

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ENDRIGO VANASSI JACQUES DA SILVA

**METODOLOGIA DE PROJETO E ANÁLISE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO EMPREGANDO FERRAMENTAS PARA SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA**

JOINVILLE

2025

ENDRIGO VANASSI JACQUES DA SILVA

**METODOLOGIA DE PROJETO E ANÁLISE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO EMPREGANDO FERRAMENTAS PARA SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Programa de Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade
do Estado de Santa Catarina, Centro de
Ciências Tecnológicas, como requisito
parcial de avaliação para a obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia
Oliveira

JOINVILLE

2025

ENDRIGO VANASSI JACQUES DA SILVA

**METODOLOGIA DE PROJETO E ANÁLISE DE UM MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO EMPREGANDO FERRAMENTAS PARA SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Programa de Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade
do Estado de Santa Catarina, Centro de
Ciências Tecnológicas, como requisito
parcial de avaliação para a obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia
Oliveira

BANCA EXAMINADORA

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Ademir Nied, Dr. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Prof. Jacques Roberth Ruthes, Dr. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Joinville, 10 de julho de 2025.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente, a Deus pela força, perseverança e resiliência que permitiram chegar aonde estou e concluir esta etapa do curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica.

Agradeço aos meus pais, Édson e Elizete, por me darem a base para estar estudando nesta renomada instituição e por sempre me incentivarem a buscar meus objetivos e, acima de tudo, sonhar com o futuro que eu desejo. Por me apoiarem durante esta trajetória nos momentos bons e nos difíceis, estando sempre ao meu lado.

À minha família, por acreditarem na minha capacidade, no meu potencial e me apoiarem da melhor forma possível.

Aos meus colegas e amigos, especialmente aqueles que estão próximos no dia a dia, ouvindo os problemas, apoiando e ajudando como uma segunda família, escolhida por mim. Eles são fundamentais e fazem jus àquele ditado que diz: “ninguém se forma sozinho”.

A todos meus professores, especialmente ao meu orientador, Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, que desde a iniciação científica acreditou no meu potencial e incentivou o meu trabalho e o meu desenvolvimento com acadêmico e como pessoa, oferecendo seus ensinamentos e suas dicas, além de todo suporte na execução deste trabalho. Também ao Prof. Dr. Jacques Roberth Ruthes, que conheci nesta trajetória de trabalho de conclusão de curso, pela dedicação em me auxiliar no aprendizado do *Ansys Maxwell* e dos inúmeros desafios que tive com as simulações do meu projeto. Ao Prof. Dr. Ademir Nied, por topar conhecer meu trabalho e aceitar minha proposta de fazer parte da banca. Agradeço toda ajuda e apoio que me ofereceram nesta jornada árdua para que eu tivesse a melhor orientação, pelas dicas e, sobretudo, pela paciência. Obrigado, acima de tudo, pela amizade que tenho e terei de vocês.

Com grande apreço, agradeço à Universidade do Estado de Santa Catarina – Centro de Ciências Tecnológicas, por me proporcionar o ambiente e as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho, bem como aos técnicos e colaboradores que me auxiliaram em momentos cruciais. Também à empresa WEG, por disponibilizar as informações necessárias para a minha pesquisa.

Por fim, agradeço a todos aqueles que, de forma direta ou indireta, contribuíram para a concretização deste trabalho e para minha formação como profissional.

*“A lição número um
Eu aprendi com meu pai
Quem não sabe ‘pra’ onde vai,
Não vai a lugar nenhum.”
(Jayme Caetano Braun - Destinos)*

RESUMO

Este trabalho apresenta a metodologia do projeto, simulação pelo método dos elementos finitos e a validação experimental de um motor de indução trifásico comercial utilizando métodos teóricos, computacionais e práticos. Inicialmente, os parâmetros da máquina foram dimensionados teoricamente, fornecendo uma base analítica para o desenvolvimento do projeto. Em seguida, a simulação pelo método dos elementos finitos no *Ansys Maxwell* permitiu refinar os valores calculados, incorporando efeitos não lineares e perdas adicionais, aproximando os resultados do comportamento real da máquina. Por fim, ensaios experimentais foram realizados com um motor de indução trifásico comercial de 1,5 kW para validar os dados teóricos e simulados, destacando a importância da integração entre teoria, simulação e prática. Os resultados obtidos comprovam que a simulação é uma ferramenta indispensável para melhorar a precisão dos modelos teóricos e garantir maior confiabilidade no desempenho de motores de indução em aplicações reais, bem como aprimorar o projeto analítico das máquinas de indução trifásicas.

Palavras-chave: Projeto de Motor. Motor de Indução Trifásico. Simulação pelo Método dos Elementos Finitos. *Ansys Maxwell*. Circuito Equivalente.

ABSTRACT

This work presents the methodology for the design, finite element method simulation, and experimental validation of a commercial three-phase induction motor using theoretical, computational, and practical approaches. Initially, the machine parameters were theoretically calculated, providing an analytical foundation for the project development. Next, the finite element method simulation in *Ansys Maxwell* allowed refinement of the calculated values by incorporating nonlinear effects and additional losses, bringing the results closer to the real behavior of the machine. Finally, experimental tests were conducted on a 1.5 kW commercial three-phase induction motor to validate the theoretical and simulated data, emphasizing the importance of integrating theory, simulation, and practice. The results obtained confirm that simulation is an essential tool for improving the accuracy of theoretical models and ensuring greater reliability in the performance of induction motors in real applications, as well as enhancing the analytical design of three-phase induction machines.

Keywords: Motor Design. Three-Phase Induction Motor. Finite Element Method Simulation. *Ansys Maxwell*. Equivalent Circuit.

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 - Corrente de fase em função do da indutância L_{cb}	137
Gráfico 2 - Corrente de fase em função do comprimento do entreferro	139
Gráfico 3 - Corrente de fase no estator em função do fator de empilhamento	141
Gráfico 4 - Corrente de fase x variação de carga	149
Gráfico 5 - Torque x variação de carga	150
Gráfico 6 - Velocidade x variação de carga	151
Gráfico 7 - Ensaio a vazio do motor	163
Gráfico 8 - Ensaio de rotor bloqueado do motor	163

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Evolução dos motores elétricos de indução pela análise da relação peso-potência.....	27
Figura 2 - Malha de elementos finitos representada na ilustração de um avião.....	32
Figura 3 - Interface gráfica da plataforma AEDT	36
Figura 4 - Barra de ferramentas superior da plataforma AEDT	36
Figura 5 - Recorte da parte esquerda da interface do <i>Ansys Maxwell</i>	39
Figura 6 - Circuito equivalente de fase de um motor de indução polifásico (pela visão do estator).....	43
Figura 7 - Circuito equivalente aproximado do motor de indução – a vazio	45
Figura 8 - Circuito equivalente do motor de indução – rotor bloqueado	49
Figura 9 - Fluxograma do projeto analítico - Etapa I	52
Figura 10 - Fluxograma do projeto analítico - Etapa II	53
Figura 11 - Fluxograma do projeto analítico - Etapa III	53
Figura 12 - Formato das ranhuras do estator	56
Figura 13 - Formato das barras do rotor	57
Figura 14 - Esboço 2D do estator e do rotor do motor de indução projetado	66
Figura 15 - Dimensões gerais das chapas de ferro	69
Figura 16 - Dimensões da ranhura do estator	70
Figura 17 - Dimensões da ranhura do rotor	71
Figura 18 - Rotor gaiola de esquilo	78
Figura 19 - Dimensões do rotor gaiola	79
Figura 20 - Esboço em 2D do motor de indução	128
Figura 21 - Curva BH do material magnético 470-50	131
Figura 22 - Inserção da curva BH do material magnético no Ansys Maxwell	132
Figura 23 - Configuração da aba "Motion Setup" para simulações gerais	132
Figura 24 - Configuração de resolução da malha de simulação.....	133
Figura 25 - Malha de elementos finitos detalhada.....	135
Figura 26 - Malha de elementos finitos completa da simulação	135
Figura 27 - Parâmetros do material ferromagnético 470-50 no Ansys Maxwell	140
Figura 28 - Curvas das correntes de fase x tempo - Carga nominal	144
Figura 29 - Curva de torque x tempo - Carga nominal	145

Figura 30 - Gráfico de densidade de fluxo magnético e das linhas de fluxo magnético no motor	147
Figura 31 - Curva de velocidade x tempo - Carga nominal	148
Figura 32 - Densidade de fluxo magnético nas ranhuras e entreferro.....	148
Figura 33 - Ajuste da carga para ensaio a vazio na aba " <i>Motion Setup</i> "	153
Figura 34 - Ajuste da inércia para ensaio de rotor bloqueado na aba " <i>Motion Setup</i> "	154
Figura 35 - Circuito equivalente de fase do motor (visto pelo estator) obtido através das simulações	157
Figura 36 - Circuito equivalente de fase do motor (visto pelo estator) obtido através dos ensaios práticos	161

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Comparativo de programas de simulação multifísica – parte I.....	34
Quadro 2 - Comparativo de programas de simulação multifísica – parte II.....	35
Quadro 3 - Distribuição empírica de reatâncias de dispersão nos motores de indução	51
Quadro 4 - Especificações principais iniciais.....	54
Quadro 5 - Resumo das definições iniciais	57

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Valores de fator de potência para máquinas assíncronas.....	57
Tabela 2 - Propriedades dos materiais elétricos do motor	58
Tabela 3 - Propriedades de perdas do material ferromagnético 470-50	59
Tabela 4 – Cargas elétricas e magnéticas do motor	60
Tabela 5 - Parâmetros básicos do dimensionamento da chapa do estator	68
Tabela 6 - Parâmetros básicos do dimensionamento da chapa do rotor	73
Tabela 7 - Parâmetros do dimensionamento da gaiola de esquilo	78
Tabela 8 - Especificações principais do motor WEG.....	94
Tabela 9 - Resumo das definições iniciais do motor WEG.....	96
Tabela 10 – Cargas elétricas e magnéticas do motor	96
Tabela 11 – Fatores relacionados aos enrolamentos.....	98
Tabela 12 – Valores relacionados às potências de entrada da máquina	99
Tabela 13 – Valores de tensão e correntes de excitação.....	100
Tabela 14 – Dados relacionados ao projeto das chapas.....	102
Tabela 15 - Parâmetros básicos da chapa do estator	103
Tabela 16 - Dimensões da chapa do estator.....	106
Tabela 17 - Parâmetros básicos da chapa do rotor.....	108
Tabela 18 – Dimensões da chapa do rotor	109
Tabela 19 - Parâmetros básicos da gaiola de esquilo do rotor.....	111
Tabela 20 – Valores do dimensionamento dos condutores de estator e rotor	112
Tabela 21 – Dados das resistências de estator e rotor	116
Tabela 22 – Valores do dimensionamento das reatâncias do motor	120
Tabela 23 – Valores do dimensionamento dos volumes do motor	123
Tabela 24 – Valores das perdas de potência do motor	125
Tabela 25 - Análise para definição do passo de cálculo (função de T)	129
Tabela 26 - Análise da variação dos passos de cálculo.....	129
Tabela 27 – Estudo de qualidade da malha	134
Tabela 28 - Análise de sensibilidade da indutância de extremidade de bobina	136
Tabela 29 - Análise de sensibilidade do entreferro do motor	138
Tabela 30 - Análise de sensibilidade do fator de empilhamento	141
Tabela 31 – Resumo do teste a vazio	142
Tabela 32 – Dados extraídos do ensaio a vazio.....	153

Tabela 33 – Dados extraídos do ensaio de rotor bloqueado	155
Tabela 34 – Dados extraídos do ensaio a vazio.....	159
Tabela 35 – Dados extraídos do ensaio de rotor bloqueado	160
Tabela 36 – Análise de desvio da indutância magnetizante.....	162

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

AEDT	<i>Ansys Electronics Desktop</i>
BEM	<i>Boundary Elements Method</i>
CFD	<i>Computational Fluid Dynamics</i>
CST	<i>CST Microwave Studio</i>
EDP	Equação Diferencial Parcial
EM	Eletromagnético
EMC	Compatibilidade Eletromagnética
FDM	<i>Finite Difference Method</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FIM	<i>Finite Integration Method</i>
HFSS	<i>High Frequency Simulation Software</i>
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
MoM	Método dos Momentos
PCI	Placa de circuito impresso
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
RF	Radiofrequência
TCC	Trabalho de conclusão de curso
TLM	<i>Transmission Line Matrix</i>
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Intensidade do campo elétrico	kA/m
a	Relação de transformação entre rotor e estator	-
B_g	Densidade magnética média no entreferro	T
B_{g_pico}	Densidade magnética de pico no entreferro	T
B_{stb}	Densidade magnética no dente do estator	T
B_{stc}	Indução magn. média na coluna do dente do estator	T
B_{sy}	Densidade magnética na coroa do estator	T
B_R	Campo magnético girante induzido no rotor	T
B_S	Campo magnético girante do estator	T
b_{anel}	Espessura do anel da barra do rotor	m
b_{ch_s}	Espaçamento entre as chapas do estator	m
b_{s0}	Largura de abertura da ranhura do estator	m
b_{s1}	Largura de abertura da ranhura do estator	m
b_{s2}	Largura da cabeça da ranhura do estator	m
b_{s3}	Largura da base do dente do estator	m
C	Constante de aproveitamento do volume ativo do motor	-
C_{sp}	Passo de bobina em ranhuras	-
D_g	Diâmetro do centro ao meio do entreferro	m
D_{re}	Diâmetro externo do rotor	m
D_{ri}	Diâmetro interno do rotor ou diâmetro do eixo	m
D_{se}	Diâmetro externo do estator	m
D_{si}	Diâmetro interno do estator	m
D_{sr}	Diâmetro do estator até a cabeça da ranhura	m
D_{ste}	Diâmetro interno do estator até base do dente	m
d_{rb1}	Comprimento da parte inferior da ranhura do rotor	m
d_{rb2}	Comprimento da parte superior da ranhura do rotor	m
E_1	Tensão induzida no rotor	V
e	Tensão induzida	V
FP	Fator de potência	-
FP_r	Fator de potência do rotor	-

f	Frequência da rede	Hz
f_{BL}	Frequência de teste de rotor bloqueado	Hz
g	Comprimento do entreferro	m
h_{anel}	Comprimento da intersecção do anel com as barras	m
h_{r0}	Comprimento entre as barras e a borda do rotor	m
h_{s0}	Altura da abertura do dente do estator	m
h_{s1}	Altura complm. da abertura do dente do estator	m
h_{s2}	Profundidade da ranhura do estator	m
I_1	Corrente de fase do estator	A
$I_{1,BL}$	Corrente de linha com rotor bloqueado	A
$I_{1,VZ}$	Corrente de linha a vazio	A
I_2	Corrente do rotor referida ao estator	A
I_{anel}	Corrente do anel de curto-circuito da gaiola do rotor	A
I_r	Corrente do rotor	A
J_{Barra}	Densidade de corrente da barra do rotor (kW/rps)	kW/rps
J_{rb}	Densidade de corrente na barra do rotor	A/mm ²
J_s	Densidade de corrente no enrolamento do estator	A/mm ²
K	Fator de Carter inicial	-
K_{cf}	Coeficiente de perdas de Foucault	W/m ³
K_{cs}	Fator de Carter	-
K_e	Coeficiente de perdas excedentes	W/m ³
K_h	Coeficiente de perdas de histerese	W/m ³
K_{sat}	Fator de saturação	-
k_{anel}	Relação entre densidade de corrente no anel e nas barras	-
k_d	Fator de distribuição	-
k_p	Fator de passo	-
k_{p_ran}	Fator de permeância da ranhura	-
k_{r2}	Fator de transformação entre estator e rotor	-
k_{sq}	Fator de inclinação do rotor	-
k_w	Fator de enrolamento	-
k_{wr}	Fator de enrolamento do rotor	-
L_{al}	Indutância de dispersão total na ranhura do estator	H

L_{barra}	Comprimento da parte da barra externa ao rotor	m
L_{cb}	Indutância das extremidades (cabeças) das bobinas	H
$L_{disp_ran_fase}$	Indutância de dispersão da ranhura do rotor	H
L_g	Indutância gerada pelos harmônicos no estator	H
L_{g_r}	Indutância gerada pelos harmônicos no rotor	H
L_m	Indutância magnetizante	H
L_{sq}	Indutância de dispersão da inclinação das barras do rotor	H
L_{reta}	Comprimento da parte da barra fora do ferro	m
L_{stk}	Comprimento (axial) do empilhamento das chapas de ferro	m
L_{u1}	Indutância de dispersão no corpo da ranhura do estator	H
L_{u2}	Indutância de dispersão na abertura da ranhura estator	H
L_{u3}	Indutância de dispersão entre o corpo e a abertura	H
l_{b1}	Largura da parte inferior da ranhura do rotor	m
l_{b2}	Largura da parte superior da ranhura do rotor	m
MLT	Comprimento médio total das bobinas	m
MLT_{cab}	Comprimento médio da cabeça da bobina	m
MLT_{stk}	Comprimento médio da parte ativa no pacote laminado	m
m	Número de fases do estator	-
m_r	Número de fases do rotor	-
N	Número de espiras do enrolamento	-
N_{bsf}	Número de bobinas em série por fase	-
N_{cond_s}	Número de condutores por fase do estator	-
N_{cond_r}	Número de condutores por fase do rotor	-
N_{ch_s}	Quantidade de espaços entre chapas do estator	-
N_{c_tot}	Quantidade total de condutores	-
N_{eb}	Número de espiras por bobina	-
N_{esp}	Número total de espiras	-
N_{fase}	Número de espiras por fase no estator	-
N_r	Número de ranhuras do rotor	-
N_{ran}	Quantidade de condutores por ranhura	-
N_s	Número de ranhuras do estator	-
n	Velocidade nominal do eixo	rpm

n_{rb}	Número de ranhuras por bobina	-
n_s	Velocidade síncrona do motor	rpm
P_{al}	Perdas de potência no alumínio	W
P_{BL}	Potência polifásica total de entrada de rotor bloqueado	W
P_{cu}	Perdas de potência no cobre	W
P_{eixo}	Potência no eixo da máquina	W
$P_{f_bico_th}$	Perda de potência no bico do dente do estator	W
$P_{f_col_th}$	Perdas de potência na coluna do dente do estator	W
P_{f_coroa}	Perdas de potência na coroa do estator	W
P_{fe}	Perdas de potência no ferromagnético	W
P_{in}	Potência de entrada	W
P_{in_r}	Potência de entrada do rotor	W
P_{loss}	Perda total de potência no motor	W
$P_{NÚCLEO}$	Perdas de potência no núcleo	W
P_{ROT}	Perdas rotacionais de potência	W
P_{ven}	Perdas de potência de ventilação	W
P_{VZ}	Potência polifásica total de entrada a vazio	W
p	Número de polos do motor	-
Q_{BL}	Potência reativa de rotor bloqueado	VAR
Q_{in}	Potência reativa de entrada	VAR
Q_{VZ}	Potência reativa a vazio	VAR
q	Número de ranhuras por polo por fase	-
R_1	Resistência do estator (primário)	Ω
R_2	Resistência do rotor (secundário)	Ω
R_{2_100}	Resistência do rotor referida ao estator a 100°C	Ω
R_{anel}	Raio externo do anel de curto-circuito	mm
Res_{anel}	Resistência do anel de curto-circuito do rotor	Ω
Res_{barra}	Resistência da barra do rotor	Ω
R_{BL}	Resistência de rotor bloqueado	Ω
R_C	Resistência de perdas do estator	Ω
R_{r_20}	Resistência do rotor a 20°C	Ω
R_{r_100}	Resistência do rotor a 100°C	Ω

$R_{s_{20}}$	Resistência do enrolamento do estator a 20°C	Ω
$R_{s_{100}}$	Resistência do enrolamento do estator a 100°C	Ω
r_{anel}	Raio interno do anel de curto-circuito	m
r_{sh}	Raio da cabeça da ranhura do estator	m
S_{anel}	Área da seção do anel de curto-circuito da gaiola	mm ²
S_{BL}	Potência aparente de rotor bloqueado	VA
S_{cond}	Área de seção do condutor de cobre	mm ²
$S_{cond_{ran}}$	Área total de cobre na ranhura	mm ²
S_f	Fator de enchimento da ranhura do estator	-
S_{in}	Potência aparente de entrada	VA
S_p	Passo de ranhura no diâmetro D_{si}	m
S_{pest}	Passo de ranhura no diâmetro D_{sr}	m
S_{pte}	Passo de ranhura no diâmetro D_{ste}	m
S_{rb}	Área total da seção da barra do rotor	mm ²
$S_{s_{cop}}$	Área da ranhura destinada às bobinas	m ²
$S_{s_{ran}}$	Área total da seção da ranhura do estator	m ²
S_{stb}	Área dos bicos dos dentes do estator	m ²
S_{stc}	Área dos bicos das colunas dos dentes do estator	m ²
$S_{s_{true}}$	$S_{s_{ran}}$ considerando o fator de enchimento	m ²
S_{sy}	Área da coroa do estator	m ²
S_{VZ}	Potência aparente a vazio	VA
s	Escorregamento	-
T	Período da rede	s
T_{eixo}	Conjugado no eixo do motor	Nm
t	Tempo (s)	s
$V_{1,BL}$	Tensão de fase com rotor bloqueado	V
$V_{1,VZ}$	Tensão de fase a vazio	V
V_{fase}	Tensão de fase do motor	V
V_{linha}	Tensão de linha do motor	V
Vol_{fe_r}	Volume total de ferro do rotor	m ³
Vol_{fe_s}	Volume total de ferro do estator	m ³
$Vol_{r_{ran}}$	Volume das ranhuras do rotor	m ³

