, (jX_m) em paralelo com a combinação em série da reatância de dispersão do rotor (X_2) e de uma resistência muito elevada. A reatância dessa associação em paralelo estará então muito próxima de (X_m). Consequentemente a reatância aparente (X_{vz}), medida nos terminais do estator a vazio, se aproxima da reatância própria do estator (X_{11}), definida por (FITZGERALD, 2006) (CHAPMAN, 2013):

$$X_{vz} = X_{11} = X_1 + X_m \quad (87)$$

A potência reativa a vazio (Q_{vz}) pode ser determinada por:

$$Q_{vz} = \sqrt{S_{vz}^2 - P_{vz}^2} \quad (88)$$

Em que a potência aparente total de entrada a vazio (S_{vz}) é expressa por:

$$S_{vz} = 3V_{vz}I_{vz} \quad (89)$$

A reatância a vazio (X_{vz}) é calculada em:

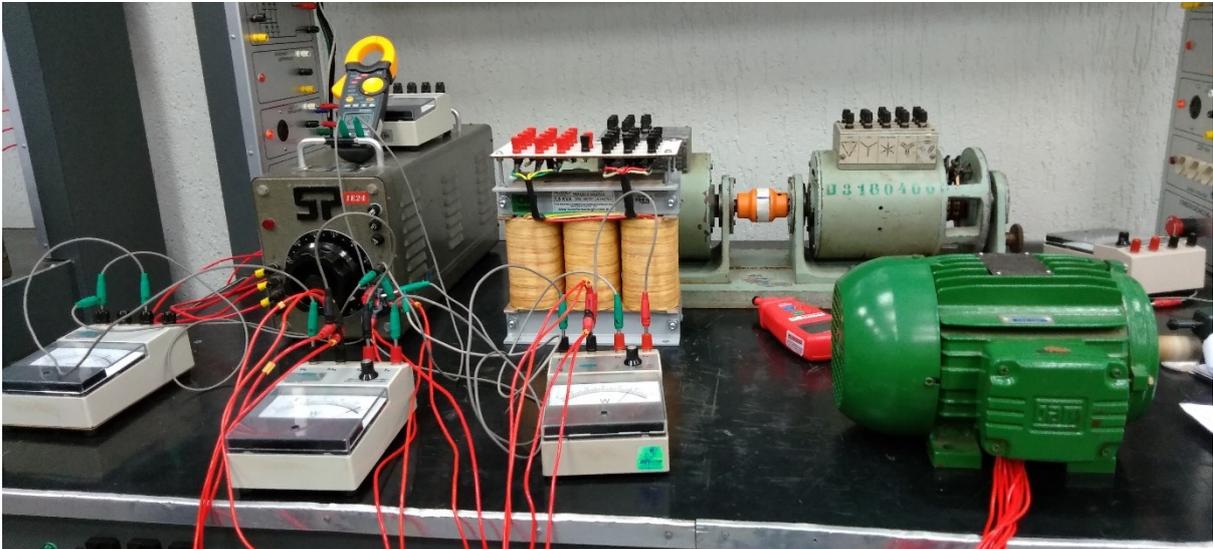
$$X_{vz} = \frac{Q_{vz}}{3I_{vz}^2} \quad (90)$$

Para o respectivo ensaio, utilizou-se os seguintes instrumentos de medição, apresentados na montagem da Figura 44:

- 1 varivolt trifásico modelo 5P.
- 2 wattímetros analógicos do fabricante Politerm;
- 1 amperímetro analógico do fabricante Politerm;

- 1 multímetro digital do fabricante CEM Instruments;

Figura 44 – Bancada montada para o ensaio a vazio



Fonte: Autora (2018).

As medidas obtidas através do ensaio a vazio estão presentes na Tabela 8 e ressalva-se que o motor foi ligado em triângulo paralelo, logo, a corrente de linha equivale a raiz de 3 da corrente de fase.

Tabela 8 – Medidas do ensaio a vazio

Fases	Corrente de Linha (A)	Tensão de Fase (V)	Potência Ativa Trifásica (W)
A	4,29	220	255
B	4,30		
C	4,15		
Valor médio	4,2467		

Fonte: Autora (2018).

A partir das medidas e do valor da resistência corrigida, as perdas rotacionais podem ser calculadas através da Equação (86) (FITZGERALD, 2006):

$$P_{rot} = 255 - 3 \times (3,23) \times \left(\frac{4,2467}{\sqrt{3}} \right)^2 = 196,7487 \text{ W}$$

A potência reativa a vazio (Q_{vz}) pode ser determinada por:

$$Q_{vz} = \sqrt{\left(3 \times 220 \times \left(\frac{4,2467}{\sqrt{3}}\right)\right)^2 - (255)^2} = 1597,9921 \text{ VAR}$$

A reatância a vazio (X_{vz}) é calculada em:

$$X_{vz} = \frac{1597,9921}{3 \left(\frac{4,2467}{\sqrt{3}}\right)^2} = 88,6077 \Omega$$

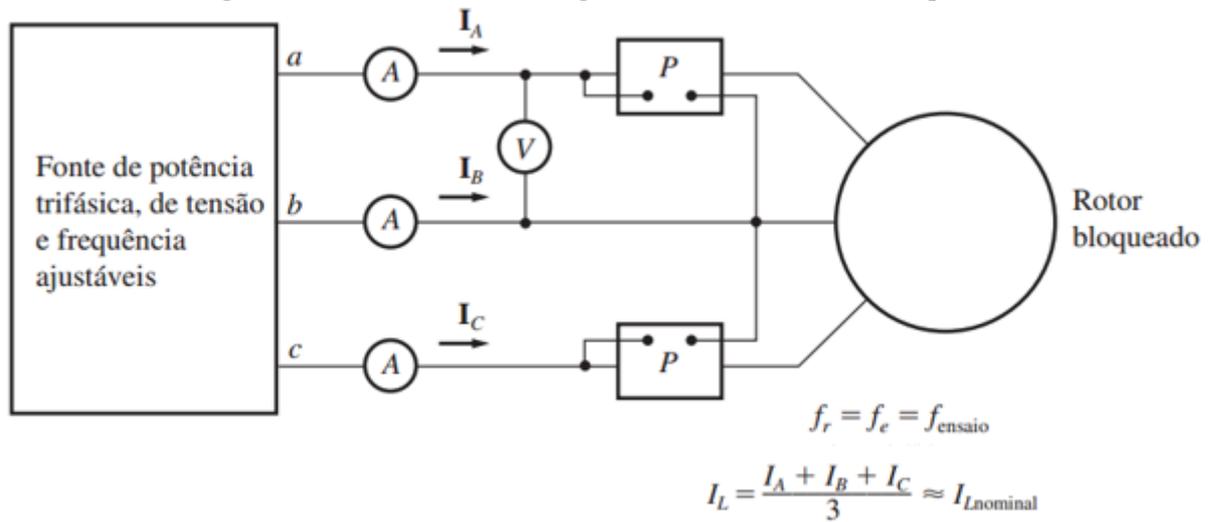
3.6 Ensaio de rotor bloqueado

O ensaio de rotor bloqueado ou travado de um motor de indução, se assemelha ao de curto-circuito de um transformador e segundo (FITZGERALD, 2006) fornece informações sobre as impedâncias de dispersão (DEL TORO, 1999). Neste ensaio, o rotor é bloqueado, de modo que não possa girar, tornando o escorregamento igual a unidade, e tensões polifásicas equilibradas são aplicadas aos terminais do estator e o fluxo de corrente é ajustado para ser aproximadamente o valor de plena carga (CHAPMAN, 2013). Quando a corrente está em plena carga os parâmetros de tensão, corrente e potência do motor são coletados.

Um motor de indução é mais complexo do que um transformador, uma vez que a impedância de dispersão pode ser afetada pela saturação magnética dos caminhos de fluxo de dispersão e pela frequência do rotor, por isso a necessidade neste ensaio manter o valor da corrente o mais próximo do nominal. A impedância de rotor bloqueado também pode ser afetada pela posição do rotor, embora geralmente esse efeito seja pequeno em rotores de gaiola de esquilo (FITZGERALD, 2006).

A Figura 45 da referência (CHAPMAN, 2013) permite visualizar com maiores detalhes o circuito de montagem necessário para este ensaio.

Figura 45 - Circuito de montagem do ensaio de rotor bloqueado.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

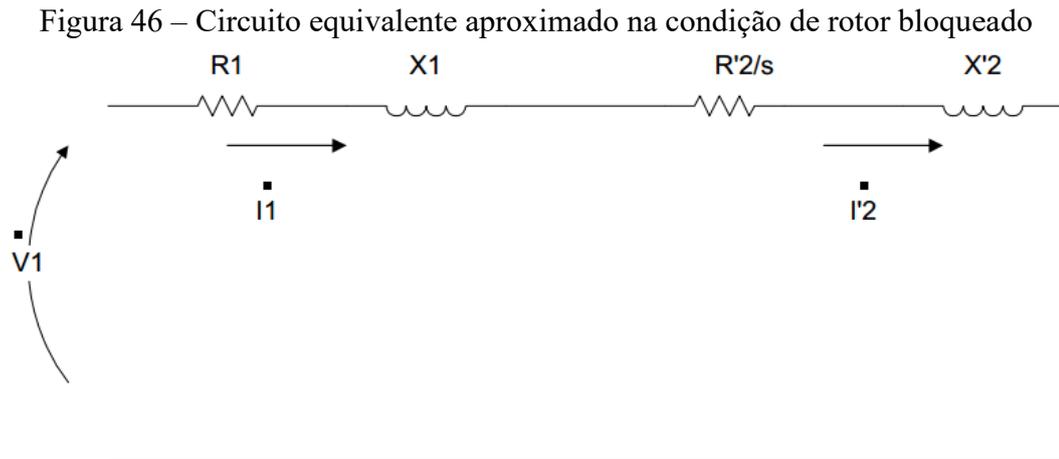
As nomenclaturas e abreviações dispostas na Figura acima referem aos instrumentos requeridos para a realização do ensaio, especificados em nome e quantidade na Tabela 9.

Tabela 9 – Instrumentos requeridos para o ensaio de rotor bloqueado, de acordo com a Figura 45.

Nomenclatura	Instrumento	Quantidade requerida
V	Voltímetro	1
P	Wattímetro	2
A	Amperímetro	3

Fonte: Autora (2018).

O circuito equivalente aproximado para esse ensaio é apresentado na Figura 46, observa-se que como o rotor não está se movendo, a resistência (R_2/s) é igual a (R_2), apresentando um valor bem pequeno. Além disso, como o valor de (X_2) também é baixo quase toda corrente de entrada circulará entre a resistência e a respectiva reatância de dispersão do rotor, ao invés de fluir através da reatância de magnetização (X_m), que apresenta um valor bastante elevado (SHINDO, 2003). Logo, o circuito para esta condição assemelha-se a basicamente a uma combinação em série de (X_1, R_1, X_2, R_2) (CHAPMAN, 2013).



Fonte: Adaptado de Shindo (2003).

O ensaio inicia-se segundo (DEL TORO, 1999) com o bloqueio do rotor de forma manual ou com o auxílio de algum instrumento que possa realizar este processo. Em seguida aplicam-se tensões polifásicas equilibradas e ajusta a corrente para o valor nominal, nesta parte é importante atentar-se ao tipo de conexão optado, se for em delta observar que a corrente coletada deverá ser dividida por raiz de três.

Após o motor atingir a corrente em plena carga, deve-se anotar as medidas presentes na respectiva Tabela 10: tensão nominal de fase de rotor bloqueado (V_{bl}), corrente de fase de rotor bloqueado (I_{bl}), potência de entrada de rotor bloqueado (P_{bl}) e frequência de ensaio de rotor bloqueado (f_{bl}). Esta última medida só deve ser considerada, segundo a norma IEEE 112, caso o motor tenha uma potência nominal acima de 25 HP, dessa forma sugere-se uma frequência de ensaio de rotor bloqueado de 25 por cento da frequência nominal e a reatância de dispersão total pode ser obtida com os valores desse ensaio, considerando que seu valor seja proporcional à frequência (FITZGERALD, 2006).

Como neste trabalho o motor adotado possui uma potência nominal abaixo de 25 HP, logo, os efeitos da frequência foram desprezados e a impedância de rotor bloqueado pôde ser medida diretamente na frequência nominal.

Tabela 10 – Medidas a serem coletadas em um ensaio de rotor bloqueado para um motor de indução trifásico.

Medidas	Especificação
V_{bl}	Tensão de fase do motor [V]
I_{bl}	Corrente de fase de rotor bloqueado, a qual corresponde à corrente nominal. Seu valor deve ser o resultado da média aritmética da corrente coletada nas três fases do motor [A]
P_{bl}	Potência elétrica total de entrada de rotor bloqueado do motor [W]
f_{bl}	Frequência do ensaio de rotor bloqueado [Hz], considerada somente para motores com potência nominal acima de 25 HP.

Fonte: Autora (2018).

Com base nas medidas coletadas do ensaio, a reatância de rotor bloqueado pode ser encontrada a partir da potência reativa de rotor bloqueado na Equação (91) (FITZGERALD, 2006).

$$Q_{bl} = \sqrt{S_{bl}^2 - P_{bl}^2} \quad (91)$$

Em que a potência aparente total de entrada de rotor bloqueado (S_{bl}) é expressa por:

$$S_{bl} = 3V_{bl}I_{bl} \quad (92)$$

A reatância de rotor bloqueado (X_{bl}), corrigida para a frequência nominal pode ser calculada através da Equação (93).

$$X_{bl} = \left(\frac{f}{f_{bl}}\right) \left(\frac{Q_{bl}}{3I_{bl}^2}\right) \quad (93)$$

Em que:

f é a frequência da tensão que alimenta o motor em funcionamento nominal [Hz];

f_{bl} é a frequência da tensão que alimenta o motor no ensaio de rotor bloqueado [Hz].

A relação $\left(\frac{f}{f_{bl}}\right)$ para pequenos motores (com potência inferior a 25 HP) é igual a 1.

A resistência de rotor bloqueado (R_{bl}) é determinada pela Equação (94):

$$R_{bl} = \frac{P_{bl}}{3I_{bl}^2} \quad (94)$$

Por sua vez, a reatância de dispersão do rotor (X_2) é calculada pela Equação (95) e é função da reatância de rotor bloqueado (X_{bl}), da reatância a vazio (X_{vz}) e da reatância de dispersão do estator (X_1).

$$X_2 = (X_{bl} - X_1) \left(\frac{X_{vz} - X_1}{X_{vz} - X_{bl}}\right) \quad (95)$$

Os parâmetros (X_1) e (X_2) não são possíveis de serem determinados por medidas adicionais. A Equação (96) estabelece uma relação entre as reatâncias por meio de uma determinada constante k (FITZGERALD, 2006).

$$X_1 = kX_2 \quad (96)$$

O valor da constante k dependerá da norma escolhida, neste contexto, existem duas normas que estabelecem uma distribuição empírica para (X_1) e (X_2). A norma IEEE 112 e a norma brasileira ABNT NBR 5383-1, a primeira relaciona os valores das respectivas reatâncias em função da classe do motor, mediante a Tabela 11. Se a classe do motor for desconhecida, costuma-se assumir que (X_1) e (X_2) são iguais.

Tabela 11 – Valor da constante k de acordo com a norma IEEE 112

Classe do motor	k
A	1,00
B	0,667
C	0,428
D	1,00

Fonte: IEEE (1996)

Ao mesmo tempo que a diretriz brasileira ABNT NBR 5383-1 estabelece a relação entre (X_1) e (X_2) em função das categorias da máquina, de acordo com a Tabela 12.

Tabela 12 - Valor da constante k de acordo com a norma ABNT NBR 5383-1

Categoria do motor	k
D	0,78
N	0,68
H	0,58

Fonte: ABNT NBR 5383-1 (2002)

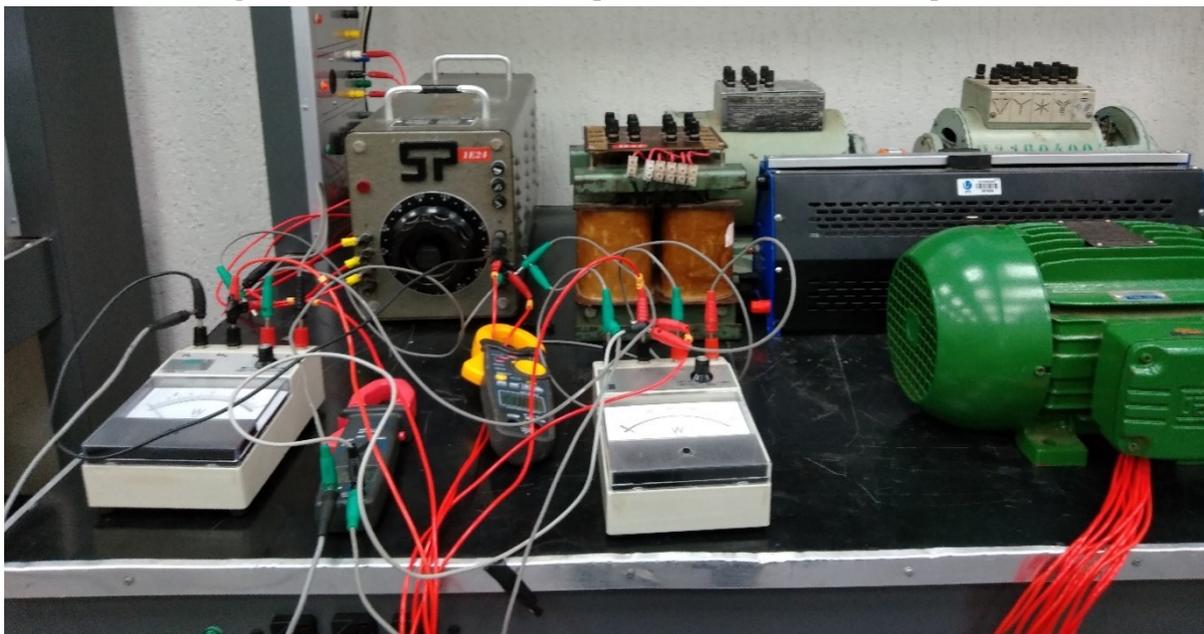
A resistência do rotor (R_2) pode ser encontrada conforme a Equação (97).

$$R_2 = (R_{bl} - R_1) \left(\frac{X_2 + X_m}{X_m} \right)^2 \quad (97)$$

Para o respectivo ensaio, utilizou-se os seguintes instrumentos de medição, apresentados na montagem da Figura 47:

- 1 varivolt trifásico modelo 5P.
- 2 wattímetros analógicos do fabricante Politerm;
- 1 amperímetro digital do fabricante CEM Instruments;
- 1 multímetro digital do fabricante CEM Instruments;

Figura 47 - Bancada montada para o ensaio de rotor bloqueado



Fonte: Autora (2018).

As medidas obtidas através do ensaio de rotor bloqueado estão presentes na Tabela 13.

Tabela 13 – Medidas do ensaio de rotor bloqueado

Fases	Corrente de Linha (A)	Tensão de Fase (V)	Potência Ativa Trifásica (W)
A	8,25	45	334
B	8,0		
C	8,54		
Valor médio	8,263		

Fonte: Autora (2018).

Por meio das medidas coletadas do ensaio na

Tabela 13 a potência reativa de rotor bloqueado é obtida ao aplicar a Equação (91) (FITZGERALD, 2006).

$$Q_{bl} = \sqrt{\left(3 \times 45 \times \left(\frac{8,263}{\sqrt{3}}\right)\right)^2 - (334)^2} = 550,6612 \text{ VAR}$$

A reatância de rotor bloqueado (X_{bl}) é calculada pela Equação (93).

$$X_{bl} = \left(\frac{60}{60}\right) \left(\frac{550,6612}{3 \left(\frac{8,263}{\sqrt{3}}\right)^2}\right) = 8,0651 \Omega$$

Em conformidade com a norma ABNT NBR 5383-1, com os valores de k apresentados na Tabela 12, o respectivo motor de indução trifásico pertence à categoria N, logo, aplica-se a relação dada pela Equação (96) para $k = 0,68$.

$$X_1 = 0,68X_2$$

A reatância de dispersão do rotor (X_2) estabelece a relação entre as reatâncias e é calculada pela Equação (95). Ao substituir $X_1 = 0,68X_2$ tem-se que:

$$X_2 = (X_{bl} - X_1) \left(\frac{X_{vz} - X_1}{X_{vz} - X_{bl}}\right)$$

$$0,68^2 X_2^2 + X_2(X_{bl}(1 - 0,68) - X_{vz}(1 + 0,68)) + X_{bl}X_{vz} = 0$$

Substituindo os valores obtidos da reatância de rotor bloqueado (X_{bl}) e da reatância a vazio (X_{vz}):

$$0,68^2 X_2^2 + X_2(8,0651(1 - 0,68) - 88,6077(1 + 0,68)) + 714,6287 = 0$$

$$0,4624X_2^2 + X_2(8,0651(0,32) - 88,6077(1,68)) + 714,6287 = 0$$

$$0,4624X_2^2 + X_2(2,5808 - 148,8609) + 714,6287 = 0$$

$$0,4624X_2^2 - 146,2801 X_2 + 714,6287 = 0$$

Resolvendo a equação a fim de encontrar o valor da variável, obteve-se:

$$X_2 = 4,9632 \Omega$$

Logo, através da relação na Equação (96):

$$X_1 = 3,375 \Omega$$

A partir da Equação (87) é possível descobrir o valor da reatância de magnetização (X_m).

$$X_{vz} = X_{11} = X_1 + X_m$$

$$X_m = X_{vz} - X_1 = 85,2327 \Omega$$

A resistência de rotor bloqueado (R_{bl}) pode ser determinada pela Equação (94).

$$R_{bl} = \frac{334}{3 \left(\frac{8,263}{\sqrt{3}} \right)^2} = 4,8918 \Omega$$

Finalmente, o valor da resistência do rotor (R_2) pode ser encontrada conforme a Equação (96), a partir do valor da resistência do estator (R_1) corrigida.

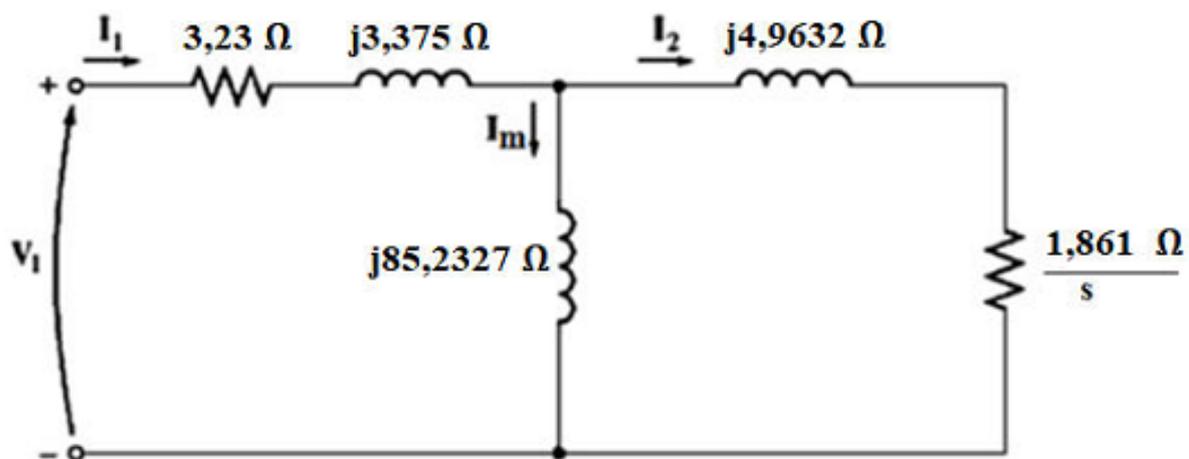
$$R_2 = (R_{bl} - R_1) \left(\frac{X_2 + X_m}{X_m} \right)^2 = (4,8918 - 3,23) \left(\frac{4,9632 + 85,2327}{85,2327} \right)^2$$

$$R_2 = 1,861 \Omega$$

3.7 Circuito Equivalente do Motor de Indução Trifásico

Com posse de todos os parâmetros elétricos obtidos e calculados pelos ensaios, o circuito equivalente monofásico do motor de indução trifásico pode ser visualizado na Figura 48.

Figura 48 - Circuito equivalente monofásico do motor de indução obtido pelos ensaios



Fonte: Autora (2018)

ANÁLISE DO MOTOR ATRAVÉS DOS ELEMENTOS FINITOS

4.1 Método de Elementos Finitos como aplicação para problemas físicos

O surgimento do método de Elementos Finitos (MEF) no início do século XX coincidiu com o dos primeiros computadores e foi desenvolvido por Walter Ritz (1878 – 1909) para determinar inicialmente a solução de problemas em mecânica dos sólidos deformáveis (DE CAMPOS, 2006). Entretanto, os fundamentos matemáticos do MEF tiveram suas origens no final do século XVIII por meio de Gauss, quando propôs a utilização de funções de aproximação para a solução de problemas matemáticos. Teorias e técnicas analíticas foram buscadas por mais de um século para a solução de problemas físicos, porém devido à limitação no processamento de equações algébricas, a aplicabilidade e sua utilidade se tornaram inviáveis (LOTTI et al., 2006).

Durante a década dos anos 50 o método dos elementos finitos foi aplicado à aeronáutica, mas a teoria e a técnica do método foram estabelecidas e aprimoradas nos anos 60 fazendo com que praticamente toda bibliografia fosse, na época, baseada nos problemas de mecânica. Foi somente a partir dos anos 70 que o MEF passou a ser empregado em Eletromagnetismo de forma ampla (BASTOS, 2004).

Nos anos 60, a Agência Espacial Americana (NASA) desenvolveu um software de análise de estruturas denominado de NASTRAN (NASA Structural Analysis), que implementou a técnica MEF para resolver problemas estruturais. A primeira versão do NASTRAN, teve mais de 200 mil linhas de código (MACNEAL, 1974). Hoje, os softwares ultrapassam a marca de 1 milhão de linhas, por essas razões, pode-se classificar o software de elementos finitos como um sistema de grande porte e alta complexidade (YAMASSAKI, 2014).

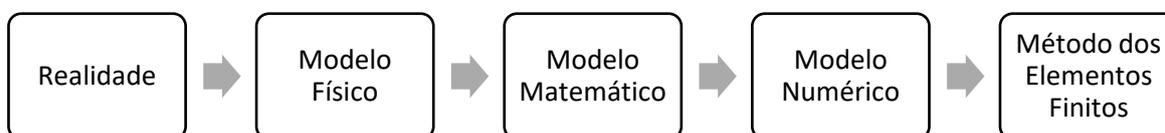
O trabalho que marcou a aplicação do MEF na engenharia de eletricidade é creditado ao desenvolvido por Silvester e Chari em 1969. A partir de então, uma série de pesquisadores dedicou os esforços no sentido de aplicá-lo na resolução de maiores problemas da engenharia de eletricidade, que é o cálculo de campos eletromagnéticos presentes nos dispositivos e sistemas elétricos (CARDOSO, 1995).