Vol_{r_tot}	Volume total do rotor	m^3
Vol_{stb}	Volume dos bicos dos dentes do estator	m^3
Vol_{stc}	Volume dos bicos das colunas dos dentes do estator	m^3
Vol_{sy}	Volume da coroa do estator	m^3
w_{ry}	Comprimento do corpo do rotor entre eixo e coroa	m
w_{st1}	Largura do dente do estator na base do dente	m
w_{st2}	Largura do dente do estator no topo do dente	m
w_{sy}	Comprimento da coroa do estator	m
X	Relação entre comprimento axial e diâmetro do motor	-
X_1	Reatância de dispersão do estator	Ω
X_{11}	Reatância própria do estator	Ω
X_2	Reatância de dispersão do rotor	Ω
X_{BL}	Reatância de rotor bloqueado	Ω
X_{cb}	Reatância das extremidades (cabeças) das bobinas	H
X_m	Reatância de magnetização	Ω
X_r	Reatância de dispersão total do rotor	H
X_s	Reatância de dispersão total do estator	H
X_{VZ}	Reatância a vazio	Ω
Z_1	Impedância de dispersão do estator	Ω
Z_{BL}	Impedância de rotor bloqueado	Ω
$\hat{E}_2$	FCEM (de fase) gerada pelo fluxo de entreferro resultante	V
$\hat{I}_1$	Corrente fasorial do estator	A
$\hat{V}_1$	Tensão de fase de terminal do estator	V
α_{al}	Coeficiente de temperatura do alumínio a 20°C ($^{\circ}C^{-1}$)	$^{\circ}C^{-1}$
α_{cu}	Coeficiente de temperatura do cobre a 20°C ($^{\circ}C^{-1}$)	$^{\circ}C^{-1}$
α_g	Fator de passo do entreferro	-
α_{his}	Expoente de histerese	-
α_s	Passo das ranhuras do estator (graus)	$^{\circ}$
α_r	Passo das ranhuras do rotor (graus)	$^{\circ}$
α_{rp}	Passo de ranhuras do rotor	m
Δ_r	Fator de amortecimento	-
ΔT_{motor}	Variação de temperatura nominal do motor	K

η	Rendimento	%
η_{proj}	Rendimento total do projeto	%
η_{rotor}	Rendimento do rotor	%
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo	H/m
ρ_{0_al}	Resistividade do alumínio a 20°C	Ωm
ρ_{0_cu}	Resistividade do cobre a 20°C	Ωm
ρ_{al}	Densidade do alumínio	Kg/m^3
ρ_{cu}	Densidade do cobre	Kg/m^3
ρ_{fe}	Densidade do ferro magnético	Kg/m^3
σ_{al}	Condutividade do alumínio a 20°C	$(\Omega m)^{-1}$
σ_g	Fator de fuga do estator	-
σ_{g_r}	Fator de fuga do rotor	-
τ_b	Passo de bobina do estator	graus
ϕ	Ângulo de defasagem entre tensão e corrente	rad
ϕ_f	Fluxo magnético no entreferro	Wb
ϕ_p	Fluxo magnético no polo	Wb
ω_m	Frequência angular nominal	rad/s
ω_s	Frequência angular síncrona	rad/s

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	25
1.1	JUSTIFICATIVA	25
1.2	OBJETIVOS	28
1.2.1	Objetivo Geral.....	28
1.2.2	Objetivos Específicos	29
2	SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA	30
2.1	METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA.....	30
2.2	MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS (FEM).....	31
2.2.1	Recursos Computacionais de Simulação Multifísica.....	32
2.3	COMPARATIVO DE PROGRAMAS PARA SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA.....	33
2.4	INTRODUÇÃO À PLATAFORMA <i>ANSYS ELECTRONICS DESKTOP</i> ...	35
2.4.1	Ferramentas do AEDT.....	37
2.4.2	O <i>Ansys Maxwell</i>	38
3	MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	41
3.1	CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO	42
3.1.1	Determinação de parâmetros do circuito equivalente	44
3.1.2	Ensaio a vazio	44
3.1.3	Ensaio de rotor bloqueado	47
3.1.4	Ensaio de corrente contínua	51
3.2	EQUACIONAMENTO DE PROJETO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO	52
3.2.1	Definições iniciais	55
3.2.2	Definição dos parâmetros de referência	58
3.2.3	Ranuras do estator e do rotor.....	61
3.2.4	Fator de enrolamento.....	62
3.2.5	Parâmetros relacionados à potência.....	63
3.2.6	Correntes de fase de estator e rotor.....	64
3.2.7	Dimensionamento das chapas de estator e rotor	65
3.2.8	Dimensionamento dos condutores	75
3.2.9	Cálculo da resistência elétrica por fase	81
3.2.10	Cálculo da reatância de dispersão por fase	83
3.2.11	Cálculo da reatância magnetizante	86
3.2.12	Cálculo da reatância das extremidades de bobina	88

3.2.13	Cálculos dos volumes de ferro da máquina.....	88
3.2.14	Dimensionamento das perdas de potência.....	90
4	PROJETO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO O ANSYS MAXWELL.....	94
4.1	DEFINIÇÕES INICIAIS.....	95
4.1.1	Definição dos parâmetros de referência.....	96
4.2	RANHURAS DO ESTATOR E DO ROTOR.....	97
4.3	DETERMINAÇÃO DO FATOR DE ENROLAMENTO.....	97
4.4	PARÂMETROS RELACIONADOS À POTÊNCIA.....	98
4.5	CORRENTES DE FASE DE ESTATOR E ROTOR.....	99
4.6	DIMENSIONAMENTO DAS CHAPAS DE ESTATOR E ROTOR.....	100
4.6.1	Chapas do estator dimensionadas.....	103
4.6.2	Chapas do rotor dimensionadas.....	107
4.7	DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES DO ESTATOR.....	109
4.8	DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES DO ROTOR.....	111
4.9	CÁLCULO DAS RESISTÊNCIAS DO ESTATOR.....	114
4.10	CÁLCULO DAS RESISTÊNCIAS DO ROTOR.....	115
4.11	CÁLCULO DA REATÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO.....	116
4.12	CÁLCULO DA REATÂNCIA DAS EXTREMIDADES DE BOBINA.....	118
4.13	CÁLCULO DA REATÂNCIA DE DISPERSÃO (FASE) NO ESTATOR ..	118
4.14	CÁLCULO DA REATÂNCIA DE DISPERSÃO POR FASE NO ROTOR	119
4.15	CÁLCULOS DO VOLUME DE FERRO DO ESTATOR.....	121
4.16	CÁLCULOS DO VOLUME DE FERRO DO ROTOR.....	122
4.17	CÁLCULO DAS PERDAS DE POTÊNCIA.....	123
4.18	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO.....	126
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS OBTIDOS NO ANSYS MAXWELL...	127
5.1	ESBOÇO DO MOTOR.....	127
5.2	PARAMETRIZAÇÃO DA SIMULAÇÃO.....	128
5.2.1	Passo de cálculo.....	128
5.2.2	Excitação das bobinas.....	130
5.2.3	Definição dos materiais.....	130
5.2.4	Estudo da malha.....	133
5.2.5	Análise de sensibilidade da indutância das cabeças de bobina..	136
5.2.6	Análise de sensibilidade do entreferro.....	138

5.2.7	Análise de sensibilidade do fator de empilhamento de chapas ..	139
5.3	TESTES GERAIS DE CARGA	142
5.3.1	Teste sem carga ou a vazio	142
5.3.2	Teste com carga nominal	143
5.3.3	Teste com variação de carga	149
5.4	ENSAIOS SIMULADOS A VAZIO E DE ROTOR BLOQUEADO.....	151
5.4.1	Ensaio simulado a vazio	152
5.4.2	Ensaio simulado de rotor bloqueado	154
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	158
6	ENSAIOS PRÁTICOS A VAZIO E DE ROTOR BLOQUEADO	159
6.1	ENSAIO PRÁTICO A VAZIO	159
6.2	ENSAIO PRÁTICO DE ROTOR BLOQUEADO.....	160
6.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	161
7	CONCLUSÃO	165
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	167
	REFERÊNCIAS COMPLEMENTARES	169
	ANEXOS	170
	APÊNDICES	183

1 INTRODUÇÃO

O motor elétrico é fundamental para o desenvolvimento tecnológico e econômico, sendo amplamente utilizado em diversas aplicações. Diante da demanda por maior eficiência energética, este trabalho propõe o estudo de um motor de indução trifásico por meio de métodos analíticos e simulação multifísica, evidenciando a importância da integração entre teoria e modelagem computacional no projeto de máquinas elétricas.

1.1 JUSTIFICATIVA

No decorrer da história humana, inúmeras descobertas se tornaram itens indispensáveis no cotidiano das sociedades, como o fogo, a eletricidade, as técnicas agrícolas, entre outros. O motor elétrico se tornou um destes itens durante a passagem do século XX e agora no século XXI. Ele está presente desde as mais simples aplicações, como girar um ventilador, até as mais complexas e inovadoras, como tracionar um veículo ou mover um braço robótico.

Com as mais recentes inovações que vêm sendo impulsionadas pela necessidade de maior eficiência energética nos mercados automotivo, aeroespacial, de transporte, defesa e automação industrial, a participação econômica dos motores elétricos passou a ganhar um imenso destaque. De acordo com dados levantados pela empresa de pesquisa *Fortune Business Insights*, em 2023, o tamanho do mercado global de motores elétricos foi avaliado em 128,35 bilhões de dólares – equivalente a 5,9% do produto interno bruto brasileiro do mesmo ano - e deve alcançar 246,59 bilhões em 2032, quase dobrando seu valor [1]. Outro dado que demonstra a relevância dos motores na economia e no desenvolvimento humano, é com relação ao seu consumo energético. Uma nota técnica publicada em 2017 pelo Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO) levantou que cerca de 25% de toda energia elétrica consumida no Brasil e cerca de 70% da energia elétrica consumida pela indústria dizem respeito aos motores elétricos [2].

Dentre os inúmeros tipos de motores elétricos, os motores de indução se destacam devido à sua ampla aplicação, representando 95% dos motores utilizados no setor industrial e mais de 75% da potência total instalada de motores elétricos no mundo. Esse cenário reflete sua relevância e impacto no consumo energético global.

Dados do Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (PROCEL) indicam que 76% dos motores instalados estão na faixa de potência entre 1 e 10 cv, comprovaram que grande parte da carga elétrica é atribuída a motores pequenos, evidenciando sua importância tanto no contexto econômico quanto no energético [3]. É nesse viés, que a pesquisa e o desenvolvimento de otimização nos projetos de motores demonstraram considerável avanço nas últimas décadas [4].

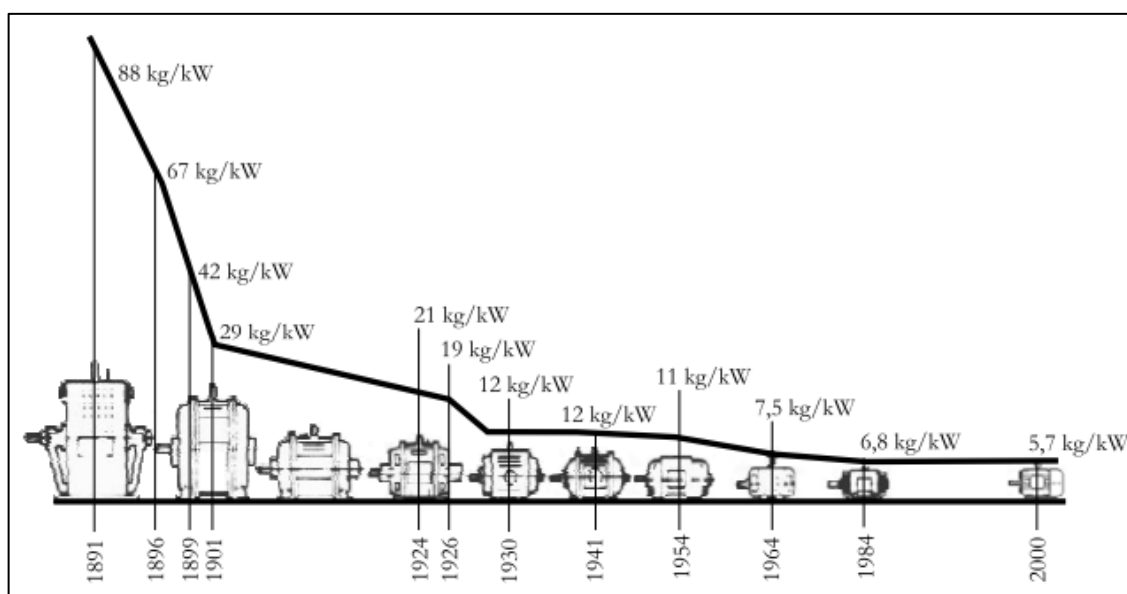
O contexto de desenvolvimento tecnológico e busca por eficiência energética que vêm se mostrando incisivo desde a segunda metade do século XX, faz com que o projeto de motores elétricos desempenhe um papel central em alcançar altos níveis de eficiência e sustentabilidade para diversas aplicações industriais, automotivas e de energia renovável. Esse processo envolve a integração de princípios de eletromagnetismo, termodinâmica e controle eletrônico para otimizar o desempenho, a confiabilidade e a eficiência energética. Além disso, avanços tecnológicos, como o uso de materiais magnéticos de alto desempenho e semicondutores avançados, têm impulsionado a criação de motores mais compactos e eficazes. Esses esforços são essenciais para atender às demandas crescentes por redução de impactos ao meio ambiente, especialmente em setores como mobilidade elétrica, energias renováveis e automação industrial [5].

Desde 1890, data provável em que o motor de M.O. Dolivo-Dobrovolsky – modelo mais assemelhado ao motor que se conhece atualmente – foi apresentado ao mundo mostrando os conceitos de campo girante descobertos por Nikola Tesla entre 1882 e 1887, buscou-se constantemente aprimorar a máquina elétrica esperando extrair seu maior rendimento utilizando o mínimo de recursos. Esse avanço fica evidenciado quando se observa a relação peso-potência dos motores de indução atuais (anos 2000) e dos primeiros inventados (1891). A Figura 1 retrata essa evolução salientando como as técnicas de dimensionamento, manufatura e utilização impactaram nessa melhoria gradual [6].

A evolução do projeto de máquinas elétricas reflete uma transformação significativa na forma como a ciência e a tecnologia abordam os fenômenos naturais e os desafios de engenharia. Até meados do século XX, os eventos do universo eram analisados com base em escalas específicas de tempo e espaço, limitando a compreensão da complexidade dos sistemas físicos. Contudo, ao reconhecer-se que os fenômenos frequentemente transcendem múltiplas escalas em um mesmo evento, interagindo de maneira intrínseca e interdependente, o pensamento científico pode

avançar sobre um novo terreno desconhecido. Essa percepção deu origem a metodologias como a modelagem multiescala (do inglês *multiscale modeling*) e a modelagem e simulação multifísica (do inglês *multiphysics modeling and simulation*), que passaram a integrar eventos de naturezas e níveis físicos em análises abrangentes e práticas [7].

Figura 1 - Evolução dos motores elétricos de indução pela análise da relação peso-potência



Fonte: [6], p. 398

De acordo com a revista *Inside EVs*, os números da Figura 1 atualmente, são ainda mais surpreendentes, pois há motores elétricos que, embora não sejam de indução, são capazes de gerar 12,5 kW/kg, ou seja, necessitam de 0,08 kg/kW.

No contexto do desenvolvimento de máquinas elétricas, essas abordagens se tornaram ferramentas indispensáveis. A modelagem multifísica, por exemplo, permite considerar de forma integrada fenômenos elétricos, eletromagnéticos, mecânicos e térmicos, proporcionando uma visão mais detalhada e interconectada do comportamento dessas máquinas. Isso tem sido crucial para enfrentar os desafios contemporâneos de aumentar a eficiência, reduzir custos e atender às demandas por sustentabilidade. A análise aprofundada desses aspectos viabilizou não apenas o aperfeiçoamento das técnicas de projeto, mas também a utilização de materiais mais

avançados, otimizando o desempenho e a confiabilidade de motores, geradores e sistemas de potência [7] [8].

Ao aprimorar as ferramentas de modelagem baseadas no Método dos Elementos Finitos, tornou-se possível resolver equacionamentos complexos de modelos tridimensionais de motores de forma mais eficiente. Antes, o detalhamento de projetos, como o dimensionamento de lâminas de estatores ou o ajuste de parâmetros em conversores de acionamento, exigia uma enorme capacidade de processamento. Hoje, essas ferramentas permitem análises simplificadas e ao mesmo tempo mais completas, incorporando variáveis físicas complexas, como campos magnéticos, comportamento térmico e circuitos elétricos, em uma única interface integrada. Esse salto possibilitou não apenas agilizar processos de projeto, mas também elevar significativamente o nível de detalhamento e a precisão das simulações, acrescentando mais confiabilidade aos sistemas desenvolvidos, reduzindo custos e aumentando a capacitação de engenheiros e projetistas [9].

Em vista deste panorama tecnológico e econômico discutido, o presente trabalho busca trazer abordagens de um projeto de motor elétrico de indução trifásico real sob duas perspectivas distintas: uma voltada para o estudo analítico do dimensionamento, no qual se utiliza do método clássico com equacionamentos; e outra utilizando uma ferramenta de simulação multifísica baseada no método de elementos finitos para esboçar a estrutura física da máquina, ajustar parâmetros e avaliar o funcionamento dela. Com isso, espera-se realizar uma comparação entre os modelos simulado e real, no intuito de comprovar a viabilidade do uso de ferramentas multifísicas para o estudo e projeto de máquinas elétricas.

1.2 OBJETIVOS

Nesta seção são apresentados o objetivo geral e os objetivos específicos do trabalho.

1.2.1 Objetivo Geral

Compreender o conceito, a importância e as possíveis aplicações de simulações multifísicas, bem como validar sua aplicabilidade em um projeto de motor elétrico de indução trifásico de 1,5 kW.

1.2.2 Objetivos Específicos

- a) Entender conceito e a importância de simulação multifísica;
- b) Compreender como funciona o processo computacional de uma simulação;
- c) Analisar e selecionar uma ferramenta de simulação multifísica disponível no mercado para a realização de um projeto de motor elétrico de indução trifásico;
- d) Estudar a interface e os recursos da ferramenta de simulação para posterior aplicação no projeto do motor de indução trifásico;
- e) Buscar uma metodologia validada e realizar o projeto analítico de um motor elétrico de indução trifásico;
- f) Avaliar como os resultados da simulação são impactados pela parametrização adotada na ferramenta de simulação selecionada;
- g) Comparar dos resultados obtidos através dos projetos teórico e simulado com os dados oficiais fornecidos pelo fabricante do motor e com os dados experimentais obtidos através de ensaios práticos do motor;

2 SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA

Conceitualmente, segundo [10], um sistema multifísico consiste em mais de um componente governado por seu próprio princípio de evolução ou equilíbrio, normalmente de acordo com sua ordem constitutiva ou de conservação. Em um mesmo sentido, [11] afirma que simulações multifísicas permitem estudar, simultaneamente, diversos fenômenos físicos, possibilitando analisar o comportamento de sistemas sob efeito de vários efeitos em uma mesma escala de tempo e espaço.

Com base no relatório de [7], os sistemas multifísicos são baseados, fundamentalmente, em dois pilares: modelagem matemática e capacidade computacional de processamento. O primeiro deles diz respeito ao desenvolvimento de equações e expressões matemáticas que descrevem os fenômenos físicos que se deseja analisar, enquanto o segundo trata de algoritmos e dispositivos capazes de processar a informação e realizar os cálculos de maneira eficaz, exibindo numérica ou graficamente o resultado físico.

Assim, a partir do momento em que se desenvolveu o computador e melhorou-se a capacidade de processamento, bem como a integração de modelos físico-matemáticos unidimensionais, essa nova esfera de pesquisa multiescala passou a desenvolver programas com alta capacidade de simulação e proximidade com os fenômenos físicos reais. Esse fato, segundo a revisão de [10], foi o que expandiu a utilização desses recursos em diversas áreas de conhecimento, possibilitando inúmeras inovações em curtos espaços de tempo.

2.1 METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA

Como já destacado, a simulação multifísica envolve processos de modelagem físico-matemática e, conseqüentemente, exige métodos para a resolução desses equacionamentos desenvolvidos. Diversos métodos já foram desenvolvidos para análise e solução de equações diferenciais parciais (EDPs), as quais normalmente são utilizadas para descrever os fenômenos. Alguns dos principais são:

- a) Método dos Elementos Finitos (do inglês *Finite Element Method* - FEM);
- b) Método dos Volumes Finitos (do inglês *Finite Volume Method* - FVM);

- c) Método das Diferenças Finitas (do inglês *Finite Difference Method* - FDM);
- d) Método de Elementos de Fronteira (do inglês *Boundary Elements Method* - BEM);
- e) Método de Integrações Finitas (do inglês *Finite Integration Method* - FIM).

Os algoritmos e programas de simulação costumam utilizar alguns desses tipos de métodos de resolução, aliados a métodos de aproximação e interpolação numérica.