Na atualidade, o MEF é bastante utilizado na área de eletromagnetismo e é utilizado por meio de softwares bastante acessíveis e que se encontram à disposição de engenheiros, projetistas e estudantes. A consolidação do MEF como um instrumento de trabalho fez com que a evolução e a criatividade na área de dispositivos tomassem nova impulsão a partir dos anos 80, alcançando uma difusão no meio científico e industrial (BASTOS, 2004) (CARDOSO, 1995).

Dessa maneira, um novo projeto é concebido, aprimorado e otimizado de forma computacional, sem que a construção de inúmeros protótipos, longa e onerosa, fosse necessária. O conhecimento aprofundado desta técnica requer um estudo mais aprofundado e que pode ser feito com o apoio de livros especializados no assunto (BASTOS, 2004).

Na concepção para análise de um problema físico presente, a Figura 49 sintetiza o estudo. O problema real expresso por uma geometria ou modelo físico, a partir de então modelos matemáticos são pensados a fim de buscar um método que mais se aproxima da solução desejada, a esta busca tem-se uma variedade de modelos numéricos que são utilizados na resolução de equações complexas, destacando-se sobretudo ao MEF.

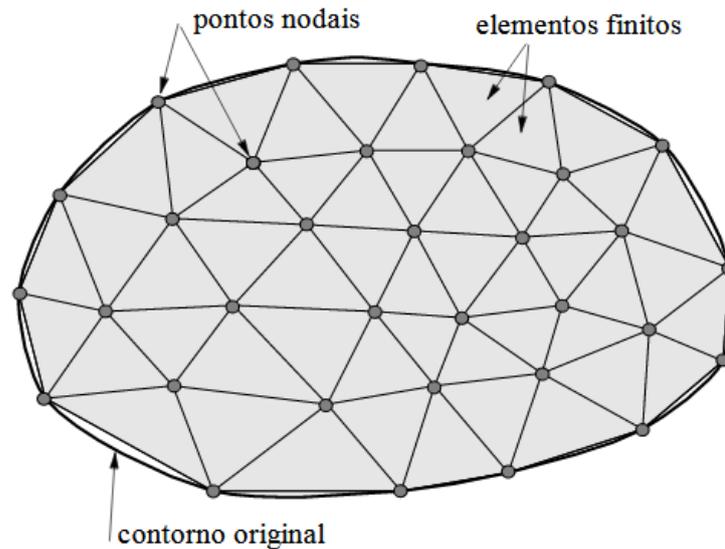
Figura 49 – Etapas para se chegar ao MEF



Fonte: Adaptado de UFPR (2015)

Inicialmente, segundo (CARDOSO, 1995) para se utilizar o MEF, o objeto de estudo deve ter sua geometria subdividida em várias partes, que são denominadas de elementos finitos, conforme ilustra a Figura 50. Essa subdivisão é chamada de malha, sendo geralmente constituída, no caso bidimensional, de triângulos ou quadriláteros, cujos vértices são denominados de nós da malha. É através dela que se monta um sistema de equações cuja solução permite determinar as grandezas de interesse no fenômeno utilizado. No eletromagnético, essa solução é o vetor potencial magnético (A) ou o potencial elétrico (V) em cada nó da malha, a partir dos quais é possível determinar os campos magnéticos (B e H) ou elétricos (E e D) no interior dos elementos finitos e proceder os cálculos como por exemplo os de energia, força, torque e parâmetros (indutâncias, capacitâncias, resistências).

Figura 50 – Malha de elementos finitos para um problema plano.



Fonte: Adaptado de De Souza (2003)

Na utilização do Método de Elementos Finitos costuma-se dividir a tarefa em três etapas, denominadas de: pré-processamento, processamento e pós-processamento.

O pré-processamento engloba o desenho da geometria do objeto estudado, a geração da malha, a imposição das propriedades físicas dos meios envolvidos, isto é, dos materiais que constituem o objeto (tais como o ferro, cobre, ímãs permanentes e ar), a imposição dos valores das fontes de campo no objeto (densidade de corrente elétrica nas bobinas ou densidade de carga elétrica nos materiais) e a imposição das condições de contorno pertinentes ao fenômeno e ao objeto analisado.

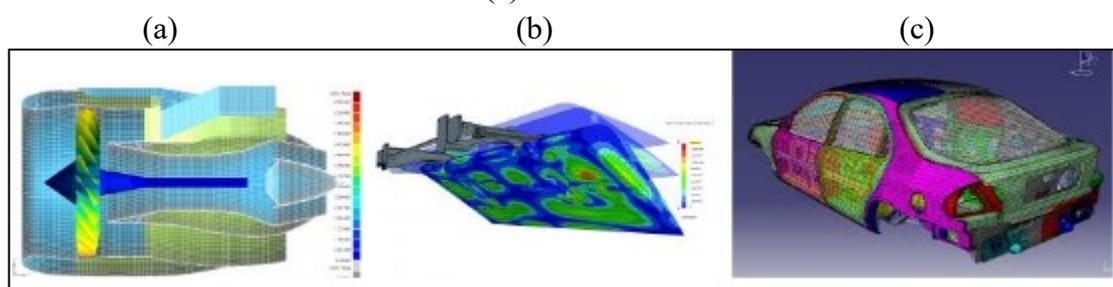
O processamento inclui a montagem do sistema de equações, através dos dados do pré-processamento e a sua resolução, que pode ser efetuada através de métodos diretos ou iterativos, podendo ser linear ou não-linear e com coeficientes reais ou complexos.

O pós-processamento, com os dados das etapas anteriores, é que permite a utilização dos resultados do MEF, através dos vários procedimentos para cálculo e apresentação das grandezas do fenômeno estudado. Os algoritmos que traçam linhas de campo ou equipotenciais sobre a geometria fornecida, os que calculam energia, força, torque e parâmetros, os que traçam gráficos de campos e potenciais sobre segmentos definidos no objeto, ou outros mais específicos para alguns fenômenos ou outras grandezas, são os constituintes do pós-processamento.

Em suma, o método de elementos finitos baseia-se na simulação direta dos fenômenos eletromagnéticos a partir da discretização das equações de Maxwell. Dessa forma, tudo se passa como se fosse construída uma estrutura virtual e esta fosse analisada numericamente. Não é necessário um modelo específico para a estrutura em estudo, o que é indispensável no caso dos métodos analíticos. Esta é a grande vantagem deste método, o que o torna especialmente útil nos estágios iniciais de um estudo, onde o tempo necessário para o desenvolvimento de um método analítico não se justifica, ou no caso de verificação de um método analítico sem a necessidade de construções de protótipos, ou mesmo da avaliação da região onde um determinado modelo analítico é válido (INAFUKO et al., 2012).

O MEF é bastante difundido no ambiente científico e aplicável no setor industrial, por apresentar uma grande aplicabilidade a diversos fenômenos físicos que são sujeitos a uma grande variedade de interações com a vizinhança onde eles ocorrem. Além disso, a estabilidade e a acurácia do método estão bem estudadas e solidamente amparadas em teorias matemáticas, o que lhe confere robustez e justifica o seu largo emprego como ferramenta para análise em vários campos da ciência e da engenharia (UFPR,2015).

Figura 51 – Exemplos de aplicação do MEF na ciência: (a) na análise de uma turbina, (b) flap e (c) automóvel.



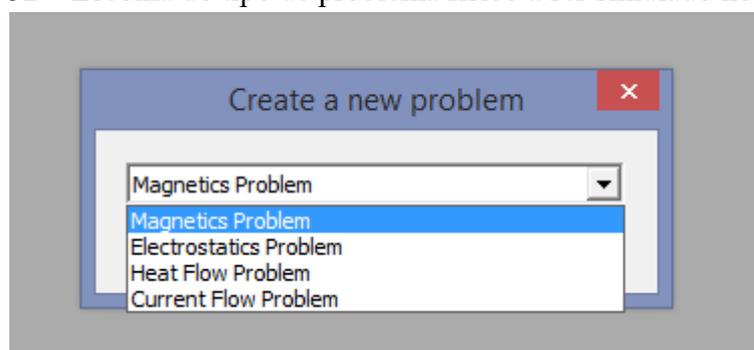
Fonte: UFPR (2015).

4.1.1 FEMM

O FEMM é um software gratuito de elementos finitos, desenvolvido por David Meeker para resolver problemas eletromagnéticos de baixa frequência em domínio bidimensionais planares e assimétricos. Ele permite simular problemas: magnetostáticos lineares e não lineares, magnéticos de tempo-harmônicos lineares e não lineares, eletrostáticos lineares e fluxo de calor em estado estacionário. Mesmo o programa, sendo aplicado para uma variedade de problemas eletromagnéticos, ele apresenta algumas limitações quando implementado para máquinas com partes girantes (OLIVEIRA; DONSIÓN, 2017) (MEEKER, 2004).

As etapas para a resolução de um problema no FEMM, de acordo com a teoria do método do elementos finitos, são divididas em: pré-processamento, processamento e pós-processamento. A primeira determina as condições iniciais do problema a ser resolvido, que precisam ser inicialmente especificadas na interface inicial do programa, como por exemplo: a característica do problema (conforme as opções da Figura 52), a definição da geometria do desenho, definição do domínio, condições de contorno e geração da malha de elementos finitos.

Figura 52 – Escolha do tipo de problema físico a ser simulado no FEMM.

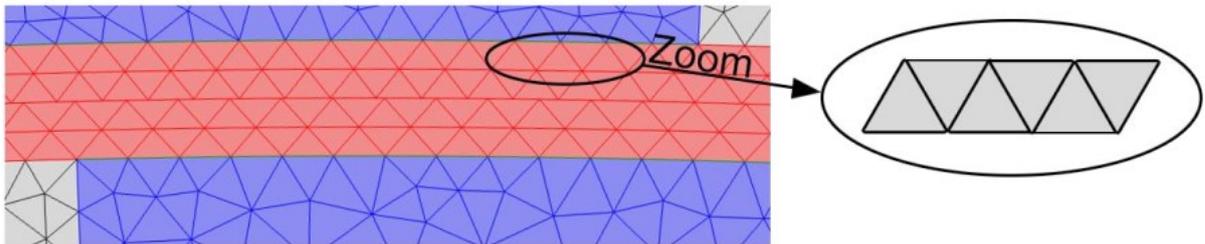


Fonte: Autora (2018)

Após o usuário escolher pelo problema físico a ser trabalhado, o FEMM permite modelar a geometria do mesmo e inserir os materiais ao desenho por meio da biblioteca do programa, que apresenta várias opções de materiais para o tipo de problema escolhido. O usuário ainda pode optar por importar o desenho na extensão “DXF” ou exportá-lo para o mesmo formato para utilizá-lo em outro programa (NOVACKI et al., 2018).

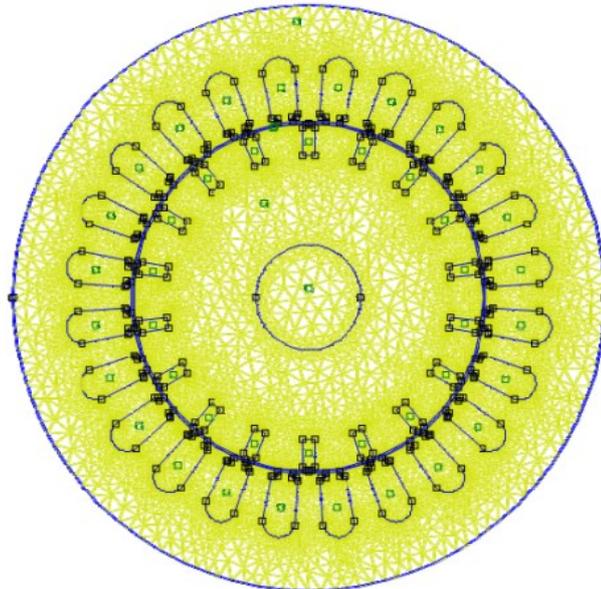
A etapa de processamento, corresponde na aplicação do método para a resolução do problema dentro do seu domínio de solução, definido na etapa anterior pela sua geometria e por suas condições de contorno aplicadas. A discretização do domínio no programa, é, portanto, realizada em elementos finitos, que correspondem a elementos triangulares (com lados iguais) do problema bidimensional (WILOW, 2014). A Figura 53 permite visualizar esta definição ao apresentar a malha de elementos triangulares distribuída no entreferro de uma máquina de indução e a Figura 54 apresenta o conjunto de malhas geradas pelo FEMM.

Figura 53 - Discretização do domínio do problema em elementos triangulares



Fonte: Adaptado de Wilow (2014)

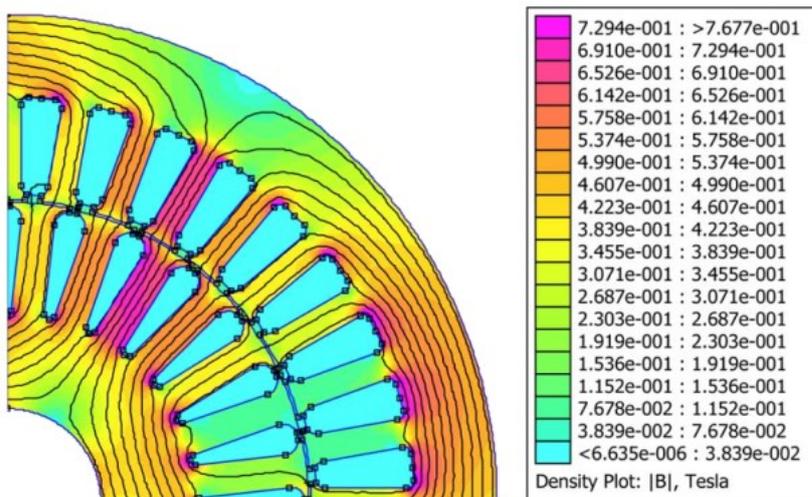
Figura 54 – Elementos finitos que correspondem a elementos triangulares no FEMM.