Para a análise e o estudo que serão realizados, envolvendo eletromagnetismo e conversão eletromecânica de energia, haverá um foco no FEM, visto que com o passar dos anos, ele acabou se tornando um dos métodos mais usados para o desenvolvimento de protótipos e produtos nas indústrias automotivas, aeroespaciais e de eletroeletrônicos [12]. Neste caso, não será necessário envolver a parcela teórica matemática do programa, mas sim sua interface de usuário, apenas. Detalhar-se-á a estrutura física do motor por meio de desenhos (semelhante a desenho técnico) e fornecer-se-ão os parâmetros de tensão para excitação, resistências de enrolamentos e os materiais para que, após ajustar os parâmetros de simulação e rodar os testes, possa se obter dados de correntes nos enrolamentos, torque, velocidade e potências da máquina.

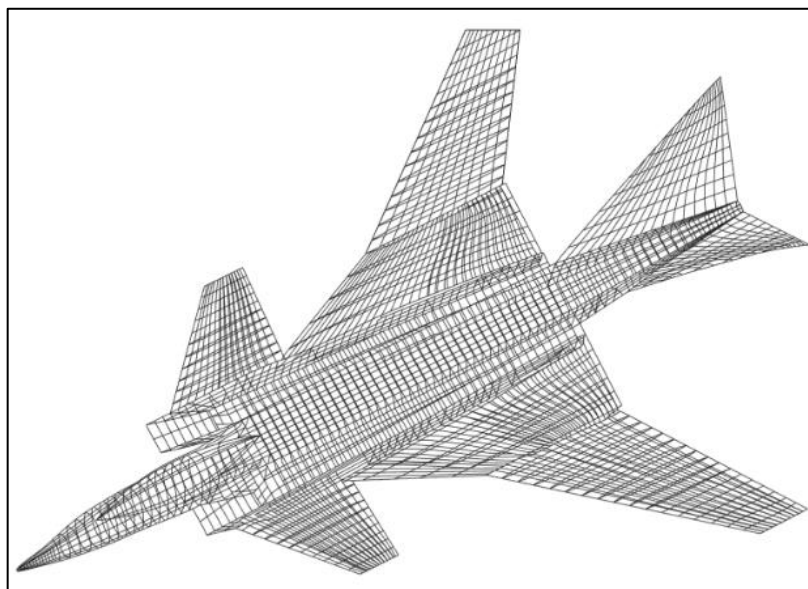
2.2 MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS (FEM)

O FEM é um método numérico desenvolvido para resolver problemas físico-matemáticos e de engenharia relacionados, principalmente, com análises estruturais, transferência de calor, fluxo de fluidos, transporte de massa e potenciais eletromagnéticos [13]. De acordo com pesquisas do autor, ao realizar trabalhos envolvendo sólidos contínuos, Hrennikoff e McHenry, utilizaram pela primeira vez uma rede de elementos lineares para a solução de problemas de tensão mecânicas em treliças. Tal fato marcou o surgimento do método aqui tratado.

De acordo com o conceito abordado por [14], o FEM trata de encontrar a solução para um problema complexo, substituindo-o por um mais simples. Com isso, possibilita-se utilizar maneiras mais descomplicadas de se aproximar da solução real da EDP. Na prática, o que o método propõe, é separar a região de interesse em pequenas partes (subregiões) denominadas elementos finitos. Assim, torna-se mais simples resolver a conta para cada uma dessas pequenas regiões.

Na Figura 2, é apresentada a ilustração de um avião, dividida em inúmeras partes (elementos finitos) para a análise por esse método.

Figura 2 - Malha de elementos finitos representada na ilustração de um avião



Fonte: [14]

2.2.1 Recursos Computacionais de Simulação Multifísica

Programas de simulação multifísica, em geral, costumam apresentar inúmeros recursos de simulação, seja qual for a área do conhecimento para qual estejam sendo utilizados. Entretanto, aqueles que utilizam FEM – foco deste trabalho –, oferecem uma análise extremamente completa do que está sendo estudado. O método proporciona quase que ilimitada flexibilidade nas formas esboçadas, nas propriedades escolhidas para os materiais e nas condições da simulação. O tempo e a qualidade da simulação ficam a cargo do usuário e da capacidade de processamento que ele dispõe, visto que essa qualidade depende da característica da malha definida por ele, ou seja, se a malha tiver muitos elementos, a qualidade e exatidão do resultado serão maiores, provavelmente exigindo mais tempo e maior capacidade de processamento [15].

Alguns programas como os da família *Ansys* oferecem possibilidades de unir modelos de simulação com propostas diferentes e simular como um único sistema. O estudo de [15] utiliza um acionamento elétrico de motor trifásico com inversor como exemplo. Sabe-se que o inversor se trata teoricamente de um circuito elétrico com chaveamento em alta frequência e o motor é uma estrutura rígida com carcaça e

enrolamentos de fios condutores que opera em baixa frequência. Essas distinções fazem com que, em situações comuns, eles sejam simulados separadamente. Entretanto, programas como o *Ansys* já permitem que sejam acopladas simulações de diferentes contextos em um mesmo sistema. Assim, no caso do exemplo, o inversor foi projetado via *Ansys Simplorer* e a máquina via *Ansys Maxwell*, e ambos os modelos puderam ser analisados juntamente no próprio *Maxwell*. Poderiam também, ser analisados em demais programas que consigam reconhecer e ler os formatos de arquivo dos modelos, como *Simulink*, por exemplo, que consegue se comunicar com o *Ansys Maxwell* [15] [16].

2.3 COMPARATIVO DE PROGRAMAS PARA SIMULAÇÃO MULTIFÍSICA

A grande variedade de aplicações e a necessidade de utilização de ferramentas de simulação multifísica para projeto e desenvolvimento nos últimos anos, gerou a criação de diversos programas com essas funcionalidades. Dessa forma, para a aplicação no projeto de um motor elétrico, é importante analisar algumas das principais ferramentas de simulação disponíveis para identificar aquela que oferece mais recursos para a análise do sistema estudado.

Em [17], foi feita uma análise qualitativa de quatro programas de simulação multifísica que o autor poderia utilizar durante estudos de compatibilidade eletromagnética e projeto de componentes e placas de circuitos impressos. A fim de a comparação ficar mais compreensível, construiu-se um quadro geral - composta pelas duas metades: Quadro 1 e Quadro 2 - semelhante ao utilizado pelo autor em sua comparação, onde são apresentados as ferramentas e os critérios adotados por ele.

A aplicação para a qual o programa será destinado é fortemente voltada às máquinas elétricas, com isso é importante avaliar mais criteriosamente se as opções comportam simulações de motores elétricos integradas a outras esferas multifísicas. No caso do *CST Microwave Studio* e do *Altair Feko*, ao acessar as páginas virtuais das empresas, nota-se um foco maior no uso para estudos de alta frequência, análises de antenas, e um baixo foco em máquinas elétricas. Enquanto *Ansys Electromagnetics* e *COMSOL Multiphysics* possuem módulos especializados nesses tipos de simulações, como *Maxwell* e *AC/DC Module*, respectivamente.

Quadro 1 - Comparativo de programas de simulação multifísica – parte I

CRITÉRIO	SOFTWARE			
	<i>Ansys Electromagnetics</i>	<i>COMSOL Multiphysics</i>	<i>CST Microwave Studio</i>	<i>Altair Feko</i>
Simulação Eletromagnética 3D	Simulação precisa em 3D para RF, micro-ondas e antenas	Suporte à simulações 3D, mais generalista	Foco em simulações eletromagnéticas 3D de alta frequência	Simulação 3D avançada de antenas e propagação de ondas
Método de Solução	FEM	FEM, BEM	FIM, FEM, TLM, FDTD	MoM, FEM
Capacidade Multiescala	Excelente para simulações detalhadas de componentes RF	Suporte a multiescala, porém mais geral	Otimizado para micro-ondas e RF	Especializado em antenas e problemas de dispersão
Simulação de Circuitos e Sistemas	Integração com ferramentas de circuitos (Ansys Designer)	Integração com circuitos via interfaces	Suporte a co-simulação com circuitos elétricos	Simulação de circuitos elétricos/antenas integrada
Material e Modelos Físicos	Biblioteca extensa de materiais e propriedades EM	Biblioteca ampla com personalização de materiais	Biblioteca específica para RF e micro-ondas	Modelos específicos para alta frequência

Fonte: adaptado de [17]

Ao analisar os programas citados, assim como foi conferido em [17], nota-se que a plataforma *Ansys Electromagnetics* é a ferramenta que oferece mais recursos e, com isso, a mais adequada para se utilizar na aplicação desse trabalho ao projetar um motor elétrico baseado nas simulações multifísicas., pois embora tenha menos métodos de solução disponíveis, é a que possui melhor qualidade em simulações de componentes elétricos em radiofrequência, interface e recursos mais simples de serem utilizados, bem como alta integração e possibilidades de acoplamento e mais facilidade para encontrar materiais de apoio em caso de dúvidas, forte integração entre dispositivos de potência, máquinas elétricas e demais sistemas eletromagnéticos em diversas esferas físicas, além de ser provavelmente o mais conhecido nos ramos científico e industrial dentre os programas listados.

Alguns dos pontos citados como diferenciais da ferramenta no parágrafo anterior poderão não ser utilizados no trabalho, entretanto para futuras aplicações e análises com mais esferas multifísicas, esses critérios farão diferença.

Quadro 2 - Comparativo de programas de simulação multifísica – parte II

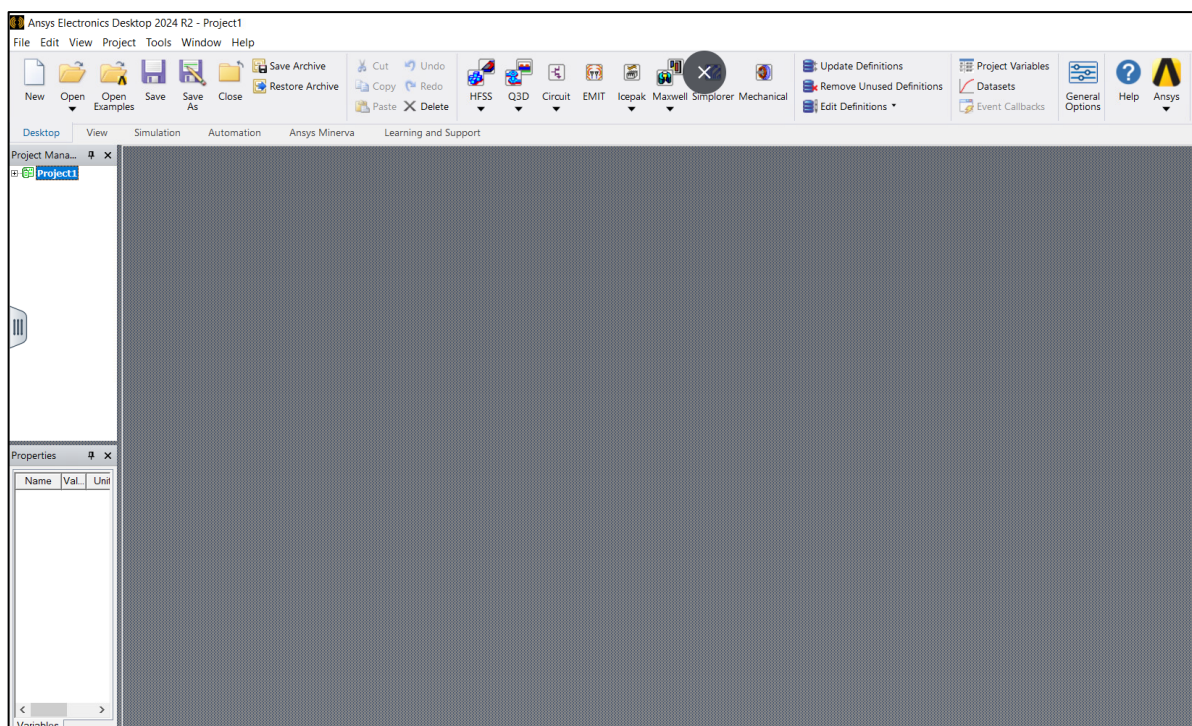
CRITÉRIO	SOFTWARE			
	<i>Ansys Eletrmagnetics</i>	<i>COMSOL Multiphysics</i>	<i>CST Microwave Studio</i>	<i>Altair Feko</i>
Análise de Não Idealidades	Análise detalhada de indutâncias e capacitâncias parasitas	Capacidade de simulação, mas com menos foco	Focado em capacitâncias parasitas em alta frequência	Capaz de modelar efeitos parasitas com precisão
Interfaces e Usabilidade	Interface amigável com alto grau de personalização	Interface flexível, requer maior customização	Interface otimizada para RF, micro-ondas e EMC	Interface orientada a RF e antenas com facilidade
Acoplamento Multifísico	Focado em fenômenos EM, com possibilidades de exportação	Forte integração com outras físicas (térmica, fluido)	Limitado a EM, sem muitos recursos multifísicos	Limitado a EM e interações básicas
Otimização Paramétrica	Extensas ferramentas de otimização de parâmetros	Oferece otimização, mas menos específica para EM	Otimização dedicada para design de RF e antenas	Oferece boas ferramentas de otimização paramétrica
Comunidade e Suporte Técnico	Suporte técnico global, vasta comunidade de usuários	Suporte técnico global, comunidade acadêmica	Suporte técnico robusto e comunidade RF/EMC	Suporte técnico global e especializado em antenas

Fonte: adaptado de [17]

2.4 INTRODUÇÃO À PLATAFORMA ANSYS ELECTRONICS DESKTOP

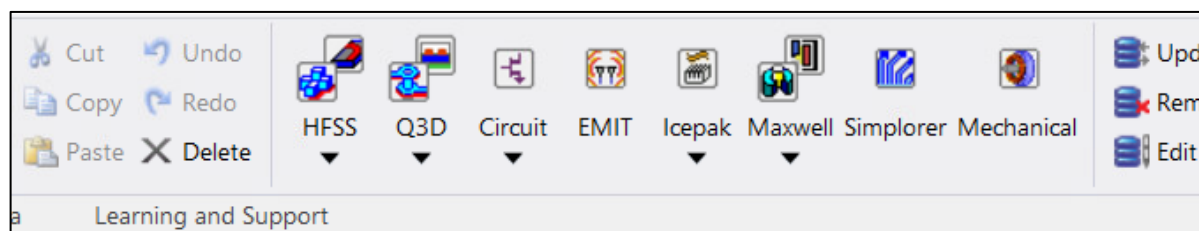
Desenvolvido pela empresa *Ansys, Inc.*, a ferramenta de cálculo e análise multifísica *Ansys Electronics* apresenta inúmeros recursos para projeto e desenvolvimento de sistemas de eletrônicos e eletromagnéticos. Através da plataforma *Ansys Electronics Desktop* (AEDT), o usuário pode ter acesso via computador a uma vasta gama de recursos de simulação. Na Figura 3, apresenta-se a interface gráfica de utilização que o usuário tem acesso. Na barra superior (Figura 4) estão disponíveis para acesso todas as ferramentas que a empresa oferece no conjunto.

Figura 3 - Interface gráfica da plataforma AEDT



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Figura 4 - Barra de ferramentas superior da plataforma AEDT



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Na barra (Figura 4), há oito itens centralizados que podem realizar simulações dos mais diversos tipos de sistemas possíveis, como circuitos elétricos, sistemas de eletromecânicos, análise térmica, estudos de interferência eletromagnética, antenas e máquinas elétricas, os quais serão melhor explicados no item 2.4.1.

Em função do objetivo global deste trabalho ter foco na temática de máquinas elétricas, é importante pontuar que algumas das ferramentas que serão apresentadas no item 2.4.1, não serão utilizadas em um primeiro momento. Enquanto isso, as que serão mais utilizadas terão uma explanação mais aprofundada, como é o caso do *Ansys Maxwell*.

2.4.1 Ferramentas do AEDT

Dentre os diversos recursos que o AEDT disponibiliza para a análise, projeto e otimização de sistemas, alguns deles, segundo a própria página virtual da *Ansys* são:

a) *Ansys HFSS*: o Programa de Simulação em Alta Frequência (*High Frequency Simulation Software – HFSS*) é uma ferramenta desenvolvida para a simulação eletromagnética de produtos de alta frequência, como antenas, componentes de radiofrequência (RF), interconexões de alta velocidade, filtros, conectores e placas de circuito impresso (PCI).

b) *Ansys Q3D Extractor*: possui uma finalidade e aplicação bastante específica. Ele é destinado à extração de parâmetros parasitas causados por resistências influenciadas por frequências, indutâncias, capacitâncias e condutâncias. Em produtos eletrônicos como conectores, conversores de potências, acionamentos elétricos e equipamentos de alta velocidade (comunicação, por exemplo), o programa possibilita a modelagem de projetos com maior refino de malha e de análise.

c) *Ansys Icepak*: é, em sua essência, uma ferramenta que soluciona problemas envolvendo dinâmica de fluidos computacional (*Computational Fluids Dynamic – CFD*). Quando utilizado em sistemas eletrônicos, ele permite analisar fluxos térmicos e de fluidos em CIs, montagens eletrônicas e PCIs. A plataforma permite ao usuário desenvolver o projeto em escala 3D na interface gráfica do usuário do AEDT, disponibilizando análises de efeito Joule por corrente contínua, modelagem de refrigeradores termoelétricos, desenvolvimento de bancos de bateria, além de sistemas autônomos e de comunicação. Em todos os casos, o sistema permite determinar a influência da temperatura no seu desempenho.

d) *Ansys Twin Builder (Simplorer)*: é uma nova versão da antiga e conhecida plataforma *Simplorer*. Trata-se de um simulador de circuito multifísico, no qual é possível inserir esquemas elétricos, mecânicos, hidráulicos e componentes térmicos e fluidos em um único sistema, misturando-os com operação matemática e possibilitando modelá-los em diagramas de blocos, máquinas de estado ou algoritmos. Esse sistema possui certa semelhança com o *Simulink* da empresa *The MathWorks, Inc.* quanto a integração de modelos. O *Twin Builder*, oferece um ambiente ideal para o acoplamento de sistemas de eletrônica de potência, acionamentos elétricos, dispositivos eletrônicos complexos e sistemas de mobilidade.

2.4.2 O Ansys Maxwell

A ferramenta *Ansys Maxwell* é, dentre as demais analisadas para simulações multifísicas, aquela que se mostrou mais adequada para o estudo e aperfeiçoamento de sistemas eletromecânicos, principalmente os de tração elétrica.

Com um sistema destinado à caracterização do movimento não linear e de transitório de componentes eletromecânicos (máquinas elétricas, relés, transformadores etc.), utiliza a tecnologia de “fatiamento”, onde a solução do problema matemático é feita aplicando condições de contorno não planas para as equações diferenciais em uma fatia do componente (motor que possui estrutura cilíndrica, por exemplo) e replica os resultados para as demais partes.

Ela permite estudar os campos eletromagnéticos que influenciam no comportamento de tais componentes, de modo a determinar seus impactos nos sistemas de controle e de acionamentos elétricos. Através de solucionadores 2D e 3D, bem como análises CC, CA, transientes, eletro e magnetostáticos, permite-se determinar com precisão parâmetros como força, torque, resistência, indutância, capacitância e impedância, por exemplo, de forma gráfica e numérica.

Sendo uma das mais difundidas ferramentas da *Ansys*, o *Maxwell* permite integrar os elementos magnéticos a demais sistemas eletrônicos que se deseja estudar, possibilitando uma análise conjunta e integrada. Com isso, otimiza-se os projetos eletromecânicos.

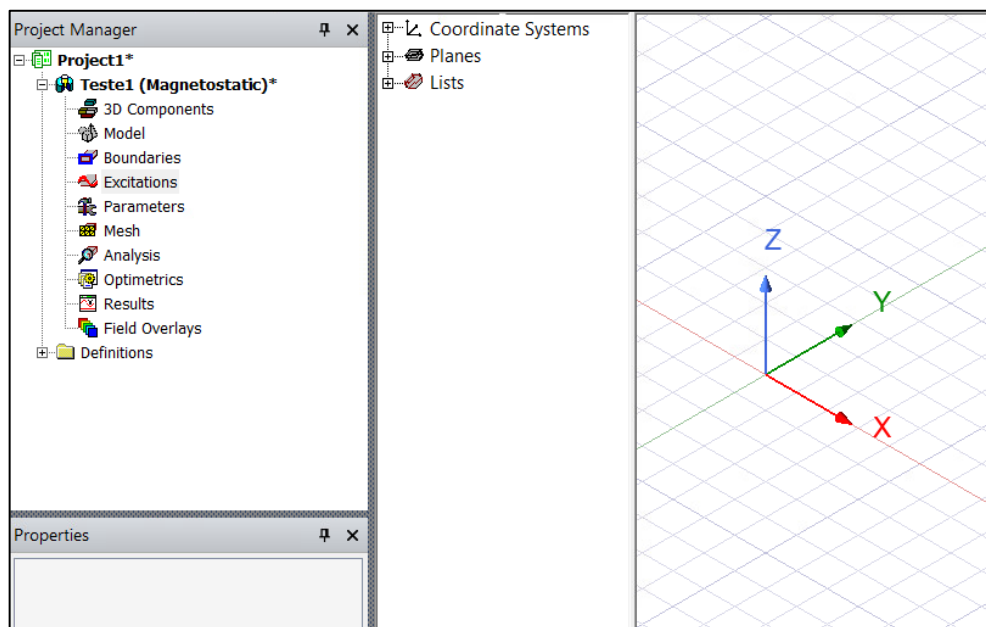
2.4.2.1 Interface gráfica do Ansys Maxwell

A interface do programa (Anexo A), sendo própria para desenho, permite esboçar o modelo em duas ou três dimensões a partir da escolha do usuário, e manipulá-lo de forma a deixá-lo o mais próximo possível da realidade. A partir da árvore de projeto (“*Project Manager*” à esquerda), da árvore do esboço (à direita da árvore de projeto) e das propriedades do projeto (“*Properties*”) apresentadas no recorte na Figura 5, é possível definir todos os parâmetros e variáveis necessários para a simulação.

Nota-se que na árvore de projetos, pela Figura 5, há uma série de itens que possibilitam a parametrização do objeto a ser simulado. Com eles é possível estabelecer isolamento elétrico, inserir potenciais, definir sistemas motrizes,

parametrizar variáveis, configurar a resolução matemática da simulação, bem como extrair resultados gráficos e ilustrativos do objeto de estudo.

Figura 5 - Recorte da parte esquerda da interface do *Ansys Maxwell*



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Referentes à árvore de projetos (no item “*Project1*”) da Figura 5, tem-se os seguintes itens como a aba “*Teste1 (Magnetostatic)*” que permite definir as configurações gerais, como temperatura, deformações e condições iniciais, sendo essencial para ajustar as condições e o tipo de simulação (transiente ou regime permanente implicando diretamente no esforço computacional para os cálculos).

A aba “*3D Components*” permite inserir, manipular e configurar os objetos do projeto, possibilitando a importação de arquivos de desenho de outros programas, enquanto a aba e “*Model*” possibilita configurar movimentos para partes específicas, como o rotor de um motor, definindo valores de carga, velocidade, direção e sentido do movimento (translacional ou rotacional). Funções essas, baseadas nos modelos criados na aba anterior.

A aba “*Boundaries*” da simulação, define o espaço para cálculos e a malha de elementos finitos, atuando como condição de contorno e limitação física para análises gráficas. Isso contribui para que posteriormente, na aba “*Mesh*”, defina-se a formação em tamanho e quantidade dos elementos finitos usados na análise matemática.

Já a aba “*Optimetrics*” permite parametrizar variáveis e ajustar valores, complementando a aba “*Parameters*”. Possibilita também a inserção manual de valores, ajustes automáticos, alteração de variáveis do projeto de forma dinâmica durante a simulação, criando modelos de progressão, como uma carga em rampa para o eixo de um motor.

A aba “*Excitations*” define as variáveis que ativam o sistema, como correntes ou tensões aplicadas em regiões específicas, de modo que seja possível estimulá-lo para entregar os resultados esperados da simulação.

As demais abas – “*Analysys*”, “*Results*” e “*Field Overlays*” – que se referem a “análise”, “resultados” e “visualização dos campos”, respectivamente, estão atreladas à resolução e resultados da simulação. Na primeira, configura-se critérios essenciais antes da simulação, como tempo total, passo de tempo, salvamento de campos e método de integração. Na segunda, analisa-se o comportamento do modelo por meio de gráficos e visualizações. E a terceira, permite observar campos multifísicos com escalas coloridas sobre o objeto (magnético, elétrico, linhas de campo etc.).

3 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Os motores de indução são equipamentos eletromecânicos que convertem energia elétrica em energia mecânica por meio de indução magnética entre estator e rotor. Os motores com rotores tipo gaiola de esquilo são amplamente utilizados no setor industrial devido à sua construção simples e baixo índice de manutenção, sendo considerados os “cavalos de tração” mais comuns. Embora existam motores com rotor bobinado, estes têm custo e manutenção mais elevados, sendo menos empregados. Este trabalho foca nos motores com rotor tipo gaiola de esquilo [19].

Estruturalmente, essas máquinas possuem um estator semelhante ao de máquinas síncronas, com enrolamentos distribuídos em ranhuras, defasados entre si conforme o número de fases (120° em motores trifásicos). O rotor é composto por barras de cobre ou alumínio moldadas em chapas de aço silício, encaixadas em ranhuras e curto-circuitadas por anéis nas extremidades, formando uma estrutura semelhante a uma gaiola [19] [20].

Nos motores de indução trifásicos, o funcionamento baseia-se na aplicação de tensões trifásicas defasadas de 120° nos enrolamentos do estator. Essas tensões geram correntes que criam um campo magnético girante (B_S). Ao atravessar as barras do rotor, o campo induz tensões, e as barras curto-circuitadas permitem a circulação de correntes que geram um campo magnético no rotor (B_R). A diferença de velocidades entre o campo do estator e do rotor é chamada escorregamento e é essencial para o funcionamento, pois gera a tensão induzida no rotor, permitindo o torque [20].

$$e = -N \frac{d\Phi_f}{dt} \quad (3.1)$$

onde:

- e – Tensão induzida;
- N – Número de espiras do enrolamento;
- Φ_f – Fluxo magnético no entreferro;
- t – Tempo.

A lei de Faraday denota exatamente o conceito do motor de indução, visto que se o escorregamento for muito próximo de zero ou mesmo zero, a diferença entre os campos magnéticos do estator e do rotor serão muito pequenos, produzindo uma variação de fluxo ($d\phi_f/dt$) quase nula, logo não há tensão induzida.

3.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DO MOTOR DE INDUÇÃO

Os sistemas de conversão eletromecânicos de energia como motores elétricos e transformadores usualmente são representados através de circuitos equivalentes que buscam demonstrar seu funcionamento na forma de um modelo elétrico. Essas representações permitem estudar e validar as interações entre fluxos magnéticos, forças eletromotrizes (FEMs), forças contraeletromotrizes (FCEMs) e correntes que ocorrem dentro de núcleos formados por materiais magnéticos [20].

Embora os projetos de motores elétricos não utilizem mais com tanta ênfase o circuito equivalente para representar o seu funcionamento, em função da existência de métodos mais eficazes para sua representação – como o próprio FEM – e da ineficácia dele em representar determinadas perdas da máquina, ele ainda pode ser utilizado para comparar os resultados obtidos via ensaios práticos e simulados, de modo a determinar se o modelo FEM equipara-se ao sistema real do motor.

Como já tratado, o funcionamento do motor de indução baseia-se na indução de tensões e correntes efetuadas pelo circuito do estator no circuito do rotor. Ele é considerado uma máquina de indução simples, visto que a potência é fornecida somente ao circuito do estator, não exigindo nenhuma fonte de tensão interna como em máquinas síncronas [20].

Para a definição e entendimento do circuito equivalente, algumas considerações são feitas nesse desenvolvimento:

- a) Máquinas com enrolamentos polifásicos simétricos excitados por tensões polifásicas equilibradas;
- b) Máquinas trifásicas ligadas em Y (estrela), assim as correntes e tensões são expressas por valores de fase;
- c) Circuito equivalente expresso para uma fase, assim para as demais, basta realizar o deslocamento adequado das ondas ($\pm 120^\circ$ para trifásicos).

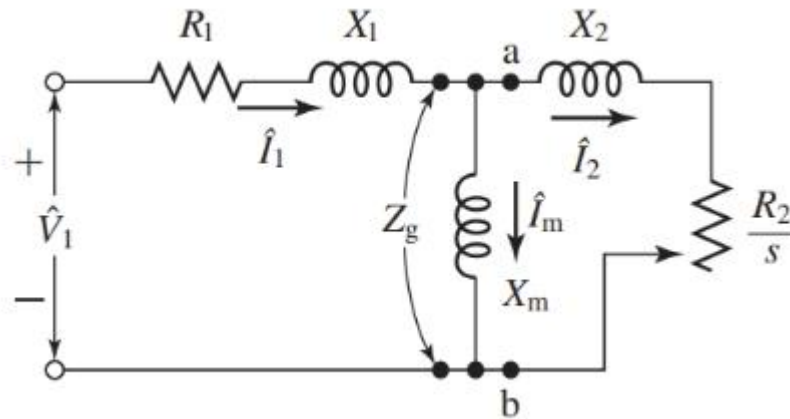
Para a análise feita em [20], a qual será abordada neste trabalho, considera-se também que o estator opera sob as seguintes condições: a onda de fluxo de

entreferro, girando sincronicamente, gera FCEMs polifásicas equilibradas nas fases do estator e, a tensão de terminal do estator difere da FCEM em função da queda de tensão gerada pela impedância de dispersão do estator dada pela equação (3.2):

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (3.2)$$

O circuito equivalente por fase do motor de indução polifásico pode ser observado na Figura 6. Ele corresponde ao sistema visto pelo lado do estator.

Figura 6 - Circuito equivalente de fase de um motor de indução polifásico (pela visão do estator)



Fonte: [21]

A partir do circuito equivalente da Figura 6, determina-se a equação (3.3) deste circuito a partir da tensão de entrada $\hat{V}_1$:

$$\hat{V}_1 = \hat{E}_2 + \hat{I}_1(R_1 + jX_1) \quad (3.3)$$

onde:

- $\hat{V}_1$ - Tensão de fase de terminal do estator (V);
- $\hat{E}_2$ - FCEM (de fase) gerada pelo fluxo de entreferro resultante (V);
- $\hat{I}_1$ - Corrente do estator (A);
- R_1 - Resistência efetiva do estator (Ω);
- X_1 - Reatância de dispersão do estator (Ω);

- X_2 - Reatância de dispersão do rotor (Ω);
- R_2 - Resistência efetiva do rotor (Ω);
- $\hat{I}_2$ - Corrente do rotor (A);
- s – Escorregamento.

As polaridades das correntes e tensões podem ser verificadas no circuito da Figura 6.

O fluxo resultante no entreferro é criado pelas forças magnetomotrizes (FMMs) de estator e rotor combinadas. A corrente do estator pode ser decomposta em uma componente de carga e outra componente de magnetização. A primeira (corrente $\hat{I}_2$) produz uma FMM que corresponde à FMM da corrente do rotor. A segunda (corrente $\hat{I}_\varphi$) gera a corrente de estator adicional que é exigida para criar fluxo de entreferro resultante, sendo ela função da FEM $\hat{E}_2$. Essa corrente de magnetização ainda pode ser decomposta em uma componente de perdas no núcleo e outra de magnetização atrasada de 90° em relação a $\hat{E}_2$ [20].

3.1.1 Determinação de parâmetros do circuito equivalente

A determinação dos parâmetros do circuito equivalente de motores de indução polifásicos é uma etapa prática indispensável para análise de desempenho e validação de modelos. Por meio de ensaios experimentais, como o ensaio a vazio e de rotor bloqueado, é possível medir grandezas elétricas e calcular os valores que caracterizam o comportamento estático do motor em operação. Esses parâmetros auxiliam na avaliação de perdas, eficiência e torque, além de permitir ajustes no controle e na integração do motor em sistemas elétricos, garantindo confiabilidade e desempenho otimizado. Com base nas deduções e análises feitas em [20], nesse capítulo serão abordados os dois principais testes em máquinas de indução.

3.1.2 Ensaio a vazio

O ensaio a vazio de um motor de indução, como o próprio nome sugere, é aquele no qual não há carga acoplada ao eixo da máquina. Em termos elétricos, tem a mesma característica do ensaio de circuito-aberto de transformadores. Ele é capaz

de fornecer informações das perdas a vazio (características de construção da máquina) e da corrente de excitação (ou magnetização).

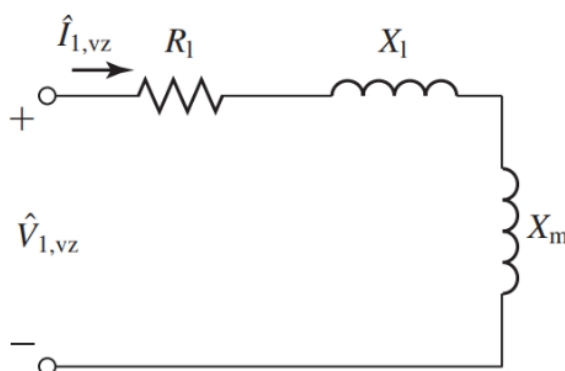
Sua execução é feita por meio da aplicação de tensões polifásicas equilibradas e nominais nos terminais do estator, e em frequência de operação nominal do motor. Após o motor ter funcionado tempo suficiente para que esteja estável e com os componentes mecânicos lubrificados e em temperatura operacional, faz-se as leituras necessárias, conforme segue:

- $V_{1,vz}$ - Tensão de fase a vazio [V];
- $I_{1,vz}$ - Corrente de linha a vazio [A];
- P_{vz} - Potência polifásica total de entrada a vazio [W].

Em geral, as tensões são medidas como tensões de linha nos ensaios a vazio, mas para facilitar o entendimento foram utilizadas tensões de fase. Caso sejam feitas medições de linha, basta dividi-la por $\sqrt{3}$ para obter a grandeza de fase.

As perdas no motor de indução podem ser separadas entre rotor e estator. Para o ensaio a vazio, a corrente induzida no rotor é somente a necessária para superar as perdas rotacionais, de ventilação e de atrito entre as peças, assim pode ser desprezada. Considera-se nesse caso um “circuito-aberto” na parte do circuito correspondente ao rotor, como mostrado na Figura 7, análogo ao que é feito em transformadores.

Figura 7 - Circuito equivalente aproximado do motor de indução – a vazio



Fonte: [20]

Enquanto isso, no estator, as perdas são mais significativas, visto que ao contrário do transformador, a presença do entreferro aumenta significativamente a relutância do circuito magnético, exigindo uma corrente maior para a magnetização

do núcleo. Dessa forma, desprezando as perdas no rotor (I^2R) e as perdas no núcleo (consideradas pequenas para essa análise), calcula-se as perdas rotacionais (P_{ROT}) através da equação (3.4), onde m é o número de fases do motor.

$$P_{ROT} = P_{VZ} - mI_{1,VZ}^2 R_1 \quad (3.4)$$

As perdas rotacionais totais sob mesmas condições de excitação (tensão e frequência nominais) são iguais e constantes com carga e a vazio. E quanto a resistência (R_1), deve-se verificar a temperatura do enrolamento do estator, pois esse fator pode alterar a resistência.

Na referência de [20], o autor menciona uma outra forma de fazer o teste a vazio através da variação e decaimento da velocidade em relação ao tempo após o desligamento repentino do motor. Nesse caso, conhecendo a inércia do motor, pode-se obter P_{ROT} em função dessa variação na velocidade partindo de seu valor nominal, como mostrado na equação (3.5).

$$P_{ROT}(\omega_m) = -j\omega_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.5)$$

Determinando P_{ROT} através da equação (3.5), é possível determinar as perdas no núcleo por meio da equação (3.6).

$$P_{NÚCLEO} = P_{VZ} - P_{ROT} - mI_{1,VZ}^2 R_1 \quad (3.6)$$

Como a corrente no estator é relativamente baixa no ensaio a vazio, inicialmente será considerada desprezível, de forma que a tensão sobre resistência e indutância equivalentes do estator possa ser desprezada, deixando-a somente sobre a resistência de perdas (R_C). Assim, ela estará em paralelo com a tensão de entrada ($V_{1,VZ}$) e pode ser calculada por meio da equação (3.7).

$$R_C = \frac{mV_{1,VZ}^2}{P_{NÚCLEO}} \quad (3.7)$$

Tanto nas simulações quanto nos ensaios práticos, a resistência do núcleo não foi determinada.

Em geral, [20] ressalta que se a máquina está operando próximo à velocidade e tensão nominais, é comum incorporar as perdas no núcleo junto às perdas rotacionais, visto que separá-las e refinar a análise não gerará diferenças significativas. Por isso, essa simplificação é adotada para o restante das deduções na referência e deve ser utilizada neste trabalho de forma a segui-la.

A reatância de magnetização jX_m , através deste modelo, fica em paralelo com a combinação em série da reatância de dispersão do rotor X_2 e a resistência do rotor refletida (R_2/s) – bastante elevada devido ao escorregamento ser baixo. Consequentemente, a reatância será bastante próxima da própria de jX_m , seguindo o que é esboçado no circuito equivalente da Figura 7. Assim, a reatância a vazio medida nos terminais, denominada X_{VZ} será próxima de $X_1 + X_m$, ou seja, a reatância própria do estator, conforme equação (3.8).

$$X_{VZ} \approx X_{11} = X_1 + X_m \quad (3.8)$$

Com isso, a reatância própria do estator, pode ser determinada através da potência reativa a vazio e da potência aparente. A potência aparente a vazio (S_{VZ}) é definida de acordo com a equação (3.9). Por meio de S_{VZ} , calcula-se a potência reativa a vazio Q_{VZ} dada na equação (3.10).

$$S_{VZ} = mV_{1,VZ}I_{1,VZ} \quad (3.9)$$

$$Q_{VZ} = \sqrt{S_{VZ}^2 - P_{VZ}^2} \quad (3.10)$$

Assim, utilizando os valores de Q_{VZ} e $I_{1,VZ}$, a reatância a vazio (X_{VZ}) pode ser obtida por meio da equação (3.11).

$$X_{VZ} = \frac{Q_{VZ}}{mI_{1,VZ}^2} \quad (3.11)$$

3.1.3 Ensaio de rotor bloqueado

O ensaio de rotor bloqueado de um motor de indução, é aquele no qual é feito o travamento do eixo da máquina, impedindo-o de girar. Em termos elétricos, tem a mesma característica do ensaio de curto-circuito de transformadores. Ele é capaz de fornecer informações a respeito das impedâncias de dispersão do circuito.

Sua execução é feita por meio da aplicação de tensões polifásicas equilibradas e nominais nos terminais do estator. Trava-se então o eixo do motor, forçando seu escorregamento ao valor unitário e mede-se os parâmetros desejados.

Adotando as seguintes leituras:

- $V_{1,BL}$ - Tensão de fase com rotor bloqueado (V);
- $I_{1,BL}$ - Corrente de linha com rotor bloqueado (A);
- P_{BL} - Potência polifásica total de entrada com rotor bloqueado (W);
- f_{BL} - Frequência do ensaio de rotor bloqueado (Hz).

Embora o circuito equivalente de um motor de indução em rotor bloqueado seja idêntico ao de um transformador em curto-circuito, de acordo com [20] o motor de indução é mais complexo em função da impedância de dispersão, a qual pode ser afetada pela saturação magnética dos caminhos de fluxo de dispersão, pelas correntes induzidas do rotor, pela posição do rotor e pela orientação relativa das ranhuras do rotor com os dentes do estator.

Para a determinação dos parâmetros, inicia-se com a reatância de rotor bloqueado (X_{BL}), que assim como no ensaio a vazio, pode ser obtida por meio da potência reativa a vazio. Utilizando a tensão e corrente de rotor bloqueado, calcula-se a potência aparente a vazio pela equação (3.12) e, com ela, a potência reativa pela equação (3.13).

$$S_{BL} = qV_{1,BL}I_{1,BL} \quad (3.12)$$

$$Q_{BL} = \sqrt{S_{BL}^2 - P_{BL}^2} \quad (3.13)$$

Assim, utilizando os valores de Q_{BL} e $I_{1,BL}$, a reatância de rotor bloqueado pode ser obtida por meio da equação (3.14).

$$X_{BL} = \frac{Q_{BL}}{qI_{1,BL}^2} \quad (3.14)$$

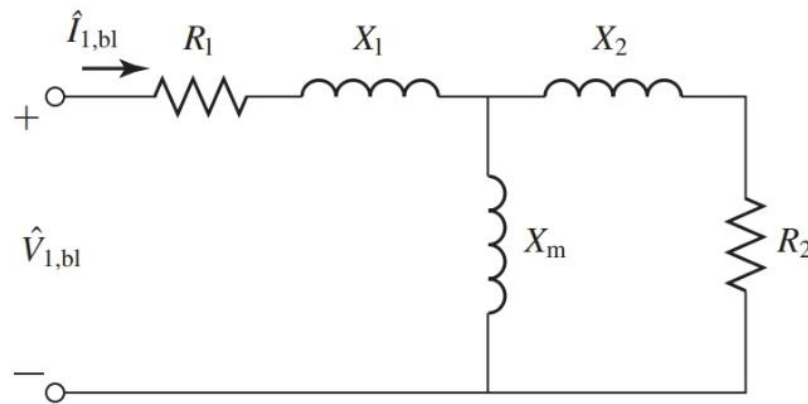
Caso seja considerada a influência da frequência do ensaio, basta multiplicar o valor de X_{BL} obtido, pela razão entre a frequência nominal e a frequência do ensaio.

A resistência de rotor bloqueado é calculada através da potência e da corrente de rotor bloqueado, conforme equação (3.15)

$$R_{BL} = \frac{P_{BL}}{qI_{1,BL}^2} \quad (3.15)$$

A partir da obtenção destes dois valores (R_{BL} e X_{BL}), cabe-se observar o circuito equivalente da Figura 8 para fazer algumas análises e manipulações algébricas e obter os parâmetros do circuito.