Fonte: Adaptado de Oliveira e Donsión (2017)

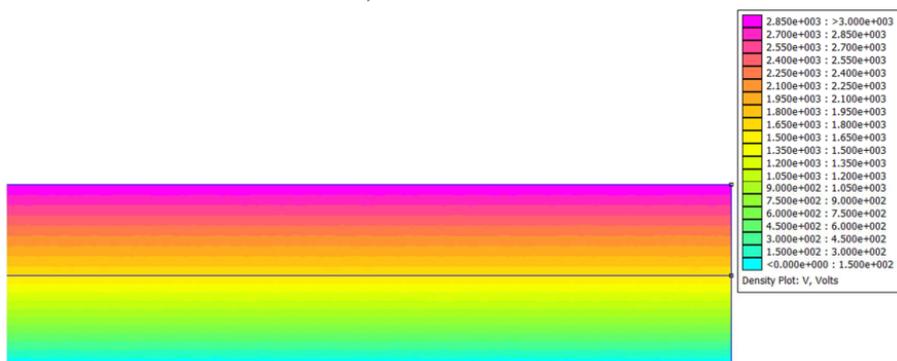
A última etapa de resolução do FEMM, denomina-se de pós-processamento. Ela caracteriza-se pela obtenção dos resultados da simulação obtidos através do MEF, que podem ser visualizados por meio da interface do programa em legendas coloridas, contendo os valores para uma respectiva variável de análise, ou através de gráficos plotados em função da área na qual está analisando (NOVACKI et al., 2018). Com o objetivo de exemplificar os elementos interativos que o FEMM dispõe, a Figura 55 exibe os valores da densidade de fluxo magnético, de maneira dinâmica e interativa, para um motor de indução com características geométricas e físicas pré-conhecidas e definidas, enquanto que nas Figura 56 e Figura 57 exibem um problema do tipo eletrostático de um capacitor.

Figura 55 – Valores da densidade de fluxo magnético para um determinado problema com características geométricas e físicas pré-definidas.



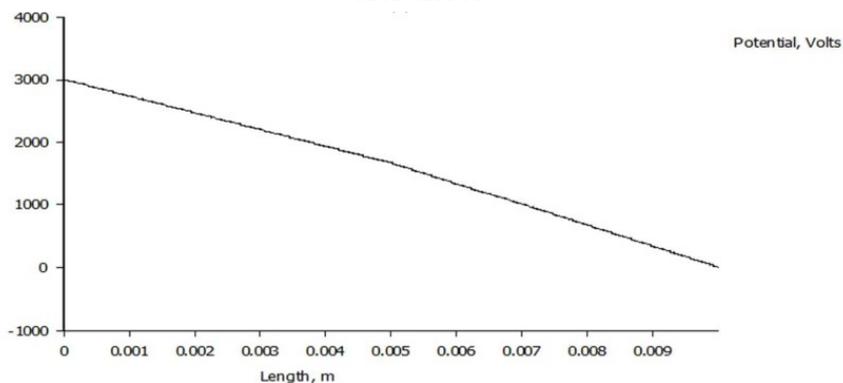
Fonte: Adaptado de Wilow (2014)

Figura 56 – Valores do potencial elétrico para um capacitor com dois dielétricos (Porcelana e Vidro) no FEMM.



Fonte: Adaptado de Malogoni (2012)

Figura 57 – Distribuição do potencial elétrico em formato gráfico para um capacitor com dois dielétricos.



Fonte: Adaptado de Malogoni (2012)

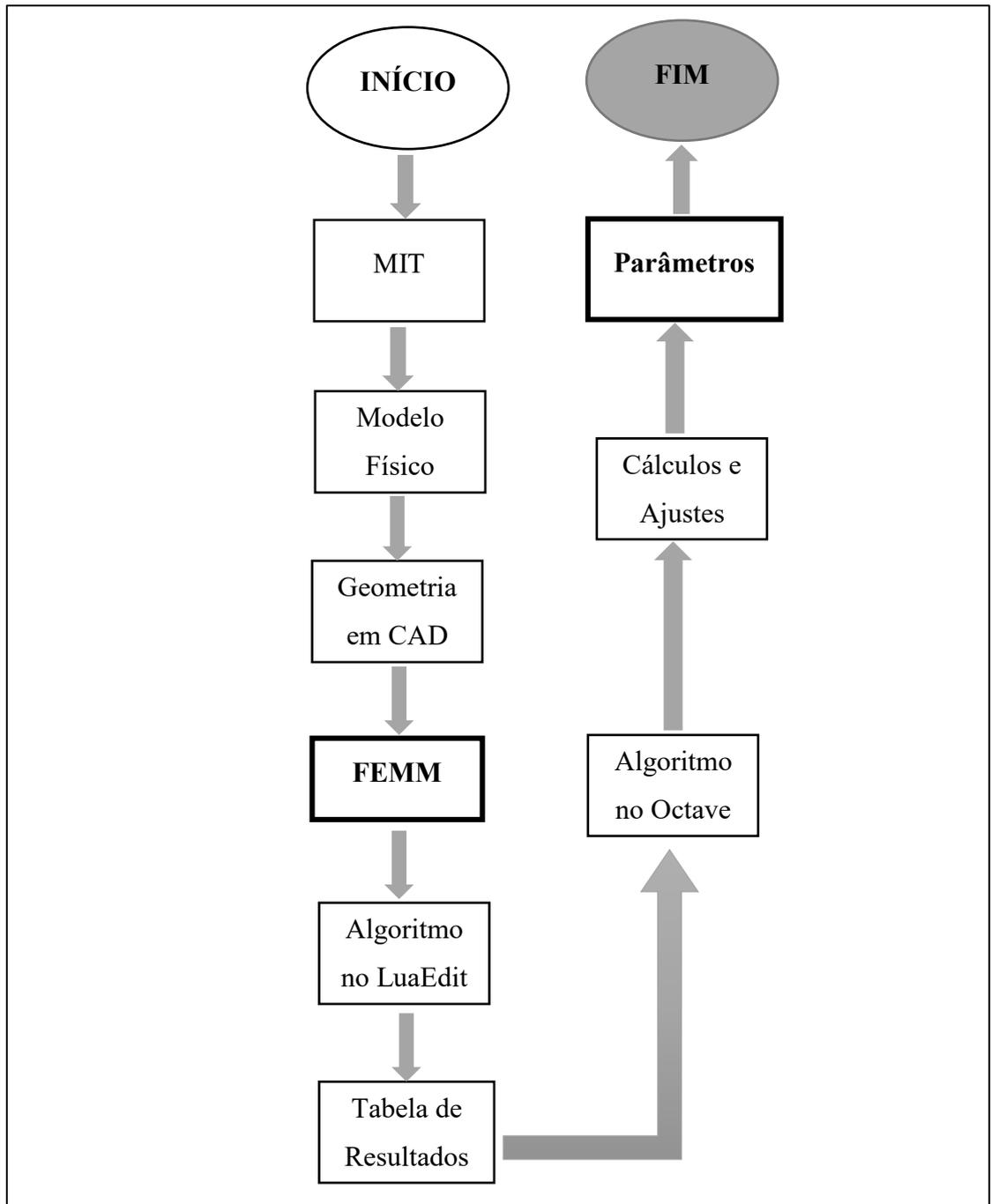
4.2 Metodologia da parte computacional

As etapas para o desenvolvimento da parte computacional deste trabalho são ilustradas por meio da Figura 58. A primeira etapa consiste na compreensão das características e aspectos geométricos do motor de indução trifásico, posteriormente desenha-se o modelo físico representativo do motor no programa AutoCAD (arquivo .dxf) e este modelo é então exportado para o FEMM. No qual são inseridos os materiais, as condições de contorno, correntes e quantidade Ampere-Espiras em cada ranhura.

Foi implementado um algoritmo, utilizando a linguagem gratuita de programação LuaEdit, para realizar a comunicação das atividades executadas no FEMM, por meio de linhas de comandos. Este algoritmo será o responsável pelo cálculo do fluxo, indutâncias e torque para os valores da frequência de escorregamento do motor.

Os resultados são arquivados e extraídos para um outro algoritmo implementado no Octave, o qual realizará os cálculos e as aproximações para alcançar o resultado final: os parâmetros do circuito equivalente aproximado, que dependem da frequência de escorregamento do motor de indução.

Figura 58 – Fluxograma da metodologia computacional



Fonte: Autora (2018)

4.3 Características construtivas do motor de indução

Para alcançar o objetivo deste trabalho, o programa FEMM requer que se conheça previamente as características físicas e geométricas do problema antes de iniciar a simulação, não excluindo os aspectos gerais mais relevantes da máquina. Nesse propósito, trabalhou-se com o motor de indução do fabricante WEG (Figura 59) pertencente à linha de Alto Rendimento Plus.

Figura 59 – Motor de indução trifásico do fabricante WEG da linha Alto Rendimento Plus.



Fonte: Autora (2018).

As características de funcionamento e os principais dados de placa são apresentados na Figura 35 e na Tabela 14 na qual constam os respectivos valores de: potência, velocidade, categoria, tensão, corrente nominal, dentre outros.

Tabela 14 – Dados do motor de indução trifásico do fabricante WEG.

Dados do MIT	
Linha	Alto Rendimento Plus
Modelo	Motor de Indução de Gaiola
Carcaça	90L
Data de Fabricação	04 de Agosto de 2005
Número Série	GW39453
Frequência	60 Hz

Categoria	N
Potência Nominal	2,2 HP (3,0 cv)
Rotação Nominal	1735 rpm
Fator de Serviço	1,15
Classe de Isolamento Térmico	B
Ip/In	7,0
Tensão Nominal	220 ($\Delta\Delta$); 380(Y Y); 440 (Δ ou Y)
Corrente Nominal	8,27 A (em 220 V); 4,79 A (em 380 V); 4,13 A(em 440 V)
Regime de Serviço	S1
Máxima Temperatura Ambiente	40 °C
ALT (Altitude)	1000 m
Rendimento	85,1%
cos ϕ	0,82 indutivo
Rolamentos	6205 – ZZ 6204 - ZZ
Número de Pólos:	4

Pode-se destacar ainda que o mesmo possui uma categoria de operação do tipo N, com uma corrente de partida de seis a sete vezes o valor da corrente nominal além de apresentar um baixo escorregamento da ordem de 2% a 5%. O valor do escorregamento pode ser encontrado aplicando a Equação (21), considerando que a velocidade síncrona (n_{sinc}) é de 1800 (*rpm*) e sua velocidade mecânica é da ordem de 1735 (*rpm*) :

$$s = \frac{n_{sinc} - n_m}{n_{sinc}} (x 100\%) = \frac{1800 - 1735}{1800} (x 100\%) = 3,6111 \%$$

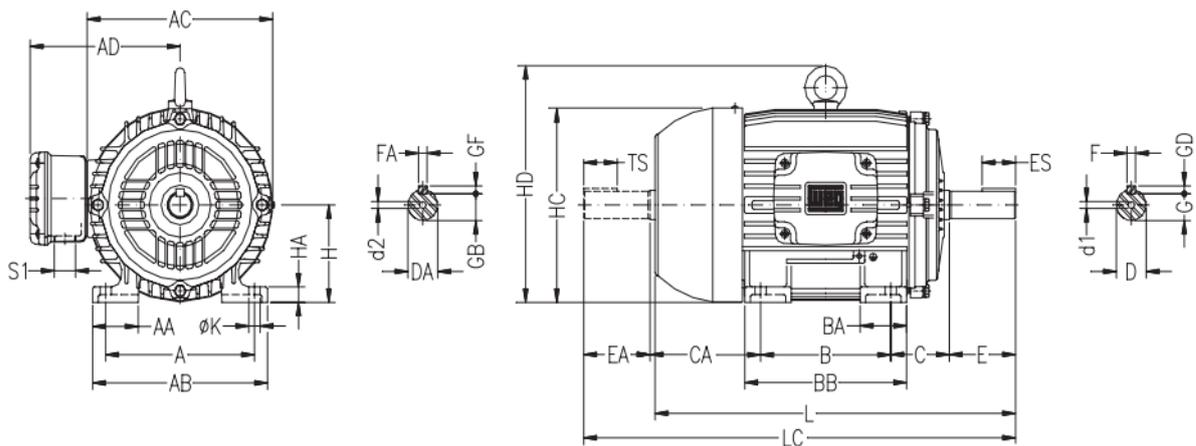
Em relação ao rotor, sua frequência (f_r) pode ser obtida por meio da Equação (25), considerando a frequência do estator (f_e) igual a nominal de 60 (Hz) e o escorregamento (s) em unidade de 0,0361:

$$f_r = 0,0361 \times 60 = 2,1667 \text{ (Hz)}$$

4.4 Propriedades Geométricas do Motor: Vistas e Dimensões

Com o intuito de se conhecer as dimensões e vistas principais do motor para construir o desenho no FEMM, as Figuras 60 e 61 mostram com maiores detalhes suas características geométricas e dimensionais.