Figura 8 - Circuito equivalente do motor de indução – rotor bloqueado



Fonte: [20]

Utilizando associações de impedâncias, a impedância de entrada pode ser dada da seguinte forma:

$$\begin{aligned} Z_{BL} &= R_1 + jX_1 + [(R_2 + jX_2) // jX_m] \\ &= R_1 + \frac{R_2 X_m^2}{R_2^2 + (X_m + X_2)^2} + j \left(X_1 + \frac{X_m (R_2^2 + X_2 (X_m + X_2))}{R_2^2 + (X_m + X_2)^2} \right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

Considerando que os valores apresentados na (3.16) são todos referentes à frequência nominal. Com isso, observando a parte real dessa mesma equação, tem-se a resistência de rotor bloqueado (equação (3.17)) e a reatância de rotor bloqueado (equação (3.18)) baseados na análise do circuito equivalente.

$$R_{BL} = R_1 + \frac{R_2 X_m^2}{R_2^2 + (X_m + X_2)^2} \quad (3.17)$$

$$X_{BL} = X_1 + \frac{X_m (R_2^2 + X_2 (X_m + X_2))}{R_2^2 + (X_m + X_2)^2} \quad (3.18)$$

Em função da complexidade das equações (3.17) e (3.18), com o objetivo de determinar R_2 e X_2 , aproxima-se que $R_2 \ll X_m$. Assim sendo, as duas equações ficam reduzidas às seguintes:

$$R_{BL} = R_1 + R_2 \left(\frac{X_m}{X_m + X_2} \right)^2 \quad (3.19)$$

$$X_{BL} = X_1 + X_2 \left(\frac{X_m}{X_m + X_2} \right) \cong X_1 + X_2 \quad (3.20)$$

Isolando as variáveis desejadas (R_2 e X_2) nas equações (3.19) e (3.20), obtém-se a resistência e reatâncias de dispersão.

$$R_2 = (R_{BL} - R_1) \left(\frac{X_m + X_2}{X_m} \right)^2 \quad (3.21)$$

$$X_2 = (X_{BL} - X_1) \left(\frac{X_m}{X_m + X_1 - X_{BL}} \right) \quad (3.22)$$

O autores em [21] ainda ponderam que, assim como no caso do ensaio a vazio, em que para obter uma exatidão melhor, a resistência R_1 , deveria ser utilizada na equação (3.21) com o valor corrigido conforme a temperatura do ensaio de rotor bloqueado.

Isolando X_m na equação (3.8), e substituindo em (3.22), chega-se no valor de X_2 em função de X_{BL} , X_{VZ} e X_1 .

$$X_2 = (X_{BL} - X_1) \left(\frac{X_{VZ} - X_1}{X_{VZ} - X_{BL}} \right) \quad (3.23)$$

A equação (3.23) não pode ser resolvida de maneira convencional substituindo valores. Embora X_{BL} e X_{VZ} sejam conhecidos, o valor de X_1 é desconhecido e, em geral, surge da distribuição das dispersões dentro da máquina. Não há uma maneira eficaz de determinar a proporção delas por meios analíticos e essa proporção está ligada às características da própria construção da máquina. Além disso, essa distribuição causa baixíssima influência no comportamento dinâmico dela, logo não é o parâmetro que exige tanto cuidado. Por isso, a norma IEEE 112, recomenda uma distribuição empírica dessas reatâncias conforme o Quadro 3. Com ela, é possível deixar tudo em função de uma reatância e resolver as equações.

Quadro 3 - Distribuição empírica de reatâncias de dispersão nos motores de indução

Classe de Motor	Descrição	Fração de (X_1+X_2)	
		X1	X2
A	Conjugado de partida normal, corrente de partida normal	0,5	0,5
B	Conjugado de partida normal, corrente de partida baixa	0,4	0,6
Classe de Motor	Conjugado de partida elevado, corrente de partida baixa	0,3	0,7
D	Conjugado de partida elevado, escorregamento elevado	0,5	0,5
Rotor bobinado	Desempenho varia segundo a resistência do rotor	0,5	0,5

Fonte: IEEE 112, retirado de [20]

3.1.4 Ensaio de corrente contínua

Para a obtenção do valor de R_1 , é necessário a realização de um ensaio rápido em corrente contínua que fornece tensão e corrente no enrolamento, permitindo calcular essa resistência. Por meio da tensão CC (V_{cc}) e da corrente CC (I_{cc}) medidas, determina-se R_1 por meio da equação (3.24).

$$R_1 = \frac{V_{cc}}{2I_{cc}} \quad (3.24)$$

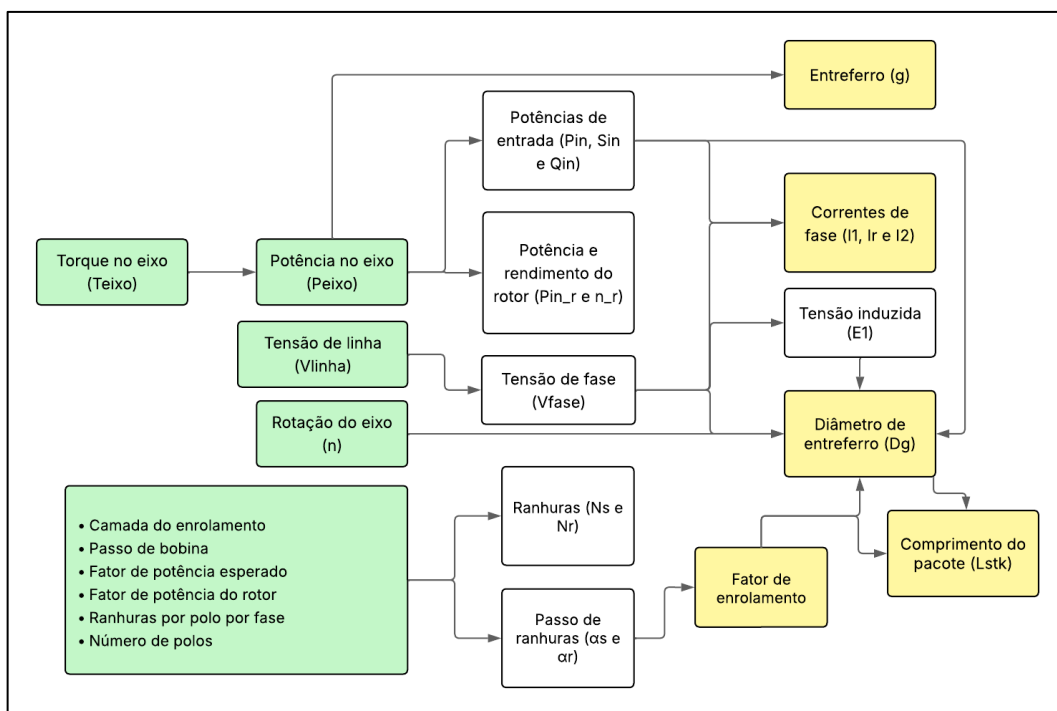
A tensão é injetada entre duas fases do motor, logo na equação (3.24) é feita uma divisão por dois por haver duas resistências dividindo a tensão (V_{cc}) – uma por fase.

3.2 EQUACIONAMENTO DE PROJETO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

Nas diversas literaturas existentes que discorrem sobre máquinas elétricas, não há um método padrão para o dimensionamento de motores elétricos. O procedimento varia conforme o tipo de máquina e sua aplicação.

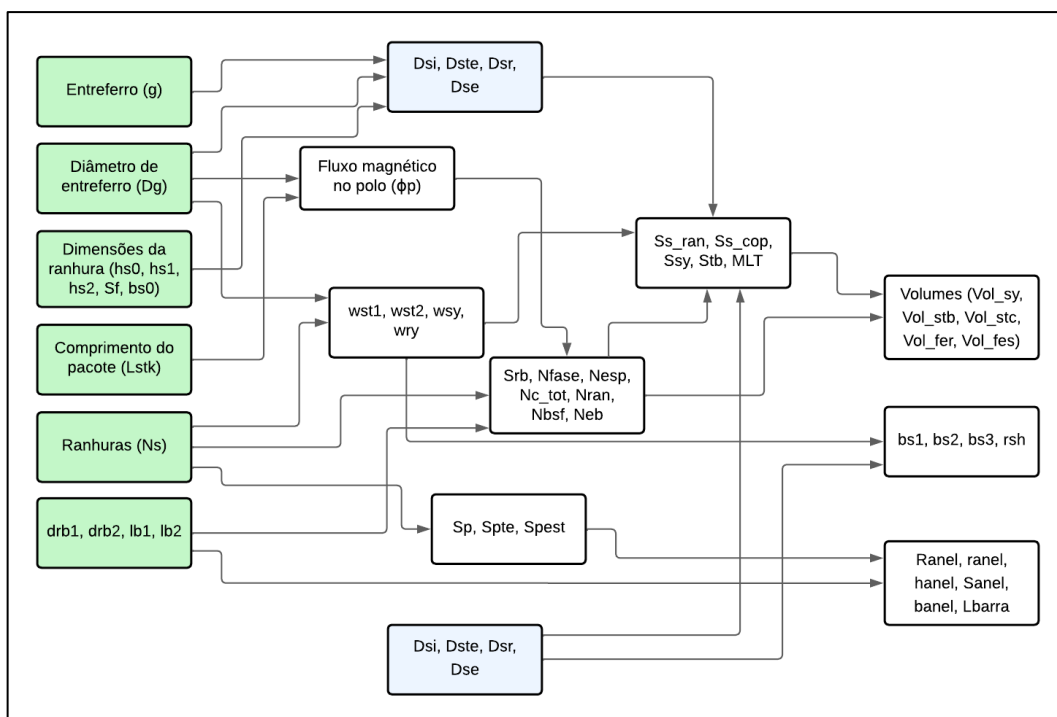
Em geral, para o motor de indução há alguns tópicos que são comuns em diversos métodos, enquanto outros apresentam alterações, dessa forma seguindo o processo adotado no trabalho de [21], tendo por base os trabalhos de [22] e [23], apresentar-se-á os principais detalhes de projeto do motor elétrico de indução que serão necessários para a compreensão e análise dos resultados obtidos via simulação multifísica nos capítulos subsequentes. O fluxo do projeto pode ser melhor compreendido através dos fluxogramas a seguir (Figura 9, Figura 10 e Figura 11).

Figura 9 - Fluxograma do projeto analítico - Etapa I



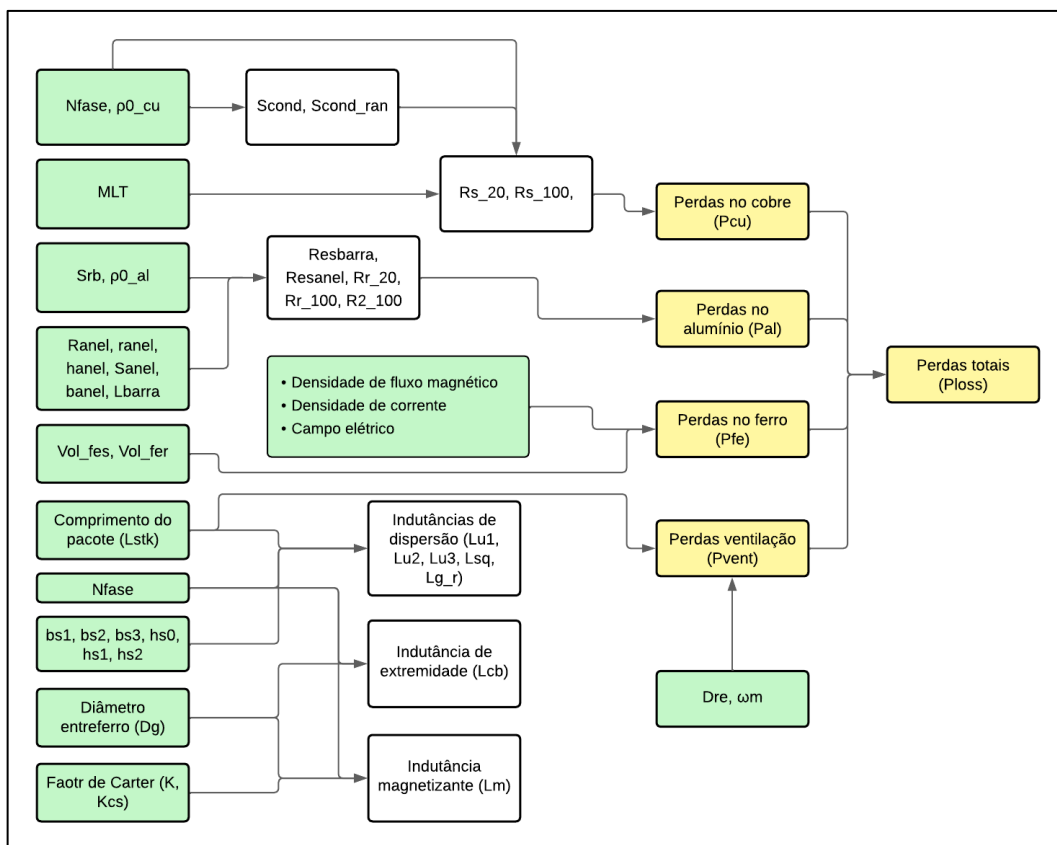
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Figura 10 - Fluxograma do projeto analítico - Etapa II



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Figura 11 - Fluxograma do projeto analítico - Etapa III



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

O Quadro 4 revela as informações básicas iniciais que normalmente são definidas para o projeto de um motor elétrico. Elas estão intimamente ligadas à necessidade que o motor deve suprir, assim muitas dessas informações se destinam a compatibilizar com a carga, a alimentação e a forma de funcionamento da máquina.

Quadro 4 - Especificações principais iniciais

Parâmetro	Símbolo	Unidade
Potência no eixo	P_{eixo}	kW
Frequência	f	Hz
Número de fases	m	fases
Rendimento	η	%
Número de polos	p	polos
Tensão de linha	V_{linha}	V
Rotação do eixo	n	rpm

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Com as características descritas no Quadro 4, esboça-se algumas relações importantes que servem como ponto de partida para o estudo de máquinas elétricas rotativas.

Quando se dimensiona a máquina elétrica para determinada aplicação, o ponto de partida é a compreensão do comportamento da carga através da sua relação de torque por tempo, entretanto como o foco deste projeto está no projeto da máquina e não do seu acionamento elétrico, considerar-se-á que o torque é constante para uma análise em regime permanente. Assim, o valor do torque no eixo (T_{eixo}) é dado em função da potência de saída no eixo (P_{eixo}) e da rotação do eixo em radianos por segundo (ω_m) através da equação (3.25).

$$T_{eixo} = \frac{P_{eixo}}{\omega_m} \quad (3.25)$$

onde:

- ω_m – Velocidade angular nominal, dada em rad/s na equação (3.26);

$$\omega_m = (1 - s)\omega_s \quad (3.26)$$

Além da velocidade angular nominal, citada na equação (3.26), há também a velocidade angular síncrona (ω_s), que diz respeito a velocidade do campo girante produzido no estator e pode ser dada em rad/s pela equação (3.27).

$$\omega_s = \frac{120f}{p} \frac{\pi}{30} \quad (3.27)$$

onde:

f – Frequência da rede (Hz);

p – Número de polos da máquina.

Essas variáveis são importantes para a compreensão do dimensionamento do motor de indução. As demais características da máquina devem ser percorridas com o decorrer do projeto dando ênfase a cada parte do processo separadamente.

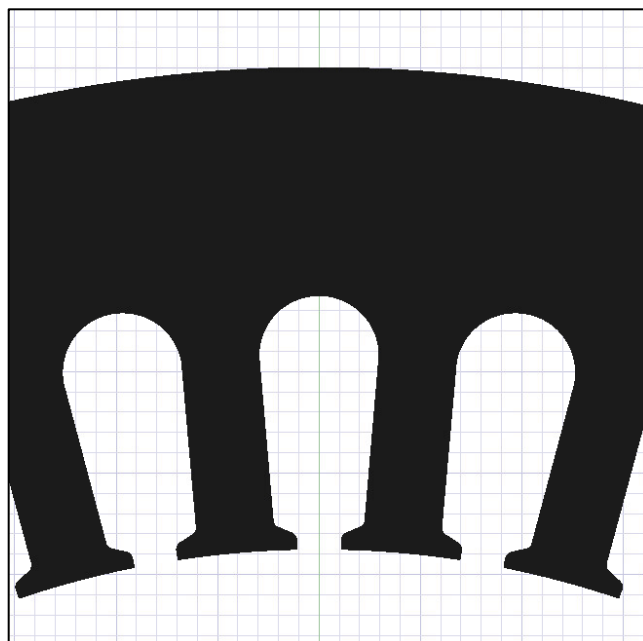
3.2.1 Definições iniciais

Além das especificações já estabelecidas no Quadro 4, há mais definições necessárias para iniciar o projeto do motor de indução trifásico (MIT), principalmente aquelas voltadas a aspectos construtivos.

Esta primeira etapa de equacionamento exige que se tenha uma noção básica do estilo de máquina que se deseja construir. Como o dimensionamento das chapas do estator e rotor são feitos para desenhos específicos de ranhuras, não há um método genérico que solucione todos os casos.

Como o trabalho em questão objetiva trabalhar com uma máquina de indução trifásica de 1,5 kW (Anexo B e Anexo C), sabe-se que ela possui os enrolamentos do estator em camada simples e passo de bobina inteiro. As ranhuras do estator possuem formato conforme observado na Figura 12, enquanto as barras do rotor são fundidas e menos arredondadas, conforme Figura 13. Na imagem presente no Anexo F há diversos outros tipos de ranhuras que demandam outro tipo de projeto.

Figura 12 - Formato das ranhuras do estator

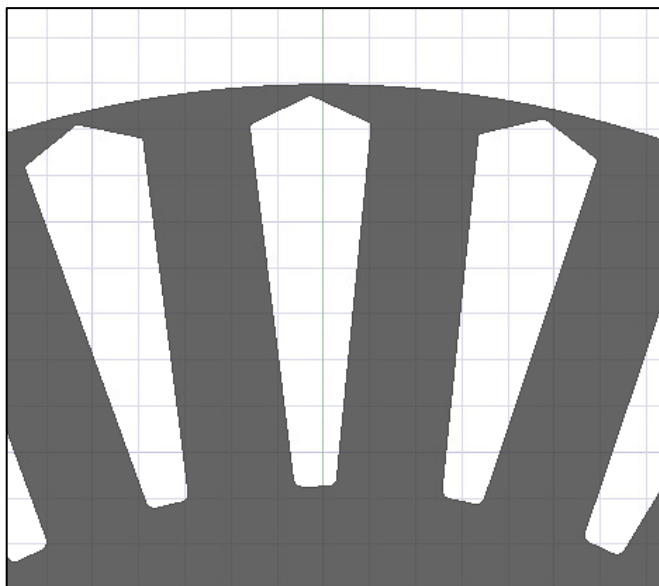


Fonte: elaborado pelo autor, 2025

A máquina possui N_s ranhuras no estator e N_r ranhuras no rotor. Neste caso, o autor aproveita para pontuar que a quantidade de ranhuras por polo e por fase (q) deve ser analisada com cuidado, pois valores relativamente baixos (inferiores a 3), podem gerar alguns problemas com grandes indutâncias de dispersão, como harmônicos e pulsações de torque, conforme a análise feita em [22]. Desse modo, seguindo a ideia de [21] e a construção da máquina que será analisada, o valor de q é de 3 ranhuras por polo por fase.

O fator de potência (FP) do MIT, segundo a metodologia de [23], pode ser definido em uma faixa de valores aproximada, utilizada em projetos de máquinas de indução. A Tabela 1 relaciona o fator de potência à quantidade de polos para uma expectativa inicial de projeto.

Figura 13 - Formato das barras do rotor



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Tabela 1 - Valores de fator de potência para máquinas assíncronas

Polaridade (p)	Fator de potência (FP)
2	0,88 a 0,92
4	0,86 a 0,90
6	0,84 a 0,88
8	0,82 a 0,86
10	0,80 a 0,84

Fonte: adaptado de [24]

Assim, o Quadro 5 apresenta um resumo das características desse item.

Quadro 5 - Resumo das definições iniciais

Parâmetro	Símbolo
Tipo de camada do enrolamento do estator	-
Passo de bobina dos enrolamentos do estator	-
Fator de potência da máquina	FP
Fator de potência do rotor	FP_r
Ranhas por polo por fase	q

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

3.2.2 Definição dos parâmetros de referência

Os parâmetros a serem definidos neste tópico dizem respeito às características dos materiais que são utilizados na construção da máquina. Eles estão intimamente ligados aos limites físicos (térmicos, cisalhantes, torção etc.) e eletromagnéticos. Sabe-se que enrolamentos do estator são feitos em cobre e as barras da gaiola do rotor em alumínio, já os materiais das estruturas de estator e rotor são feitos em ferromagnéticos.

Assim, a Tabela 2 apresenta resumidamente as propriedades de resistividade, condutividade e densidade dos materiais utilizados nos condutores do motor. As informações referentes às condutividades e densidades dos materiais foram obtidas através da base de dados do *Ansys Maxwell* e foram as mesmas utilizadas nas simulações deste projeto. As resistividades foram obtidas calculando o inverso das condutividades. Os coeficientes térmicos não são disponibilizados pela *Ansys* no programa, assim utilizou-se os valores propostos por [23] em duas tabelas (uma para alumínio e outra para cobre), nas quais selecionou-se os materiais para a condição de 20°C. O alumínio utilizado foi o de 65%, ou seja, o mais puro disponível na referência (Anexo D), enquanto o cobre foi de 100% (Anexo F).