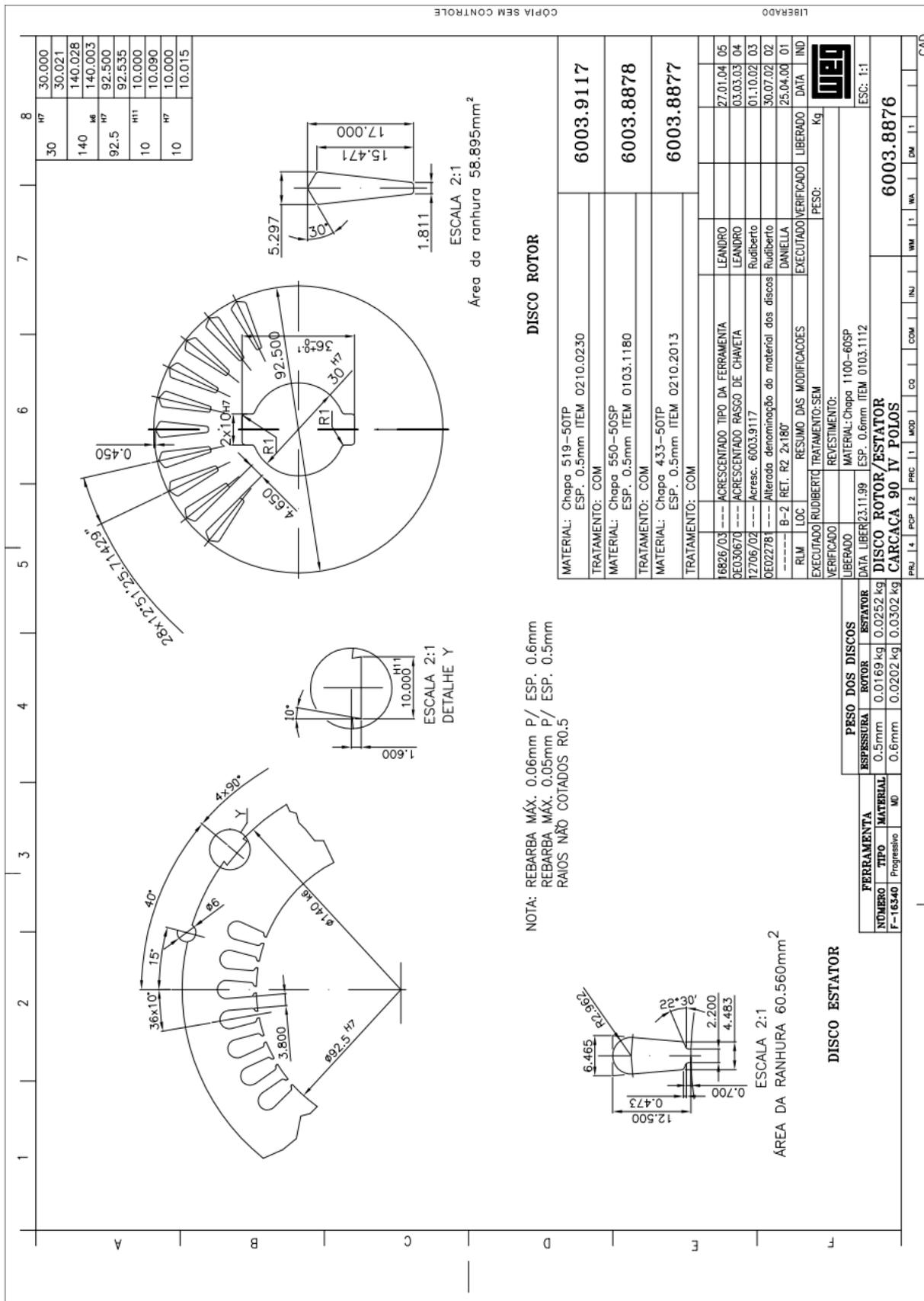
Figura 60 – Vista frontal e superior do motor com o tipo de carcaça 90L e suas respectivas legendas de dimensões em milímetros



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''

Fonte: Autora (2018).

Figura 61 – Detalhes das vistas em cortes do estator e rotor, com dimensões (em milímetros) especificadas por meio das tabelas.



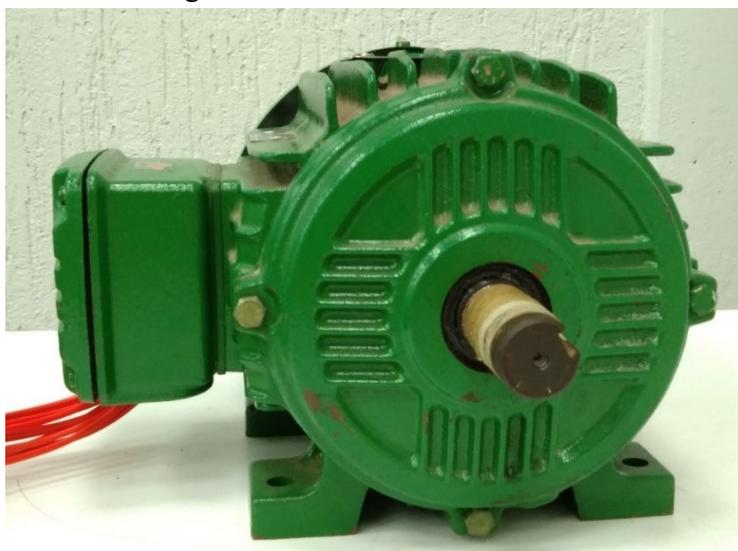
As Figuras 62 a 66 possibilitam visualizar alguns detalhes e aspectos construtivos no interior do motor, que foram apresentados anteriormente.

Figura 62 – Vista superior do motor de indução trifásico pertencente à FEELT, UFU.



Fonte: Autora (2018)

Figura 63 – Vista lateral do motor



Fonte: Autora (2018)

Figura 64 – Vista lateral do motor com sua tampa defletora anexada.



Fonte: Autora (2018)

Figura 65 – Vista lateral do ventilador após a remoção da tampa defletora.



Fonte: Autora (2018)

Figura 66 – Vista lateral do motor com rotor e tampa removidos.



Fonte: Autora (2018)

Nota-se que na Figura 67 o rotor contido neste motor corresponde ao modelo gaiola de esquilo, em conformidade com a teoria apresentada no Capítulo 2, composto por barras condutoras dispostas nas ranhuras do ferro do rotor e curto-circuitadas em cada extremidade por um anel.

Figura 67 – Vista lateral do rotor, com uma das tampas anexada ao seu eixo.



Fonte: Autora (2018)

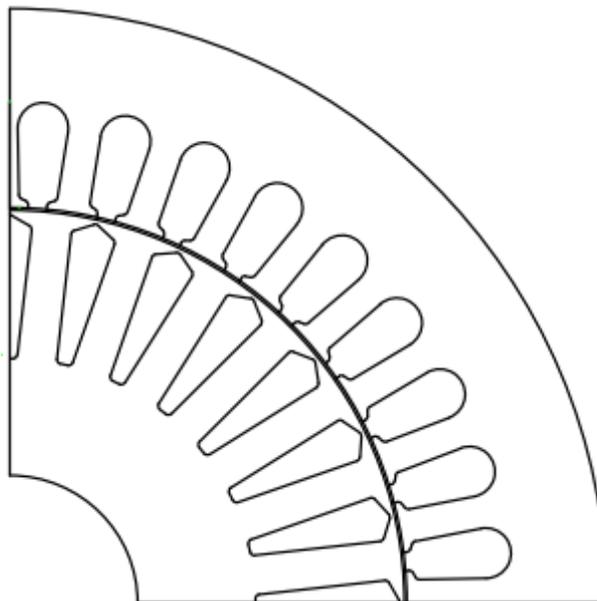
4.5 Representação do motor de indução no FEMM

Diante das características do motor de indução trifásico apresentadas na seção anterior, realizou-se a primeira etapa de resolução do FEMM: o pré-processamento. No qual, consiste na modelagem da geometria do MIT em um software que dispusesse de ferramentas avançadas de desenho. Com esta finalidade, buscou-se o software AutoCAD como ferramenta para o desenvolvimento do trabalho em questão, para projetar o motor de modo a atender as respectivas dimensões construtivas de desenho. Ressalva-se que o programa apenas pôde ser integrado a este trabalho, devido à licença e versão para estudante (ano 2014) obtida por meio do seguinte endereço eletrônico: <https://www.autodesk.com/education/free-software/autocad>, de modo a respeitar as disposições e finalidades legais do software.

Esta etapa é essencial para gerar um desenho em arquivo da espécie “.DXF” e realizar a sua exportação para o FEMM – tendo em vista que o software efetua seus cálculos por meio das características geométricas do problema. Dessa maneira, a importação do desenho constitui como estágio inicial na implementação do método dos elementos finitos para obter os parâmetros do circuito equivalente do respectivo motor de indução.

Tendo em vista que o motor de indução apresenta uma simetria geométrica interna, pôde-se realizar o desenho para $\frac{1}{4}$ da sua geometria (BIANCHI, 2005). Logo, os dados a serem obtidos pelo FEMM serão quadruplicados para se alcançar o resultado final dos parâmetros do MIT (MEEKER,2004) (BOSE, M. et al, 2012).

O desenho no AutoCAD foi então exportado para o FEMM (versão 4.2) na extensão “.DXF”, ilustrado na Figura 68. Durante esta etapa, a precisão deverá corresponder a mesma na qual o programa opera, de modo a inserir os materiais a serem trabalhados, definir as condições de contorno e evitar qualquer erro de simulação (NOVACKI et al., 2018). Em relação às condições de contorno, elas são definidas como antiperiódicas para cada par externo de segmento do desenho (MEEKER,2004) (BIANCHI, 2005).

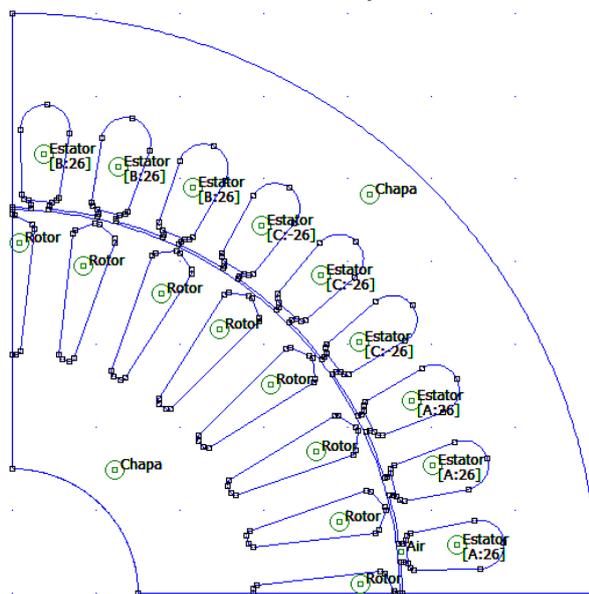
Figura 68 - Desenho de $\frac{1}{4}$ do MIT no AutoCAD (versão para estudante 2014).

Fonte: Novacki et al. (2018)

4.5.1 Inserção de materiais

A Figura 69 exibe a geometria do MIT no FEMM com as condições de contorno e os materiais já inseridos. É importante destacar ainda, que os materiais da chapa do estator e das ranhuras do rotor são, respectivamente, aço-silício e alumínio.

Figura 69 - Geometria do motor de indução trifásico no FEMM



Fonte: Novacki et al. (2018)

O condutor no estator foi estimado e correspondeu ao cobre 14 AWG, que foi especificado de acordo com as características do fabricante. Na Tabela 15, pode-se visualizar as características do condutor.

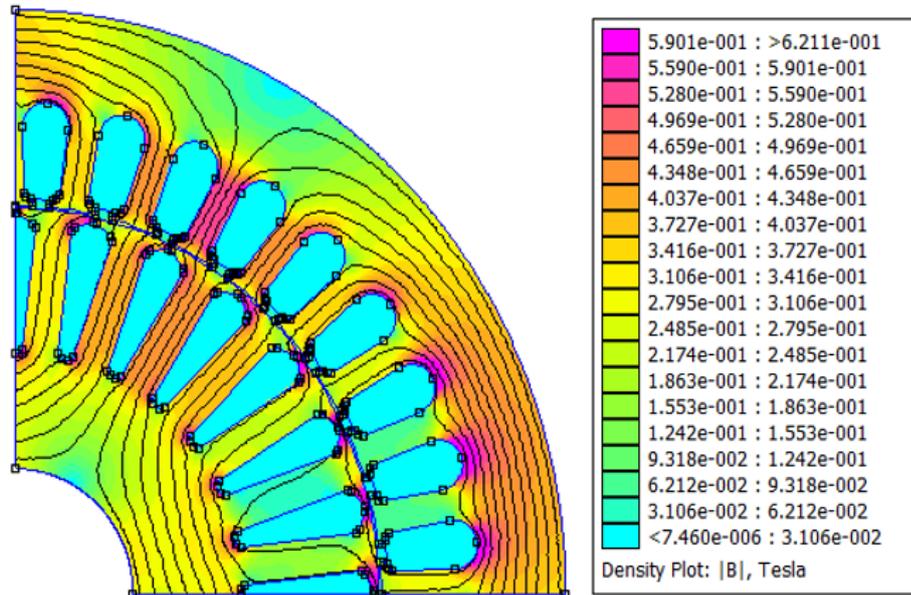
Tabela 15 – Especificações do condutor no estator

Dados do Condutor no Estator 14 AWG Cobre	
Capacidade	6 A
Diâmetro	1,628 mm
Secção	2,08 mm ²
Resistência	8,17 Ohms/km
Peso	18,5 kg/km

4.6 Densidade do fluxo magnético para simulação a vazio

O FEMM calcula o fluxo magnético com alta precisão e a Figura 70 permite que a distribuição da densidade de fluxo seja visualizada na geometria do motor para a condição a vazio (escorregamento igual a zero). Ressalva-se que como todas as análises realizadas pelo FEMM são para configurações mecanicamente estáticas, as correntes aplicadas nas ranhuras do estator foram estáticas (MEEKER, 2004).

Figura 70 – Densidade de Fluxo Magnético para a condição a vazio do motor de indução trifásico.



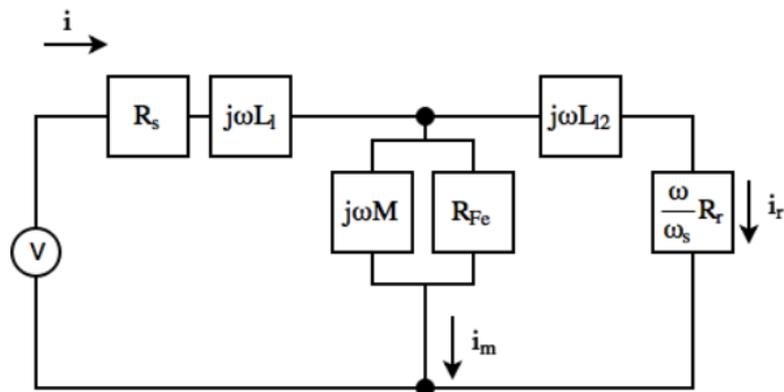
Fonte: Autora (2018)

Nota-se que as linhas apresentadas na Figura 70, as quais contornam o interior da geometria do motor, correspondem aos vetores potenciais magnéticos. Além disso, observa-se que os valores da densidade de fluxo magnético apresentam-se mais altos próximos às bordas cortantes nas ranhuras do rotor e do estator, devido à maior concentração de fluxo nas mesmas (WILOW, 2014).

4.7 Circuito equivalente do motor para o FEMM

O circuito no esquema da Figura 71 contém os parâmetros em função da frequência aplicada em rad/s (w) e da frequência de escorregamento em rad/s (w_s). Ele pode ser dividido em um ramo esquerdo, direito e médio. A esquerda representa um enrolamento do estator e a direita representa um enrolamento do rotor. O ramo do meio representa a reação entre o estator e rotor incluindo as perdas nos núcleos. As caixas representam as impedâncias. A resistência R_s representa a resistência do estator, L_l representa a indutância de dispersão no enrolamento do estator, L_{l2} é a indutância de dispersão do rotor e R_r representa a resistência do rotor. R_{Fe} representa as perdas no núcleo de ferro causadas por correntes parasitas e M é a indutância mútua entre o estator e o rotor.

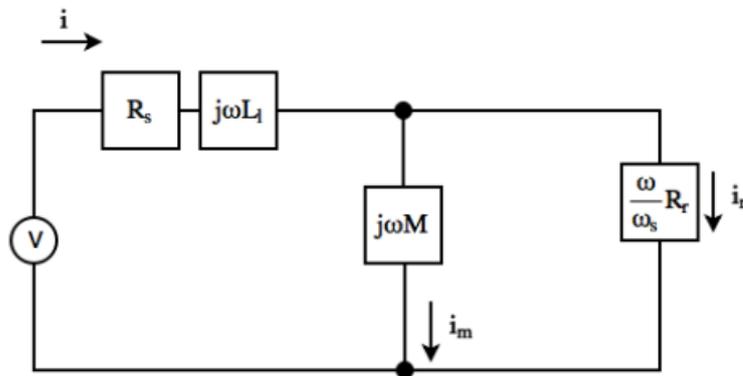
Figura 71 – Circuito elétrico equivalente do motor de indução trifásico, representado para uma fase.



Fonte: Adaptado de Trávníček (2017)

Ao considerar a gaiola do rotor como uma gaiola simples com barras, pode-se afirmar que a indutância de dispersão do estator (L_{l2}) tem um valor insignificante, assim como negligencia as perdas no núcleo de ferro (TRÁVNÍČEK, 2017). Com essas aproximações chega-se ao circuito equivalente na Figura 72.

Figura 72 – Circuito elétrico equivalente simplificado



Fonte: Adaptado de Trávníček (2017)

O circuito equivalente simplificado para o motor de indução, na Figura 72, representa uma fase da máquina de indução operando em estado estacionário (frequência elétrica constante e velocidade mecânica constante) e será utilizado na análise computacional deste capítulo (BOSE, 2012) (DOLINAR, 1997). A análise nesta pesquisa se concentra na parte eletromagnética da máquina, na qual o FEMM garante bons resultados de fluxo e torque (MEEKER, 2004).

4.7.1 Breve revisão de conceitos

Antes de iniciar a implementação computacional, alguns conceitos são necessários serem revisados, para garantir uma melhor compreensão e interpretação dos resultados encontrados. As equações a serem apresentadas nesta seção estão de acordo com o circuito equivalente da Figura 66 e conseqüentemente, de seus parâmetros.

Uma outra maneira de expressar a frequência de escorregamento, é calculá-la em função o número de pares de pólo da máquina (p_p), na Equação (98).

$$w_s = w - p_p \cdot w_r \quad (98)$$

Onde:

w_s é a frequência resultante da diferença entre a frequência mecânica do rotor e a elétrica aplicada.

w é a frequência elétrica aplicada em rad/s;

p_p é o número de pares de pólo da máquina;

w_r é a velocidade mecânica do rotor em rad/s;

A constante de tempo do rotor é calculada, na Equação (99) como a razão entre a indutância mútua e a resistência do rotor.

$$\tau = \frac{M}{R_r} \quad (99)$$

A impedância equivalente do motor (Z), pode então ser expressa em função de (w), (w_s) e de (τ) na Equação (100):

$$Z = R_s + jw \left(L_l + M \left(\frac{1}{1 + j\tau w_s} \right) \right) \quad (100)$$

A tensão (v) é obtida pela multiplicação da impedância pela corrente na Equação (101).

$$v = Zi \quad (101)$$

O fluxo magnético por fase é definido na Equação (102):

$$\phi = \left(L_l + M \left(\frac{1}{1 + j\tau\omega_s} \right) \right) i \quad (102)$$

Dividindo a Equação (102) pela corrente, obtém-se a indutância equivalente total do circuito por fase em função da frequência de escorregamento, resultando na Equação (103).

$$L(\omega_s) = \left(L_l + \frac{M}{1 + (\tau\omega_s)^2} \right) - j \left(\frac{\tau\omega_s M}{1 + (\tau\omega_s)^2} \right) \quad (103)$$

Nota-se que a indutância equivalente total do circuito é função dos parâmetros (M), (R_r) e da frequência de escorregamento (ω_s). Tendo em vista que o cálculo do fluxo no FEMM pode ser obtido com alta precisão (MEEKER, 2004), os valores do fluxo para diferentes frequências de escorregamento podem ser utilizados para obter os parâmetros de (M) e (R_r), na Equação (103).

4.8 Estimação das Indutâncias e da Resistência do Rotor por meio do LuaEdit

Como no motor de indução o rotor se move com uma velocidade que é inferior à velocidade síncrona, o campo induzido no rotor (ou seja, o campo que o rotor visualiza) consiste na verdade de uma velocidade de escorregamento do rotor. Portanto, segundo (OLIVEIRA; DONSIÓN, 2017) se quisermos ter uma perspectiva razoável e simular o comportamento do rotor para o FEMM, a simulação deve ser realizada na frequência de escorregamento, que consiste na verdade de um artifício com o intuito de acomodar o movimento.

Como foi expresso anteriormente, todas as análises realizadas no FEMM são para configurações mecanicamente estáticas, devido a limitação do próprio programa. Portanto, a estimação dos parâmetros do motor de indução e as demais análises presentes neste trabalho serão realizadas através do conjunto de uma série de simulações estáticas considerando o rotor parado, de modo que a frequência aplicada (ω) na Equação (98) torne-se igual à frequência de escorregamento (ω_s) (MEEKER, 2004) (BOSE, 2012).

Neste contexto e considerando a metodologia apresentada, um algoritmo na linguagem de programação gratuita LuaEdit, o qual permite implementar códigos que interajam com as ferramentas do programa FEMM (MEEKER, 2004), foi desenvolvido para realizar as várias simulações em uma determinada faixa de frequência de escorregamento, em que a sua variação corresponde à iteração do algoritmo. Logo, para cada valor de frequência, o programa FEMM coletará e calculará os valores do fluxo magnético e da indutância.

O método aplicado neste trabalho consistiu na aplicação de correntes trifásicas constantes inseridas nas bobinas do estator na forma de um número complexo, no valor de 1 A. No total, inseriu-se em cada ranhura do estator o número de Ampere-Espiras. Dessa forma, a identificação dos parâmetros do circuito equivalente permite observar o comportamento do torque e simular o funcionamento do motor de indução trifásico na frequência de escorregamento (MEEKER, 2004) (TRÁVNÍČEK, 2017).

A variação da frequência de escorregamento no algoritmo implementado inicia-se em 0,25 Hz e finaliza em 3 Hz. Considerou-se o valor de 0,25 Hz como passo de integração, conforme a Tabela 16, permitindo analisar o comportamento da indutância e do torque para o ponto de operação (com frequência de escorregamento do rotor igual a 2,1667 Hz) e para outras frequências de escorregamento.

Tabela 16 - Resultados da indutância pela frequência de escorregamento através do algoritmo no Lua Edit

Determinação da Indutância para a variação da frequência de escorregamento		
Frequência de escorregamento (Hz)	Parte real da Indutância ($Re(L)$)	Parte imaginária da Indutância ($Im(L)$)
0.25	0.2352849965369891	0.3071786306583066
0.5	0.1489450044591126	0.2335942584659292
0.75	0.1259011606178063	0.186935650117202
1	0.1185399664472891	0.1594894754794095
1.25	0.115693387722717	0.1422029231164546
1.5	0.1145113589052451	0.1306552026448478
1.75	0.1139516219861004	0.1223876507016875
2	0.1136323835221081	0.1163073219314919
2.25	0.1133915579980491	0.1116854437881873
2.5	0.1131641283146765	0.1080896413978136
2.75	0.1129232633232334	0.1052405268394938
3	0.1126586939711553	0.1029505903863561

Fonte: Novacki et al. (2018)

Como foi explicado anteriormente, a indutância calculada no FEMM de acordo com a Equação (103) é função da indutância de dispersão (L_l), da indutância mútua (M) e da resistência do rotor (R_r). Logo, o valor coletado no FEMM, através das linhas de código no LuaEdit, terá duas partes: a real e a imaginária, por meio das quais determinam-se os parâmetros do circuito equivalente da Figura 72.

É necessário realizar o ajuste nos resultados da indutância da parte imaginária na Tabela 16 de modo a inferir a relação entre as variáveis dependentes, por meio de uma regressão. Dessa forma, para a parte imaginária da indutância na Equação (103), tem-se a Equação (104).

$$Im(L) = -j \left(\frac{\tau w_s M}{1 + (\tau w_s)^2} \right) \quad (104)$$

Pode-se definir na Equação (104) as constantes representadas nas equações (105) e (106):

$$c_1 = \tau M \quad (105)$$

$$c_2 = \tau^2 \quad (106)$$

As constantes acima podem ser rearranjadas na Equação (104), resultando na Equação (107).

$$(w_s) c_1 + (Im(L) w_s^2) c_2 = Im(L) \quad (107)$$

A Equação acima caracteriza-se por ser linear nos parâmetros “ c_1, c_2 ”, logo para estimar o valor da constante de tempo do rotor (τ) e da indutância mútua (M) dependentes desses parâmetros, é necessário aplicar o método dos mínimos quadrados. Através dos resultados obtidos na Tabela 16 aplica-se o método de estimação considerando os valores das partes imaginárias das indutâncias. A partir de uma matriz (m) construída com os termos que multiplicam “ c_1 ” e “ c_2 ” e de um vetor (v) com os resultados da parte imaginária da indutância ($Im(L)$) para cada frequência que o FEMM obteve através do Lua, um algoritmo na linguagem Octave foi desenvolvido para estimar os parâmetros na Equação (107).

As Equações (108) e (109) expressam o raciocínio descrito anterior, mostrando a matriz (m) e o vetor (v).

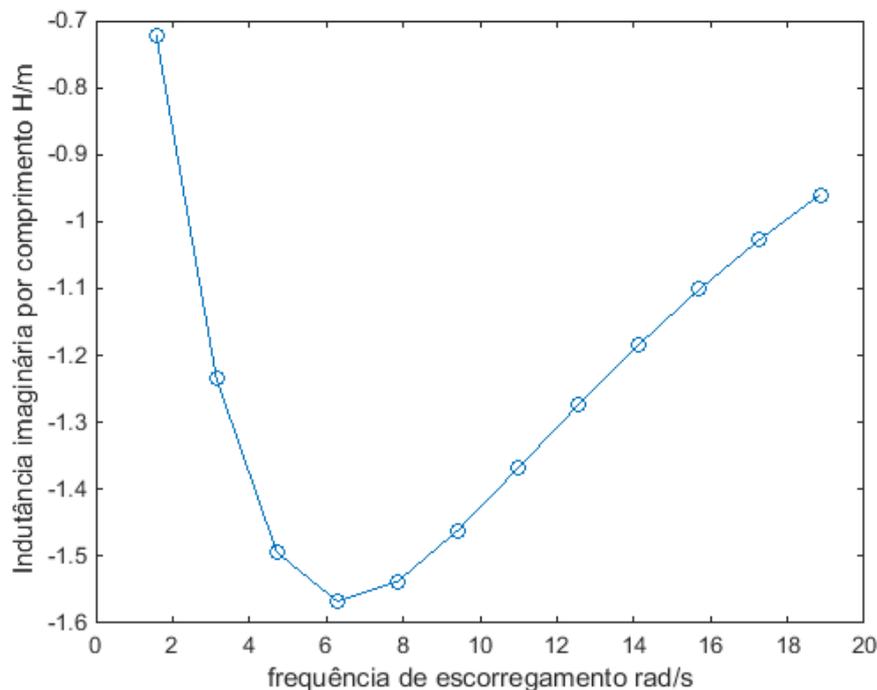
$$m = \begin{bmatrix} w_{s,1} & Im(L)_1 w_{s,1}^2 \\ \vdots & \vdots \\ w_{s,n} & Im(L)_n w_{s,n}^2 \end{bmatrix} \quad (108)$$

$$v = \begin{bmatrix} -Im(L)_1 \\ \vdots \\ -Im(L)_n \end{bmatrix} \quad (109)$$

Portanto, como resultado da estimação pelos mínimos quadrados, obteve-se os parâmetros “ c_1 ” e “ c_2 ” pelo algoritmo elaborado no Octave. De posse destes valores, foram determinados os valores para “ τ ” e “ M ” de acordo com as Equações (105) e (106) respectivamente: 0,155165 [s] e 0,313591 [Henry].