Tabela 2 - Propriedades dos materiais elétricos do motor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Resistividade do cobre a 20°C	ρ_{0_cu}	$1,724 \cdot 10^{-8}$	Ωm
Resistividade do alumínio a 20°C	ρ_{0_al}	$2,632 \cdot 10^{-8}$	Ωm
Coeficiente de temperatura do cobre a 20°C	α_{cu}	$3,23 \cdot 10^{-3}$	$^{\circ}C^{-1}$
Coeficiente de temperatura do alumínio a 20°C	α_{al}	$4,29 \cdot 10^{-3}$	$^{\circ}C^{-1}$
Densidade do cobre	ρ_{cu}	8933	Kg/m^3
Densidade do alumínio	ρ_{al}	2689	Kg/m^3
Densidade do ferro magnético	ρ_{fe}	7650	Kg/m^3
Condutividade do alumínio a 20°C	σ_{al}	$38 \cdot 10^6$	$(\Omega m)^{-1}$

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

A Tabela 3, apresenta as principais propriedades de perdas do material ferromagnético utilizado no estator e no rotor. Embora o motor utilizado neste estudo (capítulo 5) contenha um ferro tipo 550-50, foi possível obter dados já validados no trabalho de [25], de um material ferromagnético tipo 470-50 utilizado pelo fabricante do motor. Com essa referência, permitiu-se ajustar os parâmetros de perdas e criar a curva BH que rege o comportamento do material sob excitação.

Tabela 3 - Propriedades de perdas do material ferromagnético 470-50

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Coeficiente de perdas de Foucault	K_{cf}	1,3098	W/m ³
Coeficiente de perdas excedentes	K_e	11,9884	W/m ³
Coeficiente de perdas de histerese	K_h	123,3312	W/m ³
Expoente de histerese	α_{his}	2	-

Fonte: adaptado de [25]

Os demais parâmetros de referência compreendem características elétricas e magnéticas do motor, as quais inicialmente em um projeto não podem ser definidas com exatidão, porém é necessário estimá-las para desenvolver o restante da máquina.

3.2.2.1 Parâmetros de carga elétrica dos condutores

Existem dois parâmetros importantes nesse item. O primeiro deles diz respeito a densidade de corrente dos enrolamentos do estator. Na metodologia de [22], o autor destaca que um bom projeto de máquina compreende valores de densidade de corrente no enrolamento do estator (J_s) entre 3 e 8 A/mm². Define-se o valor médio da faixa de valores.

O segundo parâmetro é a intensidade do campo elétrico (A) nos condutores. De acordo com as observações de [24], para máquinas de indução pequenas (até 10 cv ou 7,5 kW), é interessante adequar o valor para algo próximo de 20 kA/m, em vista que para a etapa do dimensionamento, ele é capaz de promover resultados satisfatórios. Se necessário, altera-se posteriormente.

3.2.2.2 Parâmetros de carga magnética nos ferromagnéticos

Neste tópico, os parâmetros magnéticos de estator, rotor e entreferro são discutidos. Eles estão intimamente ligados às curvas de magnetização dos materiais definidos.

No livro *Design of Rotating Electrical Machines* [22], há uma padronização dos valores esperados para fluxos magnéticos em diferentes tipos de máquinas elétricas. Os valores indicados permitem estimar valores para o projeto que evitem a saturação dos materiais ferromagnéticos [22]. A tabela que determina tais valores é apresentada no Anexo G.

A densidade magnética na coroa do estator (B_{sy}), de acordo com a tabela do Anexo G, deve estar entre 1,4 e 1,7 T para motores assíncronos (ou de indução, no caso). Paralelamente, a densidade magnética no dente do estator (B_{stb}) deve estar entre 1,4 e 2,1 T. Por fim, a densidade magnética no entreferro (B_{g_pico}) deve ficar entre 0,7 e 0,9 T.

Como a distribuição do fluxo magnético no entreferro é considerada uma senoide, convém determinar um valor médio que representa o carregamento magnético deste entreferro. Esse valor é obtido na equação (3.28).

$$B_g = \frac{2}{\pi} B_{g_pico} \quad (3.28)$$

Estes valores usualmente ficam a critério do projetista. Como será feito o estudo baseado no motor já existente, é mais justo que seja feita uma análise posterior para verificar se os valores obtidos em simulação condizem com os padrões. Para os cálculos necessários, adota-se o valor médio de cada faixa proposta por [22] conforme o Anexo G. Em resumo esses valores estão indicados na Tabela 4.

Tabela 4 – Cargas elétricas e magnéticas do motor

Parâmetro	Símbolo	Unidade
Densidade magnética na coroa do estator	B_{sy}	T
Densidade magnética no dente do estator	B_{stb}	T

Densidade magnética de pico no entreferro	B_{g_pico}	T
Densidade magnética média no entreferro	B_g	T
Densidade de corrente no enrolamento do estator	J_s	A/mm ²
Intensidade de campo elétrico	A	kA/m

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

3.2.3 Ranhuras do estator e do rotor

Os primeiros cálculos a serem efetuados estão ligados às quantidades de ranhuras de cada parte está diretamente atrelado ao desempenho da máquina, a formação dos polos magnéticos e, para o caso da fabricação, pode propiciar um custo melhor no processo de usinagem das chapas [23]. Além de determinar a quantidade dessas ranhuras no estator (N_s) e no rotor (N_r), também é importante saber qual o passo dessas ranhuras (α_s e α_r), pois esta distância terá grande utilidade em outros cálculos do dimensionamento.

Considerando as definições de ranhuras por polos por fase (q), a quantidade de polos (p) e de fases (m), calcula-se para o estator a quantidade de ranhuras (equação (3.29)) e o passo delas em graus (equação (3.30)).

$$N_s = p \cdot q \cdot m \quad (3.29)$$

$$\alpha_s = \frac{360}{N_s} \quad (3.30)$$

Para o rotor, de acordo com o método de [23], o número de ranhuras não é exatamente calculado. Como ele equivale a quantidade de barras de comporão a gaiola do rotor, escolhe-se seu valor tomando como base a quantidade de polos e ranhuras no estator. É importante que o valor de N_r não seja igual ao de N_s , visto que isso causaria maiores ruídos magnéticos.

[23] apresentou uma tabela (Anexo H) na qual propõe valores adequados de ranhuras de rotor em função da quantidade de ranhuras do estator. Com isso, percebeu-se que o valor de N_r igual a 28, presente na máquina deste projeto, é adequado. Calcula-se então o passo destas ranhuras na equação (3.31).

$$\alpha_r = \frac{360}{N_s} \quad (3.31)$$

O motor WEG W22 apresentado, possui 28 ranhuras no rotor, como já especificado, e 36 ranhuras no estator. Assim, está de acordo e respeita o método utilizado.

3.2.4 Fator de enrolamento

O fator de enrolamento (k_w) é o índice que determina a eficácia de produção de campo magnético nas bobinas do enrolamento. Assim, para determinar o fluxo magnético no polo, necessita-se deste parâmetro. Pode ser determinado pela equação (3.32), e depende dos fatores de distribuição (k_d) dado na equação (3.33) e de passo (k_p) que neste caso é unitário por se tratar de passo inteiro.

$$k_w = k_p \cdot k_d \quad (3.32)$$

$$k_d = \frac{\text{sen}\left(\frac{q \cdot p \cdot \alpha_r}{4}\right)}{q \cdot \text{sen}\left(\frac{p \cdot \alpha_r}{4}\right)} \quad (3.33)$$

Enquanto isso, para o caso do rotor, mesmo sendo uma barra de alumínio, ela também possui um fator de enrolamento, que neste caso representa a conformação do metal no processo de fundição. O fator de enrolamento do rotor é dado pela equação (3.34).

$$k_{wr} = k_p \cdot k_d \cdot k_{sq} \quad (3.34)$$

Observa-se que na equação (3.34), há o surgimento de mais um parâmetro (k_{sq}) que determina o fator de inclinação (do inglês *skew*, como é chamado em literaturas) das barras do rotor. As gaiolas de esquilo são construídas desta maneira para reduzir o efeito de harmônicos e, conseqüentemente, vibrações mecânicas. Calcula-se k_{sq} através da equação (3.35).

$$k_{sq} = \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{6q}\right)}{\frac{\pi}{6q}} \quad (3.35)$$

Com todos os parâmetros considerados e, substituindo-os na equação (3.34), encontra-se o fator de enrolamento do rotor (k_{wr}).

3.2.5 Parâmetros relacionados à potência

Como a determinação de valores relacionados à corrente dos enrolamentos é dependente da potência da máquina, necessita-se manipular as informações fornecidas para o projeto – nesse caso a placa de identificação do motor – de modo a obter informações de corrente nos próximos tópicos.

Tendo a potência do eixo, que representa a saída, e o rendimento esperado, ambos dados no Quadro 4, determina-se potência de entrada (P_{in}) pela equação (3.36).

$$P_{in} = \frac{P_{eixo}}{\eta} \quad (3.36)$$

Com a potência de entrada e o valor do fator de potência esperado, informado no Quadro 4, determina-se as potências aparente (equação (3.39)) e reativa (equação (3.38)) de entrada.

$$\phi = \cos^{-1}(FP) \quad (3.37)$$

$$Q_{in} = P_{in} \cdot \tan \phi \quad (3.38)$$

$$S_{in} = \sqrt{P_{in}^2 + Q_{in}^2} \quad (3.39)$$

Para finalizar as análises de potência, obtém-se a potência de entrada do rotor (P_{in_r}) por meio da equação (3.40). Mas para isso, exige-se o rendimento do rotor (η_{rotor}), calculado na equação (3.41) e, por fim o fator de potência do rotor (FP_r) que, de acordo com [23], refere-se ao ângulo de fase entre tensão e corrente do rotor e, pode ser adotado como um valor entre 0,95 e 1.

$$P_{in_r} = \frac{P_{eixo}}{\eta_{rotor}} \quad (3.40)$$

$$\eta_{rotor} = 2 \frac{\eta}{1 + \eta} \quad (3.41)$$

Após o dimensionamento, convém calcular o rendimento real obtido para comparação com o esperado. Assim, utiliza-se para isso, a equação (3.42).

$$\eta = \frac{P_{eixo}}{P_{eixo} + P_{loss}} \quad (3.42)$$

Com essa equação (3.42), nota-se que o rendimento unitário, idealmente esperado, só pode ser alcançado se não houver perdas (P_{loss} for nulo), assim já se sabe que ele deve ficar abaixo desse patamar.

3.2.6 Correntes de fase de estator e rotor

A corrente de fase do estator é dada como função da potência de entrada (P_{in}), tensão de fase de alimentação (equação (3.43)) e do fator de potência. A corrente de fase I_1 é dada pela equação (3.44).

$$V_{fase} = \frac{V_{linha}}{\sqrt{3}} \quad (3.43)$$

$$I_1 = \frac{P_{in}}{3 \cdot V_{fase} \cdot FP} \quad (3.44)$$

A corrente do rotor (I_r) é determinada de forma diferente da corrente do estator (primário), uma vez que ela é influenciada pela indução de tensão nas barras do rotor. Pode ser determinada, em geral, pela equação (3.45).

$$I_r = \frac{I_2}{a} \quad (3.45)$$

onde:

- I_2 – Corrente do rotor referida ao estator (A);
 a – Relação de transformação entre estator e rotor.

A corrente do rotor (I_r) é dada através da corrente do secundário referida ao estator (I_2) por meio de uma relação de transformação (a) proposta na metodologia de [23]. Para o cálculo de I_2 , exige-se o valor da tensão induzida no rotor (E_1), o qual deve ser estimado conforme [22], que define que a tensão se encontra em uma faixa entre 93 e 98% da tensão de alimentação de fase (V_{fase}). A corrente I_2 é calculada através da equação (3.48) enquanto a relação de transformação (a) é dada pela equação (3.47).

$$I_2 = \frac{P_{in_r}}{3 \cdot E_1 \cdot FP_r} = \frac{P_{in_r}}{3 \cdot 0,95 \cdot V_{fase} \cdot FP_r} \quad (3.46)$$

$$a = \frac{m_r k_{wr} N_{cond_r}}{m k_w N_{cond_s}} \quad (3.47)$$

onde:

- m_r – Quantidade de fases do rotor;
 N_{cond_r} – Números de condutores por fase do rotor;
 N_{cond_s} – Números de condutores por fase do estator.

No caso do modelo que está sendo trabalho, segundo [21], a barra da gaiola é considerada como sendo uma fase, logo, a quantidade de fases que o rotor possui é igual ao número de ranhuras (N_r), com isso, a quantidade de condutores por fase do rotor é unitária. Em contrapartida, a quantidade de condutores por fase no estator é o dobro da quantidade de espiras por fase (N_{fase}).

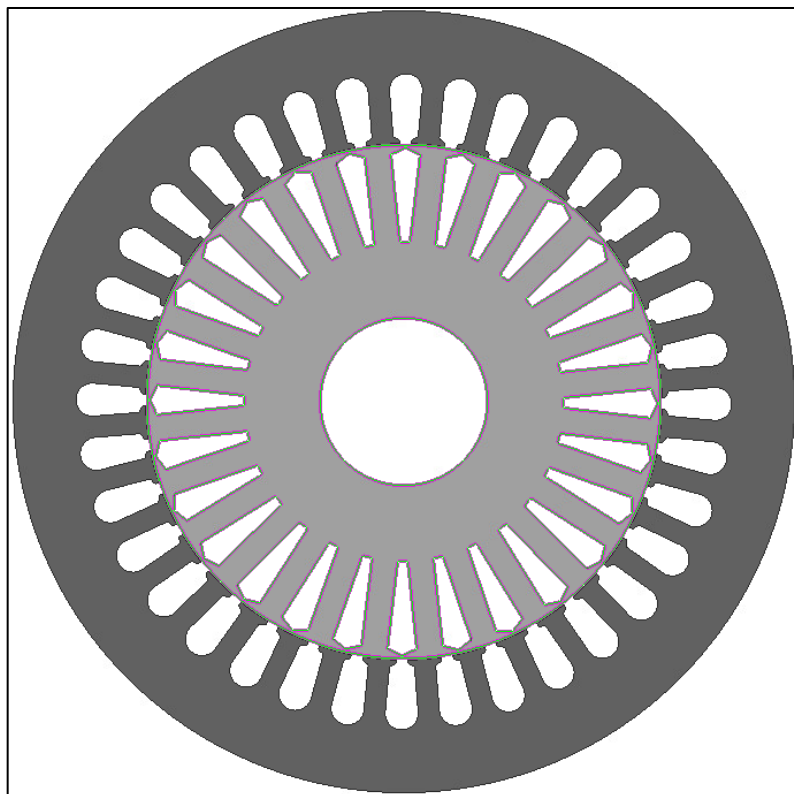
Assim, retorna-se à equação (3.45) e encontra-se a corrente do rotor.

3.2.7 Dimensionamento das chapas de estator e rotor

Esta etapa do projeto trata do dimensionamento das partes ferromagnéticas do motor de indução, como estator e rotor. Serão usadas chapas isoladas para minimizar perdas por correntes parasitas e garantir boa permeabilidade magnética. Além de

conduzir o fluxo magnético, essas estruturas também sustentam os enrolamentos e componentes mecânicos. O objetivo é atingir dimensões próximas às do modelo real, como mostrado na Figura 14.

Figura 14 - Esboço 2D do estator e do rotor do motor de indução projetado



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Na Figura 14, a parte externa na cor cinza mais escura representa o estator, enquanto a parte interna na cor cinza mais clara representa o rotor. Esse esboço foi obtido da simulação do motor projetado no capítulo 4 através do programa *Ansys Maxwell*.

3.2.7.1 Dimensões iniciais do projeto

Embora as chapas da máquina possuam diversas medidas, algumas são fundamentais para o princípio do projeto. No trabalho de [21], seguindo também a metodologia de [22], determina-se primeiro as três seguintes variáveis:

- a) Comprimento do entreferro (g);
- b) Diâmetro do entreferro (D_g);

c) Comprimento (axial) do empilhamento das chapas de ferro (L_{stk}).

A determinação das três medidas começa com o cálculo (equação (3.48)) da constante de aproveitamento do volume ativo da máquina (C), que segundo [22], representa uma relação de potência por volume da máquina, sendo usada para os cálculos que envolvem as chapas.

$$C = \frac{\pi^3}{120 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{E_1}{V_{fase}}} \cdot k_w \cdot A \cdot B_g \quad (3.48)$$

Onde E_1 representa a tensão induzida no rotor da máquina. De acordo com [22], o valor desta tensão costuma ser entre 93 e 98% da tensão de fase (V_{fase}). Adota-se então:

$$E_1 = 0,95 \cdot V_{fase} \quad (3.49)$$

De acordo com o autor, em máquinas padrão, há uma relação de comprimento da máquina e o seu diâmetro, a qual é denominada X e pode ser utilizada para chegar aos valores de L_{stk} e D_g . Ele é dado pela equação (3.50), também expresso na equação (3.51). Ambas serão utilizadas para determinar os valores.

$$X = \frac{L_{stk}}{D_g} \quad (3.50)$$

$$X = \frac{\pi}{2 \cdot \left(\frac{p}{2}\right)} \sqrt[3]{\frac{p}{2}} \quad (3.51)$$

Com isso, é possível obter D_g a partir da equação (3.52), e posteriormente, é possível obter o comprimento da máquina a partir da equação (3.50) isolando L_{stk} .

$$D_g = \sqrt[3]{\frac{S_{in}}{X \cdot C \cdot n}} \quad (3.52)$$

Neste caso, n representa a velocidade do eixo da máquina (1740 rpm em condição nominal) e é obtida através da velocidade síncrona do campo girante (n_s) e do escorregamento (s). Pontua-se que a equação do escorregamento ((3.55)) é uma forma simplificada para uma análise rápida, e não é válida para um cálculo exato, visto que considera apenas condições em regime permanente e perdas somente no rotor. De acordo com [20], pode-se determinar as três variáveis pelas seguintes equações, respectivamente:

$$n = (1 - s) \cdot n_s \quad (3.53)$$

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (3.54)$$

$$s = 1 - 2 \frac{\eta}{1 + \eta} \quad (3.55)$$

Por fim, chega-se à medida do entreferro (g), a qual não possui nenhum método ótimo para ser calculada, segundo [22]. Entretanto ele propõe uma equação (equação (3.56)) que determina o valor mínimo do entreferro para máquinas de indução com mais de dois polos ($p > 2$).

$$g = \frac{0,18 + 0,006 \cdot P_{eixo}^{0,4}}{1000} \quad (3.56)$$

3.2.7.2 Dimensões das chapas do estator

Para começar o dimensionamento das chapas, [21] definiu alguns parâmetros básicos necessários para alimentar as equações das demais dimensões. São quatro medidas descritas na Tabela 5 e ilustradas na Figura 16. Vale ressaltar que estes dados podem ser alterados conforme a necessidade de projeto e sugere-se que eles sejam definidos com base em algum projeto já existente para se ter noções de valores iniciais.

Tabela 5 - Parâmetros básicos do dimensionamento da chapa do estator

Parâmetro	Símbolo	Unidade
Altura da abertura do dente do estator	h_{s0}	m

$$D_{sr} = D_{ste} + 2h_{s2} \quad (3.59)$$

$$D_{se} = D_{sr} + 2w_{sy} \quad (3.60)$$

Com os valores referentes à abertura do dente do estator permite-se calcular os valores alusivos ao passo das ranhuras em metros, pelas equações (3.61), (3.62) e (3.63).

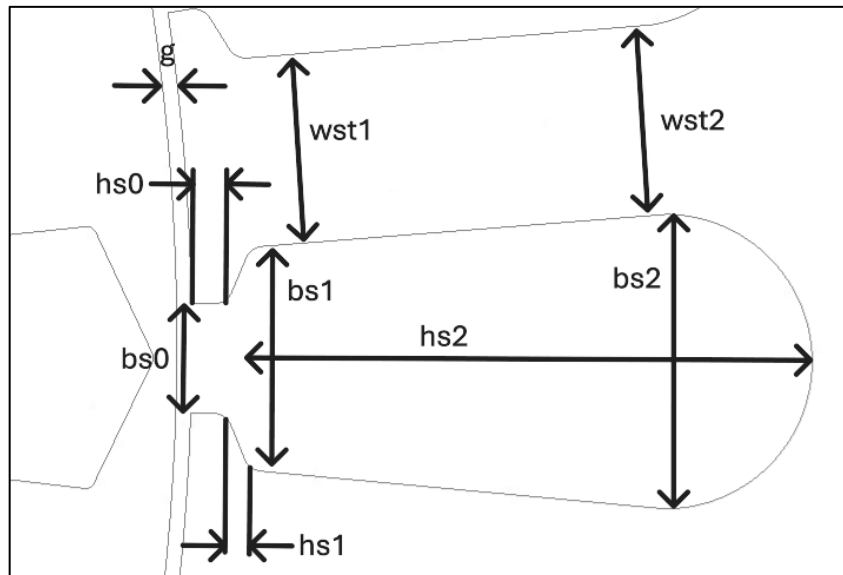
$$S_p = \frac{\pi \cdot D_{si}}{N_s} \quad (3.61)$$

$$S_{pte} = \frac{\pi \cdot D_{ste}}{N_s} \quad (3.62)$$

$$S_{pest} = \frac{\pi \cdot D_{sr}}{N_s} \quad (3.63)$$

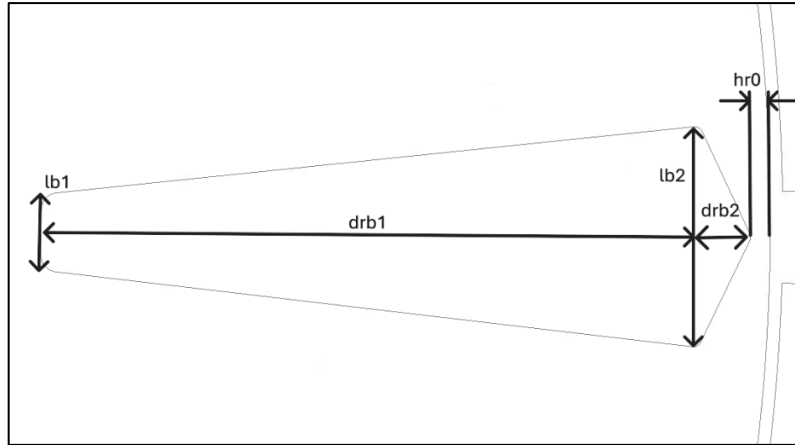
As demais dimensões que serão determinadas neste projeto podem ser encontradas nas duas figuras abaixo, onde a Figura 16 apresenta dimensões do estator e a Figura 17 as dimensões do rotor.