A partir dos dados encontrados, é possível extrair o gráfico do comportamento da indutância imaginária ($Im(L)$) pela frequência de escorregamento em radianos/s, mostrado na Figura 73.

Figura 73 - Comportamento da indutância imaginária em função da frequência de escorregamento em Hz.



Fonte: Novacki et. al. (2018)

Para determinar o valor da indutância de dispersão (L), seria necessário realizar novamente o método de ajuste dos mínimos quadrados. Porém, como foram determinados os valores de (M) e de (τ) através do método, não será necessário replicá-lo para a determinação

de (L_l). Seu valor corresponderá a média de seus valores aplicados para cada parte real da indutância ($Re(L_k)$) em cada ponto (k) da frequência de escorregamento, Equação (110). Logo, tem-se pelo algoritmo implementado, que o valor de “ L_l ” corresponde a 0.006853 [Henry].

$$L_l = Real(L_k) - \left(\frac{M}{1 + (\tau w_{slip})^2} \right) \quad (110)$$

Finalmente, a resistência do rotor (R_r) pode então ser encontrada pela Equação (99), correspondendo ao valor de 2,0210 [Ω].

4.9 Determinação do Torque pelo Modelo de Circuito Equivalente

Pode-se ainda analisar o comportamento do torque em função da frequência de escorregamento. Inicialmente, sabe-se que a potência mecânica do motor é o produto do torque com a velocidade mecânica do rotor, pode-se defini-la então em função da frequência de escorregamento na Equação (111).

$$P_{mec} = 3 \left(\frac{p_p w_r}{w_s} \right) R_r |i_r|^2 \quad (111)$$

Em que (P_{mec}) corresponde à potência mecânica do motor, (p_p) o número de pares de pólos, (w_r) a velocidade mecânica do rotor em rad/s, (R_r) a resistência do rotor e (i_r) a corrente no rotor. Logo, o torque (T) é a razão da potência mecânica do motor pela velocidade mecânica.

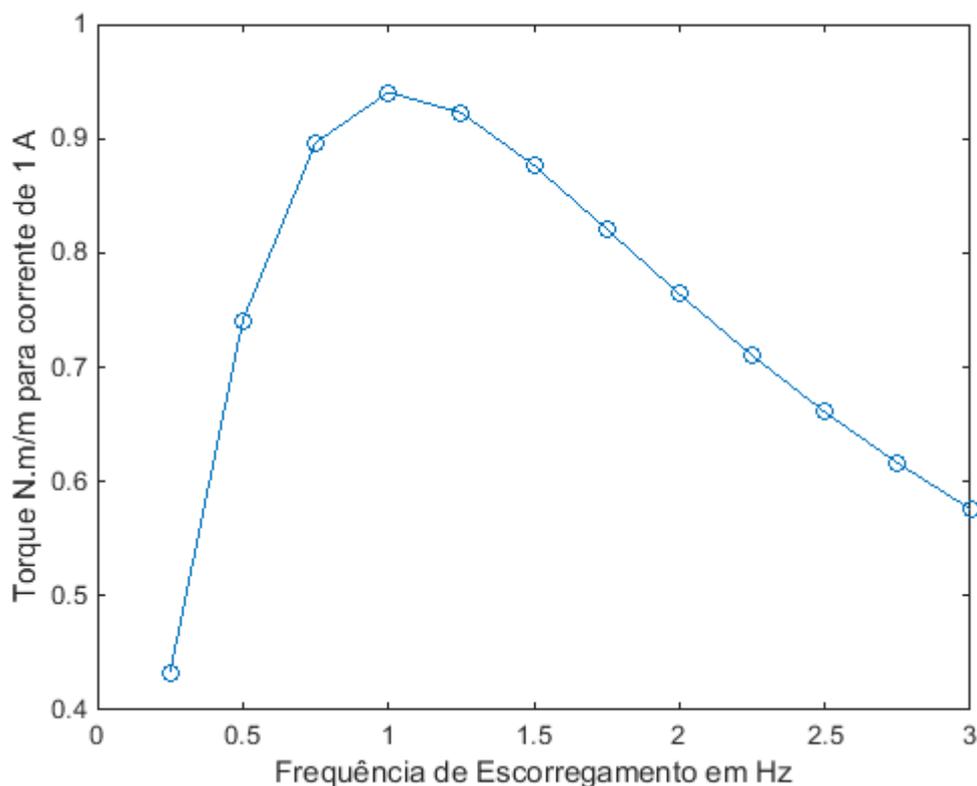
$$T = 3 \left(\frac{p_p R_r}{w_s} \right) |i_r|^2 \quad (112)$$

Empregando a teoria de análise de circuitos para as correntes e referindo a corrente do rotor em função da corrente do estator e da frequência de escorregamento, a equação (112) é rearranjada, resultando na equação (113).

$$T = 3p_p M i_s^2 \left(\frac{\tau w_s}{1 + (\tau w_s)^2} \right) \quad (113)$$

O cálculo do torque no FEMM corresponde à análise da área do rotor em função do seu comprimento. A este torque, denomina-se de torque eletromagnético do método do *tensor* de *Maxwell*, em inglês “*Maxwell's Stress Tensor*”. Portanto, o gráfico na Figura 74 pode ser construído em função da variação da frequência de escorregamento, para a corrente de 1 A no estator (BOSE, 2012).

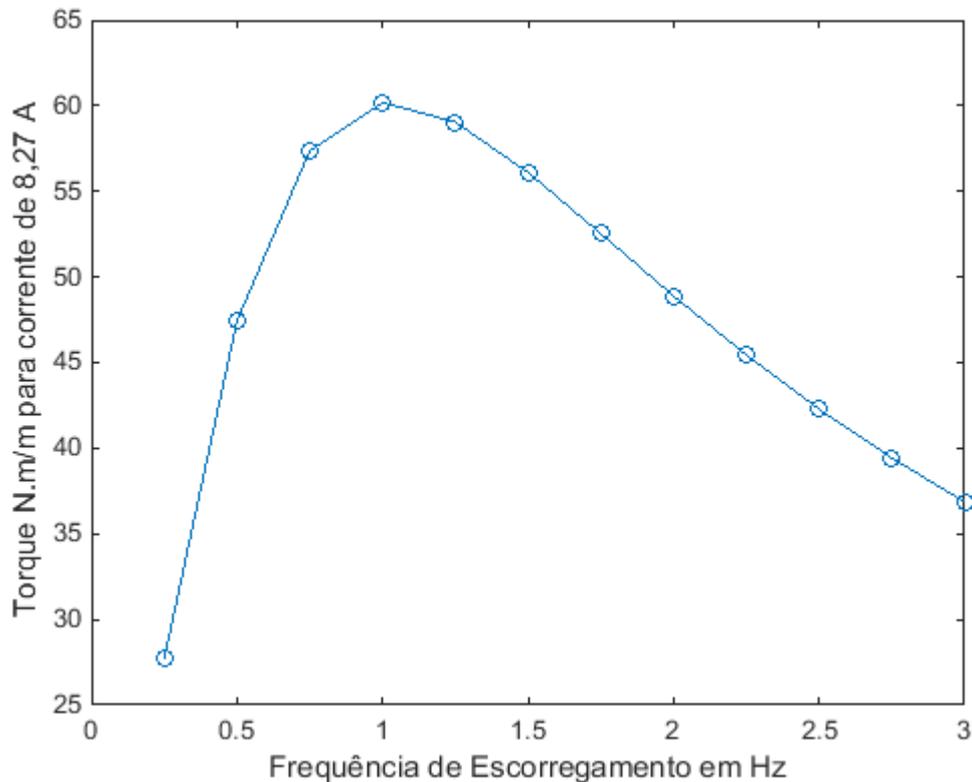
Figura 74 - Comportamento do Torque para cada frequência de escorregamento do rotor em Hertz.



Fonte: Novacki et. al. (2018)

Observa-se na Figura 74, que o torque máximo do motor tem o seu pico para uma frequência de escorregamento do rotor, próxima de 1 [Hz]. Dessa forma, aplicando a corrente nominal da máquina (8,27 A), pode-se obter o comportamento do torque para a corrente em função da frequência de escorregamento, nas condições nominais na Figura 75.

Figura 75 - Comportamento do torque para a corrente nominal em função da frequência de escorregamento do rotor em Hertz.



Fonte: Novacki et. al. (2018)

Neste gráfico, pode-se visualizar que o torque máximo corresponde a 60 [N.m] para uma frequência de escorregamento próxima de 1 [Hz] e na frequência de escorregamento nominal do rotor de 2,1667 [Hz], o torque corresponde a um valor próximo de 47 [N.m]. Logo, com o circuito equivalente estimado é possível aproximar o torque da máquina em função do seu comprimento.

4.10 Análise dos Resultados

Segundo (MEEKER, 2004) o próprio desenvolvedor da ferramenta FEMM, os parâmetros calculados pelo programa são apenas aproximações e não se espera que eles forneçam uma boa garantia na comparação com os resultados experimentais levantados em laboratório. Meeker lista algumas das descon siderações que influem nos resultados, tais como:

- A variação da resistência do rotor em função da temperatura, um possível aumento na temperatura durante o funcionamento do motor, acarretaria um aumento na

resistência do rotor. da resistência do rotor devido ao aumento da temperatura. Conseqüentemente, as perdas resistivas também seriam afetadas, a depender do tipo de material empregado. Uma análise térmica no motor deveria ser considerada a parte para este trabalho.

- O aumento na resistência do rotor devido às barras de extremidade. Os circuitos elétricos no rotor deve ser preenchido nas barras e nas extremidades do rotor. Esta parte do caminho do circuito elétrico pode aumentar o valor da resistência.
- O fluxo de dispersão das extremidades do rotor. As barras finais também causam um fluxo adicional, no qual seu cálculo é complexo. Para estas análises, são realizadas para trabalhos mais específicos no FEMM, podendo-se estimar suas perdas. nos quais estimam as perdas no FEMM.
- O fluxo de dispersão das extremidades do estator. De maneira análoga ao anterior, o efeito também foi desconsiderado. No entanto, esse vazamento implica que mais tensão será necessária para obter uma determinada corrente em uma determinada frequência.
- As perdas no núcleo. Sabe-se, através da literatura, que uma quantidade significativa de energia é dissipada devido as correntes parasitas e as perdas de histerese no ferro, como no circuito estudado desprezou-se o resistor em paralelo com a indutância, para representar as perdas de correntes parasitas, tal efeito não pôde ser considerado na análise.
- As perdas relativas ao movimento mecânico da máquina também foram desprezadas, tais como as de atrito e ventilação e influem nos parâmetros da máquina.
- Os materiais inseridos no motor de indução para este trabalho foram lineares. Pois, a pesquisa tratava-se de uma estimação para um motor de indução trifásico que não se conhecesse todas as suas características. Geralmente os motores de indução são projetados para funcionarem perto da região de saturação e a escolha das ranhuras influi neste parâmetro, com o intuito de reduzir o conteúdo harmônio do fluxo no

entreferro. O não emprego desses materiais na pesquisa se justifica, em virtude do FEMM não poder modelar problemas harmônicos não-lineares no tempo.

- Os efeitos harmônicos não foram levados em consideração, o que provocariam perdas e que somente um estudo específico e mais aprofundado deveria ser realizado.

Em razão das desconsiderações realizadas na simulação expostas acima e da própria limitação do programa para máquinas rotativas, a Tabela 17 fornece uma comparação dos parâmetros obtidos pelas duas metodologias: experimental e computacional e o erro relativo percentual com base nos resultados calculados analiticamente pelos ensaios. Observa-se que o FEMM se distancia dos resultados de laboratório esperados, por isso, não apresenta uma confiabilidade dos resultados, para este tipo de problema.

Tabela 17 – Resultados dos parâmetros obtidos pelas metodologias.

Parâmetros	Ensaio	FEMM	Erro (%)
R_1	3,23 Ω	Parâmetro não calculado pelo FEMM	-
X_1	3,375 Ω	2,5835 Ω	23,45
X_m	85,2327 Ω	118,22102 Ω	38,70
X_2	4,9632 Ω	3,7992 Ω	23,45
R_2	1,861 Ω	2,0210 Ω	8,60

Fonte: Autora (2018)

CONCLUSÕES

O estudo da pesquisa iniciou com a revisão bibliográfica dos aspectos e características relevantes a respeito do motor de indução trifásico. Além disso, foi apresentado no segundo capítulo as equações e conceitos sobre a construção do motor, de modo a abordar os tipos de ranhuras e tipos de rotor, que influem durante o desenvolvimento de um projeto de máquinas elétricas.

O objetivo principal da pesquisa foi alcançado, uma vez que através do *software* FEMM pôde-se realizar a estimação dos parâmetros da máquina que dependiam da frequência de escorregamento e da frequência aplicada, mediante a variação da frequência de escorregamento. Esta técnica ou artifício foi necessária para simular o movimento do motor de indução trifásico. Por fim, para a análise da indutância e do torque foi necessário aplicar o ajuste dos mínimos quadrados para correção dos valores coletados no FEMM, de modo a minimizar o erro nos resultados gerados.

O trabalho foi consolidado com o aprendizado de dois *softwares* de programação (LuaEdit e Octave) que propiciaram a interação com o FEMM e auxiliaram nos cálculos para se alcançar o resultado. Concomitantemente, a teoria apresentada no segundo capítulo, especialmente, nos aspectos construtivos, foi melhor compreendida durante a metodologia computacional.