Figura 16 - Dimensões da ranhura do estator



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Figura 17 - Dimensões da ranhura do rotor



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Ressalta-se que ambas as figuras foram obtidas são recortes da estrutura geral do motor apresentada na Figura 15, visando detalhar as partes.

As larguras superior e inferior entre os dentes do estator, dadas respectivamente por w_{st1} e w_{st2} , são obtidas respeitando o princípio de continuidade do fluxo magnético, conforme explicado em [21]. Considerando que essas larguras entre as ranhuras são iguais para o projeto em questão, tem-se na equação (3.64):

$$w_{st1} = w_{st2} = \frac{\pi \cdot D_g}{N_s} \cdot \frac{B_{g_pico}}{B_{st}} \quad (3.64)$$

A largura da coroa do estator é dada pela equação (3.65).

$$w_{sy} = \frac{\frac{\phi_p}{2}}{L_{stk} \cdot B_{sy}} \quad (3.65)$$

Neste caso, utiliza-se o valor de ϕ_p para calcular h_{ys} considerando que a coroa do estator esteja sujeita a metade do fluxo magnético do polo, o qual pode ser calculado pela equação (3.66).

$$\phi_p = \frac{2D_g L_{stk} B_{g_pico}}{p} \quad (3.66)$$

Com o valor de w_{st1} , torna-se possível determinar a largura das ranhuras b_{s1} pela equação (3.67).

$$b_{s1} = S_{pte} - w_{st1} \quad (3.67)$$

E por fim determina-se b_{s2} pela equação (3.68). O valor desconhecido de D_{ri} é obtido pela escolha do projetista.

$$b_{s2} = 2 \left[\tan\left(\frac{\alpha_s}{2}\right) \left(\frac{D_{ri}}{2} + h_{s0} + h_{s1} + h_{s2}\right) - \frac{w_{st2}}{2 \cos\left(\frac{\alpha_s}{2}\right)} \right] \quad (3.68)$$

As definições da área total da ranhura do estator (S_{s_ran}) e da área que receberá os enrolamentos de cobre (S_{s_cop}) não possuem uma expressão padrão na metodologia utilizada. No trabalho de [23], o autor recomenda que o leitor encontre uma expressão que se adeque ao projeto, dessa forma deduziu-se uma expressão aproximada para a área total da ranhura (equação (3.69)). A área calculada dos enrolamentos (equação (3.70)) é uma área utilizada para os fins de simulação, ou seja, na prática há o fator de enchimento que determina essa área (S_{s_true}), o qual envolve o cobre, isolamento, proteções etc.

$$S_{s_ran} = \frac{(\pi r_{sh}^2)}{2} + \frac{(b_{s1} + b_{s2})(h_{s2} - r_{sh})}{2} + \frac{(b_{s0} + b_{s1})h_{s1}}{2} + b_{s0}h_{s0} \quad (3.69)$$

$$S_{s_cop} = \frac{(\pi r_{sh}^2)}{2} + \frac{(b_{s1} + b_{s2})(h_{s2} - r_{sh})}{2} \quad (3.70)$$

A área real ocupada pode ser dada simplesmente através da equação (3.71).

$$S_{s_true} = S_{s_ran} \cdot S_f \quad (3.71)$$

Para os cálculos das equações (3.70) e (3.71), o valor de r_{sh} é dado, aproximadamente, pela equação (3.72). Por fim, define-se b_{s3} que representa a largura da base do dente do estator através da equação (3.73).

$$r_{sh} = \frac{b_{s2}}{2} \quad (3.72)$$

$$b_{s3} = S_p - b_{s0} \quad (3.73)$$

Finaliza-se assim o equacionamento das chapas do estator.

3.2.7.3 Dimensões das chapas do rotor

Para começar o dimensionamento das chapas, [21] definiu alguns parâmetros básicos necessários para alimentar as equações das demais dimensões. São duas medidas descritas na Tabela 6 e ilustradas na Figura 17.

Tabela 6 - Parâmetros básicos do dimensionamento da chapa do rotor

Parâmetro	Símbolo	Unidade
Diâmetro interno do rotor ou diâmetro do eixo	D_{ri}	m
Comprimento entre as barras e a borda do rotor	h_{r0}	m
Comprimento da parte inferior da ranhura do rotor	d_{rb1}	m
Comprimento da parte superior da ranhura do rotor	d_{rb2}	m
Largura da parte inferior da ranhura do rotor	l_{b1}	m
Largura da parte superior da ranhura do rotor	l_{b2}	m

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

A metodologia utilizada para o dimensionamento das chapas do rotor foi idealizada para um formato específico de ranhura, o qual difere do utilizado no motor deste estudo. Por esse motivo, foi necessário realizar pequenas adaptações às equações dimensionais para adequá-las às condições da máquina estudada.

Calcula-se inicialmente as dimensões limitantes da estrutura de ferromagnético do rotor. Através das equações (3.74) e (3.75), determina-se o diâmetro externo (D_{re}) e o comprimento do corpo do rotor entre o eixo e a coroa (w_{ry}) dele, respectivamente.

Como há mais de uma variável que define as dimensões da ranhura do rotor e não há um valor certo que define cada um, precisa-se utilizar de ferramentas de otimização (iterativas) para arbitrar valores que possam satisfazer as condições do projeto, especialmente da equação (3.75).

$$D_{re} = D_{si} - 2g \quad (3.74)$$

$$w_{ry} = \frac{1}{2}(D_{re} - D_{ri}) + d_{rb1} + d_{rb2} + h_{r0} \quad (3.75)$$

O valor do diâmetro do eixo (D_{ri}) costuma passar por um projeto mecânico que determine a seção da barra que deve resistir às forças exercidas pelo motor e pela carga, evitando cisalhamento e empenamento, logo é interessante obter esse valor através de uma análise mecânica a parte.

Enquanto isso, as medidas de comprimento da ranhura (d_{rb1} e d_{rb2}) e largura da ranhura (l_{b1} e l_{b2}) são importantes e devem respeitar algumas condições importantes para garantir o fluxo magnético adequado entre estator e rotor, além de respeitar a estrutura já definida. No caso das larguras, elas devem garantir que não haja sobreposição entre as ranhuras. Para facilitar a análise, calcula-se através da equação (3.76) o comprimento do arco do passo da ranhura (α_{rp}). Com a definição das larguras, é possível projetar seus comprimentos sobre o diâmetro externo do rotor e verificar se atende a condição.

$$\alpha_{rp} = \frac{D_{re}\alpha_r}{2} \quad (3.76)$$

Os comprimentos que definem a profundidade da ranhura podem ser definidos com base da área de seção da barra do rotor (S_{rb}) necessário para garantir a densidade de corrente que passará nelas. A área da seção é definida através da equação (3.77).

$$S_{rb} = 2 \left(\frac{(l_{b1} + l_{b2})d_{rb1}}{2} + \frac{l_{b2}d_{rb2}}{2} \right) \quad (3.77)$$

Para efetuar o cálculo da densidade de corrente que circula nas barras, há um procedimento proposto por [23], onde é realizado a partir da equação (3.78).

$$J_{rb} = J_{Barra} \frac{\sigma_{al}}{58.10^6} \sqrt{\frac{\Delta T_{motor}}{80}} \quad (3.78)$$

Para a equação (3.78), considera-se as seguintes variáveis:

- σ_{al} – condutividade do alumínio a 20°C;
- ΔT_{motor} – variação de temperatura nominal de 80K considerado por [23];
- J_{Barra} - densidade de corrente extraída do gráfico do Anexo I

A densidade de corrente no gráfico do Anexo I é obtida em função do valor de kW/rps (quilowatt por rotações por segundo). A partir do valor obtido então no eixo y, substitui-se na equação (3.78) e determina-se o valor de densidade de corrente na barra do rotor.

Finaliza-se assim o equacionamento das chapas do estator.

3.2.8 Dimensionamento dos condutores

O correto funcionamento dos motores depende diretamente dos condutores, que têm a função essencial de viabilizar a conversão de energia elétrica em mecânica. Para alcançar os resultados esperados, é imprescindível que o dimensionamento desses condutores seja realizado com precisão. Neste item, será abordado o processo de dimensionamento, com foco nos dois grupos principais de condutores: os que compõem a estrutura elétrica do estator e os que formam a estrutura elétrica do rotor.

3.2.8.1 Condutores do estator

Os condutores do estator são de fundamental importância para o funcionamento da máquina elétrica como conversora eletromecânica de energia, pois é a partir do enrolamento desses condutores como bobinas que é gerado o campo magnético transferido ao rotor através do fluxo no ferro e no entreferro. Além disso, permitem alimentar eletricamente o motor com as fases de tensão – neste caso, três fases.

As espiras ou bobinas são as formações de condutores de cobre isolados com verniz que formam os enrolamentos em cada fases e permitem a passagem de corrente. Estes enrolamentos ficam alocados dentro das ranhuras do estator – somente no estator no caso de máquinas com rotor tipo gaiola de esquilo – e a

quantidade de voltas (N_{fase}) pode ser determinada pela equação (3.79), seguida pela quantidade total de espiras (N_{esp}) dada pela equação (3.80).

$$N_{fase} = \frac{E_1}{\sqrt{2}\pi f k_w \phi_p} \quad (3.79)$$

$$N_{esp} = m N_{fase} \quad (3.80)$$

Com isso, é possível estipular o número total de condutores (N_{c_tot}) e a quantidade deles por cada ranhura do estator (N_{ran}), por meio das equações (3.81) e (3.82), respectivamente.

$$N_{c_tot} = 2N_{esp} \quad (3.81)$$

$$N_{ran} = \frac{N_{c_tot}}{N_s} \quad (3.82)$$

Por fim, calcula-se o número de bobinas em série por fase (N_{bsf}) e o número de espiras por bobina (N_{eb}) por meio das equações (3.83) e (3.84), respectivamente.

$$N_{bsf} = \frac{N_s}{n_{rb}m} \quad (3.83)$$

$$N_{eb} = \frac{N_{fase}}{N_{bsf}} \quad (3.84)$$

onde:

n_{rb} – Número de ranhuras por bobina (igual a 2 para camada simples).

Tendo as expressões que definem o número de espiras e enrolamentos do estator definidos, trata-se do comprimento destas espiras. O número de espiras é elevado em cada ranhura, desta forma elas acabam se sobrepondo, alterando o comprimento de cada bobina, assim o comprimento deve ser estimado pelo que se conhece como comprimento médio das espiras (MLT) e compreende o comprimento da bobina dentro da ranhura (ativo) somado ao comprimento das cabeças de bobina (parte que fica exposta sobre o estator).

A metodologia de [22] utiliza o conceito do MLT para o dimensionamento, além disso em [21], o autor acrescenta uma consideração de 20% a mais no comprimento

médio das bobinas para suprir aspectos construtivos como dobras, amarras, entre outros. Com isso, determina-se o comprimento médio da parte ativa no pacote laminado, da cabeça e o MLT (total) das bobinas pelas equações (3.85), (3.86) e (3.87), respectivamente.

$$MLT_{stk} = 1,2. (4. L_{stk}) \quad (3.85)$$

$$MLT_{cab} = 1,2. \left[\frac{2(2\pi C_{sp})}{N_s} \left(\frac{D_{sr}}{2} - \frac{h_{s2}}{2} \right) \right] \quad (3.86)$$

$$MLT = MLT_{stk} + MLT_{cab} \quad (3.87)$$

onde:

- C_{sp} – Passo de bobina em ranhuras.

Foi realizada uma pequena modificação na equação (3.85) em relação a [21], visto que o modelo utilizado aqui possui dois condutores juntos, logo o MLT_{stk} passa a ser dobrado para o condutor fazer a volta de ida e de retorno no núcleo.

O valor de C_{sp} é dado pela equação (3.88).

$$C_{sp} = \frac{\tau_b}{\alpha_r} \quad (3.88)$$

Finalizando os cálculos de MLT, passa-se a determinação das áreas de seção dos condutores. Através da resistividade do cobre ($\rho_{0_{cu}}$) definida na Tabela 2 e da corrente de fase do estator (I_1), pela equação (3.89) é calculada a área de seção (S_{cond}) e a área total de cobre na ranhura ($N_{cond_{ran}}$) pela equação (3.90).

$$S_{cond} = \frac{I_1}{\rho_{0_{cu}}} \quad (3.89)$$

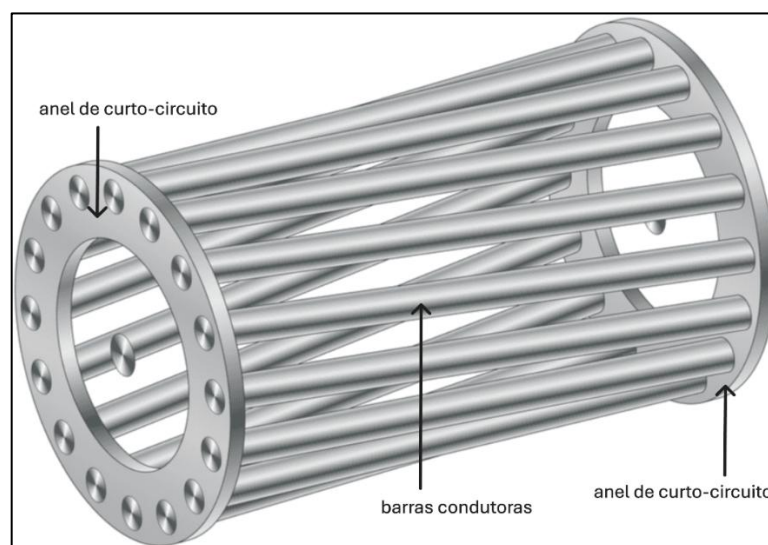
$$S_{cond_{ran}} = N_{ran} S_{cond} \quad (3.90)$$

Finaliza-se assim o equacionamento dos dados relacionados aos condutores elétricos do estator.

3.2.8.2 Condutores do rotor

O dimensionamento dos condutores do rotor diz respeito a tudo que compõe o que é chamado de gaiola de esquilo (Figura 18). Tal estrutura é formada pelas barras condutoras e pelos anéis de curto-circuito que conectam as extremidades destas barras (em curto-circuito). Estas partes são normalmente fundidas em materiais leves, como alumínio, que é o caso que será analisado.

Figura 18 - Rotor gaiola de esquilo



Fonte: adaptado de [26]

O ponto central representa o centro do eixo do rotor.

Para que esta parte do sistema opere de forma adequada induzindo tensão e circulando corrente para responder ao campo girante gerado pelo estator, necessita estar bem dimensionada.

Seguindo ainda a metodologia proposta no início deste capítulo, define-se alguns parâmetros importantes para esta etapa de projeto na Tabela 7.

Começa-se esta etapa do dimensionamento especificando a corrente do anel de curto-circuito (I_{anel}), seguindo a expressão dada em [23], apresentada pela equação (3.91).

Tabela 7 - Parâmetros do dimensionamento da gaiola de esquilo

Parâmetro	Símbolo	Unidade
Espaçamento entre as chapas do estator	b_{ch_s}	m
Relação entre dens. de corrente no anel e nas barras	k_{anel}	-

Parâmetro	Símbolo	Unidade
Comprimento da parte da barra fora do ferro	L_{reta}	m
Quantidade de espaços entre chapas do estator	N_{ch_s}	espaços

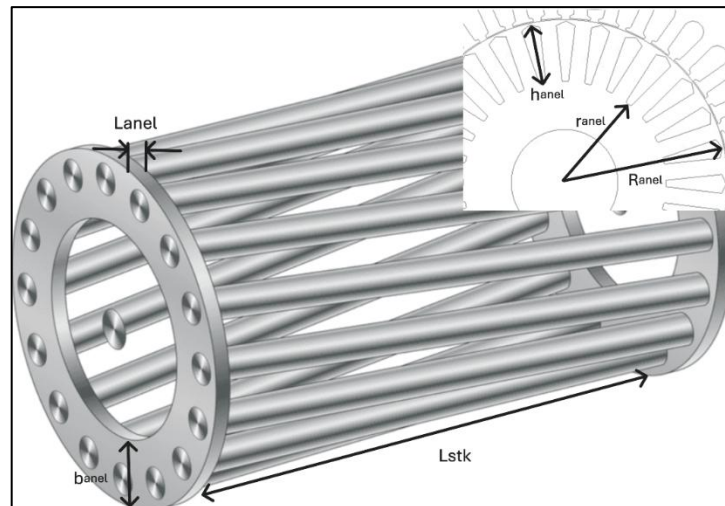
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

$$I_{anel} = \frac{I_r}{2sen\left(\frac{p\pi}{2N_s}\right)} \quad (3.91)$$

Determinada a corrente do anel, basta definir as dimensões de área do anel, entretanto para isso é preciso limitar alguns critérios para o anel, como [21] propôs em seu projeto. Tanto o raio interno quanto o externo do anel devem coincidir com as respectivas bordas dos círculos das barras, além do raio externo dos anéis serem pouco menor que o raio externo do rotor. Essas características podem ser observadas na Figura 19.

A determinação dos raios externo (R_{anel}) e interno (r_{anel}) assim como o comprimento da faixa de intersecção (h_{anel}) são obtidas por meio das equações (3.92), (3.93) e (3.94).

Figura 19 - Dimensões do rotor gaiola



Fonte: adaptado de [26]

$$R_{anel} = \frac{D_{re}}{2} - h_{r0} \quad (3.92)$$

$$r_{anel} = \frac{D_{re}}{2} - h_{r0} - d_{rb1} - d_{rb2} \quad (3.93)$$

$$h_{anel} = R_{anel} - r_{anel} \quad (3.94)$$

Sendo as barras da gaiola um material fundido e encravado em meio ao ferro do rotor, elas possuem uma boa troca de calor com o ferro, enquanto isso os anéis ficam em meio ao ar, o que melhora a ventilação, porém reduz a troca de calor, já que o ar é pior condutor térmico que o metal. Assim, de acordo com [23], necessita-se reduzir um pouco a densidade de corrente no anel para evitar o aquecimento excessivo dele. É nesse contexto que se utiliza a relação de densidade de correntes entre barra e anel (K_{anel}), a qual de acordo com o autor, indica que densidade de corrente das barras seja igual ou até 30% maior que a dos anéis de curto-circuito para que estes estejam bem dimensionados.

Considerando então o fator K_{anel} , pode-se definir a expressão que entrega a área de seção (S_{anel}) pela qual a corrente do anel deve passar por meio da equação (3.95).

$$S_{anel} = K_{anel} \frac{S_{rb}}{2 \sin\left(\frac{p\pi}{2N_s}\right)} \quad (3.95)$$

Por fim, tendo o valor da área de seção do anel, calcula-se sua espessura (b_{anel}) e o comprimento das barras (L_{barra}) através das equações (3.96) e (3.97), respectivamente.

$$b_{anel} = \frac{S_{anel} \cdot 10^{-6}}{R_{anel} \cdot 10^{-3} - r_{anel} \cdot 10^{-3}} \quad (3.96)$$

$$L_{barra} = L_{stk} + N_{ch_s} b_{ch_s} + 2L_{reta} \quad (3.97)$$

Finaliza-se assim o equacionamento dos dados relacionados aos condutores elétricos do rotor. Ressalta-se que alguns dados referentes às barras foram determinados junto ao projeto das chapas do rotor (item 3.2.7.3).

3.2.9 Cálculo da resistência elétrica por fase

Esta etapa do projeto consiste na utilização de diversos parâmetros já definidos ou calculados que envolvem propriedades dos materiais, fatores de carga elétrica e quantidade de enrolamentos para a determinação das resistências elétricas dos condutores que constituem estator e rotor.

3.2.9.1 Resistências do estator

A resistência por fase do estator ($R_{s_{20}}$) pode ser determinada através da equação (3.98), a qual está deduzida considerando uma resistividade específica do cobre para uma determinada temperatura (no caso 20°C), de acordo com as propriedades dos materiais definidas na Tabela 2.

$$R_{s_{20}} = \frac{N_{fase} \cdot MLT \cdot \rho_{0_{cu}}}{S_{cond} \cdot 10^{-6}} \quad (3.98)$$

A equação (3.98) determina a resistência por fase do estator ($R_{s_{20}}$) em uma situação de repouso do motor desligado, uma vez que sob funcionamento ele terá perdas por aquecimento e sua operação ocorrerá em temperaturas acima de 20°C. Dessa forma, seguindo o que foi considerado por [21], deve-se estimar uma variação de temperatura que alcance uma condição térmica próxima a de operação do motor, para recalcular a resistência por fase do estator em condições nominais.