Segundo (OLIVEIRA; DONSIÓN, 2017), o artifício utilizado para simular o movimento do rotor não fornece uma solução completa para o problema. Pois, na realidade, as correntes nas bobinas do estator estão circulando para a frequência de 60 Hz. Quando simulado o comportamento do estator, os resultados obtidos para vários parâmetros, incluindo a indutância e fluxo de ligação, depende da frequência e não será calculado com precisão. Como por exemplo: as perdas e as potências. Logo, este trabalho forneceu uma aproximação e uma alternativa caso não se conheça estes parâmetros e os queira estimar, mas ressalva-se que esta análise é limitada e não é possível considerar todas as variáveis e efeitos que são levados em consideração para uma máquina rotativa.

Em razão das desconsiderações realizadas na simulação e da própria limitação do programa para máquinas rotativas, não se pode garantir bons resultados computacionais do

FEMM. Dessa forma, buscou-se informações e notou-se que o referido motor foi rebobinado, o que atesta que os resultados obtidos pelos ensaios se mostrarão distantes dos esperados. Da mesma forma, que os equipamentos utilizados podem não estar calibrados e erros visuais no momento das medições podem ocorrer, o que não se garante também confiabilidade nos valores medidos.

Em suma, o *software* FEMM exemplifica uma alternativa interessante na área de projetos de máquinas elétricas, por permitir conhecer previamente as características elétricas e operacionais da máquina a partir da análise de fluxo altamente precisa (como por exemplo a estimação de seus parâmetros através de um circuito equivalente simplificado e de seu torque). Posteriormente, é possível cogitar otimizações no funcionamento da máquina, por meio de melhorias no projeto construtivo sem a necessidade de construção de protótipos, proporcionando até mesmo um aumento da eficiência no MIT.

O respectivo trabalho de mestrado resultou em um artigo aprovado no Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos 2018 (SBSE) e que foi apresentado na cidade de Niterói (RJ). Ressalta-se mais uma vez a importância deste trabalho, uma vez que o artigo foi publicado na plataforma técnico-científica IEEE.

5.1 Sugestões para trabalhos futuros

Algumas propostas para pesquisas futuras são apresentadas abaixo com o intuito de aprimorar a pesquisa atual:

- Utilização desta metodologia computacional para outros tipos de máquinas elétricas.
- Apresentação de um estudo aprofundado que possa comparar os resultados oriundos dos ensaios de rotina de um motor: ensaio a vazio e bloqueado, em relação aos obtidos pelo FEMM. Isso inclui uma análise dos efeitos mecânicos, térmicos e de saturação na modelagem da máquina, que não foi o objetivo deste trabalho.
- Aplicar uma pesquisa para outros materiais na construção das máquinas elétricas e analisar suas influências na eficiência e operação da máquina.
- Estudo de um algoritmo genético que contribua para uma melhora significativa na eficiência do motor de indução, e a sua influência nos valores da resistência e das reatâncias.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. **ABNT NBR 5383-1: 2002 Máquinas Elétricas Girantes Parte I: Motores de Indução Trifásicos – Ensaio**. Avenida Treze de Maio, 13 – 28º andar 2003 – 900 – Rio de Janeiro – RJ: ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2002.

ABNT, Associação Brasileira de Normas Técnicas. **NBR 17094-3:2018 Versão Corrigida: 2018: Máquinas elétricas girantes, Parte 3: Motores de indução trifásicos - Métodos de ensaio**. Rio de Janeiro, 2018.

AGARWAL, R.K. **Principles of Electrical Machine Design**. 4. ed. Delhi: Katson Books, 2000.

ALEIXO, A. S. et al. **Ensaio a vazio e de rotor bloqueado de um motor de indução com e sem tratamento HVOF**. Trabalho de Conclusão de Curso. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, Campus São José dos Campos. Curso técnico em Automação, São José dos Campos – SP, 2014.

BASTOS, J.P.A. **Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-estática**. 1.ed. Florianópolis: Ed. da UFSC, 2004.

BIANCHI, N. **Electrical Machine Analysis Using Finite Elements**. 1. ed. Boca Raton: CRC Press, 2005.

BOSE, M. et al. **Calculation of induction motor model parameters using finite element method**. International Journal of Soft Computing and Engineering (IJSCE), v.2, n.3, **Vol 2, questão-3, Julho 2012**. ISSN:2231-2307

CARDOSO, J.R. **Introdução ao método dos elementos finitos para engenheiros eletricitistas**. 1. ed. São Paulo: Editoração Própria, 1995.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. Tradução de Anatólio Laschuk. 5.ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.

DE CAMPOS, M. D. **O Método de Elementos Finitos aplicado à Simulação Numérica de escoamentos de Fluidos**. III Bienal da SBM IME/UFG, 2006. Disponível em: <<http://www.mat.ufg.br/bienal/2006/poster/marcodonisete.pdf>> . Acesso em: 03 de ago. 2018.

DE LIMA, R.P. **Modelo Digital do Motor de Indução Trifásico em Coordenadas de Fase em Programas Baseados no EMTP**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Itajubá, Faculdade de Engenharia Elétrica, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Itajubá – MG, 2016.

DE LUNA, G. G. C.; CAIXETA, D. A.; GUIMARÃES, G. C. **Determinação dos Parâmetros do Circuito Equivalente do MIT Utilizando Dados de Placa**. XIV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, 2016, Uberlândia – MG.

DE MENDONÇA, R. G. **Motor de Indução Trifásico**. 2017. Disponível em: <<http://slideplayer.com.br/slide/11796213/>> . Acesso em 13 de jun. 2018.

DE SOUZA, R. M. **O Método dos Elementos Finitos Aplicado ao Problema de Condução de Calor**. Universidade Federal do Pará, 2003. Belém – PA.

DEL TORO, V. **Fundamentos de máquinas elétricas**. Tradução de Onofre de Andrade Martins. Rio de Janeiro: LTC, 1999.

DOLINAR, D. et. al. **Calculation of two-axis induction motor model parameters using finite elements**. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 12, No 2, 133-142, Junho 1997. <https://doi.org/10.1109/60.629695>

ELETOBRAS. **Motor Elétrico Premium**. Rio de Janeiro: Eletrobras, 2016. Disponível em: <<http://www.procelinfo.com.br>>. Acesso em 15 de ago. de 2018.

FITZGERALD, A. E. **Máquinas Elétricas**. Tradução de Anatólio Laschuk. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.

GUEDES, M. V. **Laboratório de Máquinas Eléctricas: Método da Ponte de Wheatstone**. Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade do Porto, 2003. Porto – Portugal.

GUIMARÃES, G. C. **Curso de Dinâmica de Sistemas Elétricos – Parte I: Modelagem de uma Máquinas Síncrona e seus Controles para Estudos de Estabilidade Transitória**. Universidade Federal de Uberlândia, 2008. Uberlândia – MG.

IEEE. **IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators**. 345 E. 47 St, New York, NY, USA: IEEE Std. 112, 1996.

INAFUKO, C. H. S et al. **Análise por Elementos Finitos de Motores de Indução Lineares Planos Aplicados a Compressores Alternativos**. Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2012. Goiânia-GO, p.1-6, 2012. ISSN 2177-6164.

INSTRUTEMP. **Manual de Instruções, Medidor digital de baixa resistência itmicrohm-10 A**. São Paulo, 2010.

LOTTI, R. S. et al. **Aplicabilidade científica do método dos elementos finitos**. Revista Dental Press Ortodontia e Ortopedia Facial, Maringá, v.11, n.2, p. 35-43, 2006.
<https://doi.org/10.1590/S1415-54192006000200006>

LOUREIRO, M. **Eletrotécnica Geral – IX. Motores Elétricos**. 2016. Disponível em: <<http://www.marioloureiro.net/tecnica/electrif/motores.pdf>>. Acesso em 14 de jun. 2018.

MACNEAL, R.H. **Some Organizational Aspects of NASTRAN**. Nuclear Engineering and design, v.29, p-254-265, Dez 1974.

MALAGOLI, J.A. **Otimização Multiobjetivo Aplicada aos Motores de Indução Validada via Elementos Finitos**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Uberlândia-MG, 2016.

MALAGONI, J.A. **Os Elementos Finitos no Estudo de Eletromagnetismo Utilizando os Software Gmsh/GetDP**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia,

Faculdade de Engenharia Elétrica, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Uberlândia-MG, 2012.

MARQUES, L. S. B.; SAMBAQUI, A. B. K; DUARTE, J. **Apostila de Máquinas Elétricas**. Instituto Federal de Santa Catarina. Joinville – SC. 2013. Disponível em: < <http://www.joinville.ifsc.edu.br/~janderson.duarte/Apostila.pdf> >. Acesso em 16 de junho de 2018.

MEEKER, D. **Finite Element Method Magnetics – User’s Manual**. 2014

MEEKER, D.C. **Finite Element Method Magnetics: Induction Motor Example, Version 4.2**. 2004. Disponível em: < <http://www.femm.info/wiki/InductionMotorExample>>. Acesso em: 06 jul. 2018.

MITTLE, V. N.; MITTAL, A. **Design of Electrical Machines**. 5. Ed. Delhi: Standard Publishers Distributors, 2009.

NOVACKI, D.F. et al. **Analysis in the Parameterization of the Inductances and Resistance of the Rotor of a Three Phase Induction Motor using Finite Elements Method**. Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2018. Niterói-RJ, v.1, n.437, p.1-6, 2018. ISBN: 978-1-5386-3363-2. DOI: 10.1109/SBSE.2018.8395830
<https://doi.org/10.1109/SBSE.2018.8395830>

OLIVEIRA, F.T.; DONSIÓN, M.P. **A Finite Element Model of an Induction Motor Considering Rotor Skew and Harmonics**. International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ), 2017. Málaga, Espanha, v.1, n. 15, p-1-4, Abr 2017. ISSN 2172-038 X.
<https://doi.org/10.24084/repqj15.240>

SHINDO, R. **Cálculo de Parâmetros de Motor de Indução Trifásico Utilizando o Método dos Elementos Finitos**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia Elétrica, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro – RJ, 2003.

TRÁVNÍČEK, B. T. *Constrained Modeling of Induction Motor Using Physical Modeling and FEM*. Master's Thesis Assignment, Brno Faculty, University of Mechanical of Technology Engineering, Bruno, Czech Republic, 2017.

UFPR. **Disciplina de Método dos Elementos Finitos Aplicados à Engenharia de Estruturas: Introdução ao MEF**. Universidade Federal do Paraná, 2015. Disponível em: <<http://servidor.demec.ufpr.br/disciplinas/TM266/Apostila/Introdu%C3%A7%C3%A3o%20ao%20MEF.pdf>>. Acesso em 06 de jun. 2018.

UPADHYAY, K. G. **Design of Electrical Machines**. 5. ed. New Delhi: New Age International Publishers, 2008.

USP. **Introdução à Eletromecânica e à Automação**. 2015. Disponível em: <<https://edisciplinas.usp.br/course/view.php?id=7093>>. Acesso em 14 jun. 2018.

WEG. **DT-6, Motores elétricos assíncronos e síncronos de média tensão – especificação, características e manutenção**. 2015. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-curso-dt-6-motores-eletricos-assincrono-de-alta-tensao-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 05 fev. 2018

WEG. **Motores elétricos – Guia de especificação**. 2016. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-guia-de-especificacao-de-motores-eletricos-50032749-manual-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 06 jun. 2018

WILOW, V. **Electromagnetical Model of an Induction Motor in COMSOL Multiphysics**. Master Thesis, Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering Electrical Energy Conversion, Stockholm, Sweden 2014.

YAMASSAKI, R. T. **Um programa de elementos finitos em GPU e orientado a objetos para análise dinâmica não linear de estruturas**. Tese (Doutorado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Mecatrônica e de Sistemas Mecânicos, São Paulo – SP, 2014.

ANEXOS

ANEXO A

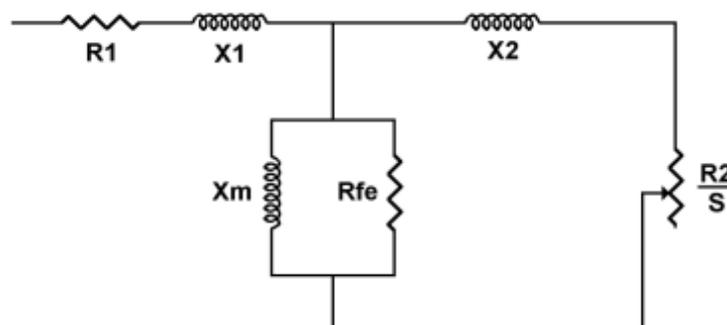
Dados do Circuito Equivalente



DADOS CIRCUITO EQUIVALENTE

Potência: 3.0 hp (2.2 kW)
Tensão: 440 V
Carcaça: 90L
Material: 03330
Linha Produto: Alto Rendimento

Pólos: 4
Frequência: 60
Folha Dados: -
Nr. Série: GW39453



NOMINAL			
R1	9.64022	X1	16.57267
R2	4.98439	X2	20.32187
Rfe	9430.664	Xm	372.1898

ROTOR BLOQUEADO			
R1	11.72209	X1	10.61255
R2	6.21304	X2	8.74729
Rfe	7175.445	Xm	473.7117

Valores indicados em Ω e a 20°C.

T ^{do} (sec)	0.15755	X ^o = X _s	19.35984
T ^d (sec)	0.00785	X/R	1.77717
T _a (sec)	0.00370	RS	2.47632
X2(-)	12.26655	ZN	88.0000

T^{do} = Constante Tempo AC Circuito Aberto
 T^d = Constante Tempo AC Curto Circuito
 T_a = Constante Tempo DC Curto Circuito
 X^o = X_s = Reatância Subtransitória (Ω)
 RS = Resistência de perdas suplementar (Ω)
 X2(-) = Reatância de sequencia negativa (Ω)
 ZN = Impedância base (Ω)