Para a condição de elevação de temperatura, considerou-se uma condição de expansão, onde o coeficiente térmico do cobre (α_{cu}) foi definido na Tabela 2, e variação de temperatura do motor (ΔT_{motor}) de 80°C, a qual é uma respeito uma taxa de aumento satisfatória, para que o motor opere com um modelo classificado em classe A (abaixo de 105°C pela IEC ou NEMA). Essa temperatura é próxima da temperatura dos ensaios considerada pelo fabricante. A resistência por fase do estator em 100°C ($R_{s_{100}}$) é dada pela equação (3.99).

$$R_{s_{100}} = R_{s_{20}}(1 + \alpha_{cu}\Delta T_{motor}) \quad (3.99)$$

Estão determinadas então as resistências do estator por fase.

3.2.9.2 Resistências do rotor

A resistência por fase do rotor ($R_{r_{20}}$), assim como no caso do estator, foi considerada inicialmente para a condição térmica ambiente em repouso, ou seja, com resistividade elétrica do alumínio para 20°C como definido na Tabela 2.

O cálculo de $R_{s_{20}}$ leva em conta o efeito resistivo das barras e anéis de curto-circuito do rotor. Por isso, determina-se separadamente pelas equações (3.100), (3.101) e (3.102) definidas em [23], os valores da resistência da barra (Res_{barra}), da resistência do anel (Res_{anel}) e, por fim a resistência equivalente do rotor ($R_{r_{20}}$), respectivamente.

$$Res_{barra} = \frac{\rho_{0_al} L_{barra}}{S_{rb} \cdot 10^{-6}} \quad (3.100)$$

$$Res_{anel} = \rho_{0_al} \left[\frac{b_{anel} + \frac{\pi(2r_{anel} \cdot 10^{-3} + 2R_{anel} \cdot 10^{-3})}{N_s}}{S_{anel} \cdot 10^{-6}} \right] \quad (3.101)$$

$$R_{r_{20}} = Res_{barra} + \frac{Res_{anel}}{4 \left\{ \sin \left[\frac{\pi \left(\frac{p}{2} \right)}{N_s} \right] \right\}^2} \quad (3.102)$$

Considera-se o mesmo efeito de elevação de temperatura feito para o estator e calcula-se o valor da resistência por fase do rotor ($R_{r_{100}}$) para um ΔT_{motor} de 80°C e um coeficiente de temperatura do alumínio (α_{al}) na equação (3.103).

$$R_{r_{100}} = R_{r_{20}}(1 + \alpha_{al} \Delta T_{motor}) \quad (3.103)$$

Como a equação (3.103) determina a resistência do rotor vista pelo próprio rotor, o autor [21] aponta que é necessário determinar essa resistência vista pelo estator, uma vez que o circuito equivalente por fase da máquina é obtido do ponto de vista do estator nos ensaios práticos. Assim, seguindo o critério de transformação dessas impedâncias dado em [23] e utilizando o fator de transformação (k_{r2}) obtido

na equação (3.104), determina-se a resistência equivalente do rotor vista pelo estator (R_{2_100}) através da equação (3.105).

$$k_{r2} = \left(\frac{m}{N_s}\right) \left(\frac{2k_w N_r}{k_{wr}}\right)^2 \quad (3.104)$$

$$R_{2_100} = R_{r_100} k_{r2} \quad (3.105)$$

Estão determinadas então as resistências do rotor por fase.

3.2.10 Cálculo da reatância de dispersão por fase

Calcular as reatâncias de dispersão no estator e rotor de um motor de indução consiste na consideração de diversas indutâncias que produzem efeitos indesejáveis na máquina, especialmente queda de rendimento e fator de potência. Esta etapa busca determinar os valores destas indutâncias e relacioná-las de modo a obter os valores de dispersão desta máquina.

No trabalho de [21], o autor opta por desconsiderar as indutâncias das cabeças de bobina, em função da comprovação simulada que ele buscou fazer no trabalho. Entretanto, como ela é parte fundamental e produz efeitos consideráveis para o desempenho do motor, ela será considerada neste projeto, uma vez que precisará ser inserida como parâmetro de simulação no modelo de elementos finitos produzido na etapa de modelagem 2D.

3.2.10.1 Reatância de dispersão do estator

A reatância de dispersão do estator (X_s), como já comentado, leva em conta diferentes efeitos produzidos pelas indutâncias no motor. Em geral, na metodologia utilizada, o autor considerou que a reatância X_s une a indutância gerada pelo fluxo disperso na ranhura (L_{al}) e a gerada pelos harmônicos no entreferro (L_g). Deseja-se considerar, neste caso, o fluxo disperso também pelas cabeças de bobina, assim, acrescenta-se a indutância das cabeças de bobina (L_{cb}) à reatância de dispersão, conforme equação (3.106).

$$X_s = 2\pi f(L_{al} + L_g) \quad (3.106)$$

Como os efeitos dessas indutâncias levam em conta diversas condições, necessita-se detalhar as variáveis ainda não definidas desta equação (3.106).

Partindo da indutância gerada pelo fluxo disperso na ranhura (L_{al}), sabe-se que ela é formada pela dispersão do fluxo de três formas diferentes na ranhura e que produzem três indutâncias que somadas, originam L_{al} [23]. São elas:

- L_{u1} – Indutância do fluxo que atravessa o espaço de ar entre os condutores. Dada pela equação (3.107).

- L_{u2} – Indutância do fluxo que atravessa o espaço de ar na abertura da ranhura. Dada pela equação (3.108).

- L_{u3} – Indutância do fluxo que atravessa o espaço de ar entre a abertura da ranhura e os condutores. Dada pela equação (3.109).

Somando os efeitos das três indutâncias, tem-se o valor de L_{al} , conforme equações (3.110).

$$L_{u1} = \left(\frac{4m}{N_s}\right) \mu_0 L_{stk} N_{fase}^2 \left(\frac{h_{s2}}{b_{s1} + b_{s2}}\right) \quad (3.107)$$

$$L_{u2} = \left(\frac{4m}{N_s}\right) \mu_0 L_{stk} N_{fase}^2 \left(\frac{h_{s0}}{b_{s0}}\right) \quad (3.108)$$

$$L_{u3} = \left(\frac{4m}{N_s}\right) \mu_0 L_{stk} N_{fase}^2 \left(\frac{h_{s1}}{b_{s1} - b_{s0}}\right) \ln\left(\frac{b_{s1}}{b_{s0}}\right) \quad (3.109)$$

$$L_{al} = L_{u1} + L_{u2} + L_{u3} \quad (3.110)$$

$$L_{al} = \left(\frac{4m}{N_s}\right) \mu_0 L_{stk} N_{fase}^2 \left[\left(\frac{h_{s2}}{b_{s1} + b_{s2}}\right) + \left(\frac{h_{s0}}{b_{s0}}\right) + \left(\frac{h_{s1}}{b_{s1} - b_{s0}}\right) \ln\left(\frac{b_{s1}}{b_{s0}}\right) \right] \quad (3.111)$$

Onde:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} - \text{Permeabilidade magnética no vácuo.}$$

Ressalta-se que a equação (3.107) é uma aproximação da indutância na parte do corpo da ranhura. Como ela depende de uma relação entre altura e largura da ranhura, é matematicamente complexo definir essa relação para uma superfície irregular, assim aproximou a estrutura da bobina para a de um trapézio, de forma a ser possível ao menos alcançar um valor aproximado.

O segundo caso é do fluxo gerado pelos harmônicos no entreferro. De acordo com [22], as ranhuras causam variação na permeância do entreferro, gerando harmônicos de fluxo magnético que induzem força eletromotriz na frequência fundamental. Esses efeitos são modelados pela indutância de dispersão L_g , a qual é proporcional à indutância de magnetização L_m seguindo a equação (3.112), onde o fator de fuga (σ_g) costuma estar entre em cerca de 0,01 e 0,03 (equação (3.113)).

$$L_g = \sigma_g L_m \quad (3.112)$$

$$0,01 < \sigma_g < 0,03 \quad (3.113)$$

3.2.10.2 Reatância de dispersão do rotor

A reatância de dispersão do rotor (X_r), na metodologia utilizada, considera que a reatância X_r une a indutância do rotor referente ao enrolamento dentro da ranhura do rotor ($L_{disp_ran_fase}$), a gerada pelos harmônicos no entreferro (L_{g_r}) e a indutância devido à inclinação das barras (L_{sq}). Assim, a reatância total de dispersão no rotor é dada pela soma dessas três indutâncias sujeitas à frequência da rede, conforme equação (3.114).

$$X_r = 2\pi f (L_{disp_ran_fase} + L_{g_r} + L_{sq}) \quad (3.114)$$

A indutância de dispersão referente ao enrolamento dentro da ranhura do rotor ($L_{disp_ran_fase}$) pode ser calculada através da equação (3.116), deduzida em [23]. Nela, o autor utiliza um fator de permeância da ranhura (k_{p_ran}) que, para o caso estudado em [21], tem um valor determinado, entretanto no caso aqui analisado, em que a ranhura possui um formato diferente, necessita-se encontrar esse valor. Em [23], o autor detalha o cálculo para ranhuras dos tipos circular, retangular e trapezoidal, dessa forma será utilizado o método do formato trapezoidal para estimar um valor próximo e poder utilizar para estimar a indutância de dispersão das barras. A equação (3.115) define k_{p_ran} com base nas larguras e alturas referentes as ranhuras do rotor totalmente preenchidas pelas barras.

$$k_{p_ran} \approx \frac{(d_{rb1} + d_{rb2})[8l_{b1}^2 + 9l_{b1}l_{b2} + 3l_{b2}^2]}{15l_{b2}(l_{b1} + l_{b2})^2} \quad (3.115)$$

$$L_{disp_ran_fase} \approx \mu_0 L_{stk} k_{p_ran} k_{wr}^2 \left(\frac{h_{s0}}{b_{s0}} \right) k_{r2} \quad (3.116)$$

Assim como no estator, no caso do rotor a indutância de dispersão devido às harmônicas no entreferro (L_{g_r}) é proporcional à indutância de magnetização L_m seguindo a equação (3.117), onde o fator de fuga (σ_{g_r}) é obtido pela equação (3.118).

$$L_{g_r} = \sigma_{g_r} L_m \Delta_r \quad (3.117)$$

$$\sigma_{g_r} = \frac{1}{k_{sq}^2} \left(\frac{\frac{\pi \left(\frac{p}{2} \right)}{N_r}}{\text{sen} \left(\frac{\pi \left(\frac{p}{2} \right)}{N_r} \right)} \right)^2 \quad (3.118)$$

Nota-se a presença de uma variável no cálculo de L_{g_r} . Ela representa um fator de amortecimento (Δ_r) que [22] ao deduzir a equação acrescenta. O autor indica que o valor desse fator seja 0,8.

O uso de inclinação nas barras do rotor é uma técnica bastante usada em projetos de motores, porém gera uma indutância de dispersão L_{sq} , devido ao fluxo magnético do estator que não penetra completamente no rotor inclinado. Esse fluxo disperso é modelado por uma reatância de inclinação, calculada conforme a equação (3.119) proposta por [22].

$$L_{sq} = \frac{L_m(1 - k_{sq}^2)}{k_{sq}^2} \quad (3.119)$$

3.2.11 Cálculo da reatância magnetizante

A reatância magnetizante (X_m) corresponde a parcela da reatância que produz fluxo magnético útil para o motor, ou seja, é ele o responsável por penetrar no ferro e

atravessar o entreferro para induzir tensão nas barras do rotor. A indutância magnetizante (L_m), referente a X_m é produzida pelas bobinas do estator e o fluxo magnético que ela cria é advindo da passagem da corrente por essas bobinas.

Calcula-se a reatância de magnetização por meio da equação (3.120).

$$X_m = 2\pi f L_m \quad (3.120)$$

A questão envolvendo a equação (3.120) é que ainda não foi determinada uma expressão que permita calcular o valor da indutância magnetizante. Para calculá-la, [21] afirmou a necessidade da aplicação do que é chamado de fator de Carter (K_{cs}) para compensar a abertura existente na ranhura o que gera perturbação no fluxo magnético. Esse fator deve ser multiplicado pelo comprimento do entreferro (g) posteriormente. Para calcular K_{cs} , utiliza-se das equações (3.121) e (3.123) deduzidas em [22].

$$K_{cs} = \frac{\alpha_g}{\alpha_g - K b_{s0}} \quad (3.121)$$

$$\alpha_g = \frac{\pi D_g}{N_s} \quad (3.122)$$

$$K = \frac{\frac{b_{s0}}{g}}{5 + \frac{b_{s0}}{g}} \quad (3.123)$$

O último detalhe para calcular L_m é o fator de saturação (K_{sat}). É um parâmetro que considera a saturação do material ferromagnético, refletindo o aumento da relutância e do entreferro efetivo. Segundo [23], esse fator é a relação entre a força magnetomotriz total (F_{mm}) do circuito magnético e a consumida no entreferro, sendo maior quanto mais saturado o material. O autor define que o valor adequado deste estar nas condições da relação (3.124) e propõe que um valor adequado para iniciar o projeto é a média entre os limites da faixa estabelecida.

$$1,10 \leq K_{sat} \leq 1,30 \quad (3.124)$$

Dessa forma, após definir as variáveis necessárias e avaliar as condições que a metodologia utilizada recomenda, encontra-se o valor da indutância magnetizante através da equação (3.125) apresentada por [26] adaptada com o acréscimo dos fatores K_{cs} e K_{sat} propostos por [23].

$$L_m = \frac{12\mu_0 L_{stk} D_g}{\pi K_{cs} K_{sat} g} \left(\frac{k_w \cdot N_{fase}}{p} \right)^2 \quad (3.125)$$

3.2.12 Cálculo da reatância das extremidades de bobina

Além da indutância magnetizante propriamente dita, há mais um fator indutivo a se considerar no motor que não foi levado em conta no método de [21], entretanto como será utilizado na simulação, é necessário que seja determinado. Como os enrolamentos têm uma parcela para fora do núcleo ferromagnético, acaba produzindo uma indutância pequena. Esta indutância que afeta as extremidades do enrolamento, popularmente denominadas “cabeças de bobina” é determinada por uma relação que descreve a reatância dessas extremidades. Foi desenvolvida em [27] e descrita em uma versão equivalente pela equação (3.114), onde 10/12 representa o passo entre as bobinas para um passo de enrolamento do tipo 8:10:12.

$$X_{cb} = \frac{7f N_{fase}^2 D_g}{\left(\frac{p}{2}\right)^2 \left(\frac{10}{12}\right) \cdot 10^6} \quad (3.126)$$

Por meio do valor da reatância da cabeça de bobina (X_{cb}), calcula-se a indutância da cabeça da bobina (L_{cb}) através da equação (3.128).

$$L_{cb} = \frac{X_{cb}}{2\pi f} \quad (3.127)$$

3.2.13 Cálculos dos volumes de ferro da máquina

Esta etapa busca determinar o volume das estruturas de ferro da máquina

elétrica. Como a estrutura não é regular, necessita-se fragmentar esse cálculo em algumas partes para ser possível determinar analiticamente o valor do volume.

3.2.13.1 Volume do ferro do estator

O volume de ferro no estator (Vol_{fe_s}) é dado pela soma das diversas partes que serão calculadas separadamente através da equação (3.128).

$$Vol_{fe_s} = Vol_{sy} + Vol_{stb} + Vol_{stc} \quad (3.128)$$

São calculados os volumes da coroa do estator (Vol_{sy}), do bico do dente do estator (Vol_{stb}) e da coluna do dente do estator (Vol_{stc}) através das equações (3.129), (3.130) e (3.131). A equação é baseada no produto da área de seção de cada parte pelo comprimento do empilhamento das chapas (L_{stk}), seguindo o método proposto em [21], com algumas alterações alusivas ao tipo da ranhura.

$$Vol_{sy} = \left[\pi \left(\frac{D_{se}^2 - D_{si}^2}{4} \right) \right] L_{stk} - Vol_{stb} - Vol_{stc} - N_s S_{s_ran} L_{stk} \quad (3.129)$$

$$Vol_{stb} = S_{stb} L_{stk} \quad (3.130)$$

$$Vol_{stc} = S_{stc} L_{stk} \quad (3.131)$$

Para a determinação dos volumes, é necessário determinar as áreas de seção da coroa do estator (S_{sy}), dos bicos dos dentes do estator (S_{stb}) e das colunas dos dentes do estator (S_{stc}), as quais são respectivamente, as equações (3.132), (3.133) e (3.134).

$$S_{sy} = \left[\pi \left(\frac{D_{se}^2 - D_{si}^2}{4} \right) \right] - S_{stb} - S_{stc} - N_s S_{s_ran} \quad (3.132)$$

$$S_{stb} = N_s [(w_{st1} + b_{s1} - b_{s0})h_{s0} + w_{st1}h_{s1} + (b_{s1} - b_{s0})h_{s1}] \quad (3.133)$$

$$S_{stc} = N_s (w_{st1}h_{s2}) \quad (3.134)$$

Ressalta-se que para o volume da coroa do estator (Vol_{sy}) o cálculo foi feito diretamente através da subtração do volume total do estator pelas partes já calculadas (Vol_{stb} e Vol_{stc}).

3.2.13.2 Volume do ferro do rotor

A determinação do volume total de ferro do rotor (Vol_{fe_r}) segue uma ideia um pouco diferente da abordada no estator. Como as barras do rotor não possuem abertura para o entreferro neste modelo que está sendo equacionado, o método se difere ligeiramente do utilizado por [21], sendo inclusive mais simples. A equação (3.135) descreve genericamente o procedimento que consiste em subtrair o volume total das ranhuras ($Vol_{r_{ran}}$) do volume total do rotor ($Vol_{r_{tot}}$).

$$Vol_{fe_r} = Vol_{r_{tot}} - Vol_{r_{ran}} \quad (3.135)$$

Calcula-se então o volume total do rotor pela equação (3.136) e o volume das ranhuras onde ficam as barras do rotor pela equação (3.137).

$$Vol_{r_{tot}} = \pi \frac{(D_{re}^2 - D_{ri}^2)}{4} L_{stk} \quad (3.136)$$

$$Vol_{r_{ran}} = N_r S_{rb} L_{stk} \quad (3.137)$$

3.2.14 Dimensionamento das perdas de potência

Os cálculos para estimar as perdas de potência geradas na máquina correspondem a última etapa do equacionamento do projeto, visto que serão aplicadas diversas variáveis definidas ou calculadas nos itens anteriores deste capítulo para produzir as expressões que revelam os números de rendimento do projeto.

Seguindo a proposta de [21], os equacionamentos que determinam as perdas de potência não são capazes de esboçar os valores exatos de potência dissipados

pelo motor, visto que alguns dados foram aproximados no decorrer do projeto ou foram definidos com base na análise e no tato do projetista. Entretanto, ele deve estar bem próximo à expectativa real, servindo para denotar se o projeto foi executado corretamente e comparar com ensaios práticos.

Dessa forma, inicialmente são apontados os critérios desconsiderados nos cálculos de perdas e o motivo:

a) Perdas no ferro do rotor - Desconsideradas devido à baixa frequência da tensão induzida no rotor, o que torna este valor passível de ser simplificado;

b) Perdas por atrito - Excluídas porque dependem de variáveis mecânicas que não são dimensionadas neste estudo, já que estão fora do escopo do procedimento de projeto adotado;

c) Perdas suplementares - Ignoradas porque não estão contempladas no modelo utilizado neste trabalho.

As perdas que serão consideradas no equacionamento deste item serão:

a) P_{cu} - Perdas nos condutores do estator;

b) P_{al} - Perdas nos condutores do rotor;

c) P_{fe} - Perdas no ferro do estator;

d) P_{ven} - Perdas por ventilação.

A perda total da máquina então, denominada P_{loss} é dada pela equação (3.138).

$$P_{loss} = P_{cu} + P_{al} + P_{fe} + P_{ven} \quad (3.138)$$

Necessita-se calcular separadamente cada um dos termos da equação (3.138) devido aos parâmetros considerados em cada um.

Para o primeiro caso, referente às perdas nos condutores de cobre do enrolamento (P_{cu}), utiliza-se os valores de resistência para uma operação em 100°C, onde ela é maior, e o valor eficaz da corrente I_1 que passa por ela. Essa perda é dada pela equação (3.139).

$$P_{cu} = 3R_{s_{100}}I_1^2 \quad (3.139)$$

Para as perdas no rotor (P_{al}), neste caso no alumínio, são feitas as mesmas considerações que para o cobre, ou seja, operação em 100°C e agora considerando

a corrente I_2 . O cálculo é feito baseado na visão do estator. Assim, as perdas no rotor podem ser obtidas pela equação (3.140).

$$P_{al} = 3R_{2_{100}}I_2^2 \quad (3.140)$$

As perdas no ferro do estator são calculadas com base na ideia adotada em [21], baseando-se no método de [28], que utiliza a equação de [29]. Essa equação considera parâmetros do material, como indução magnética média, frequência, densidade, volume, expoente de histerese (a_{his}), constante de perdas por histerese (K_h), constante de perdas por correntes de Foucault (K_{cf}) e constante de perdas excedentes (K_e). No modelo, a equação é aplicada em três partes do ferro do estator, com as constantes K_h , K_e e K_{cf} sendo obtidas na Tabela 3 para o ferro utilizado, ou esses valores podem ser obtidos via folha de dados do material em catálogos do fabricante, por exemplo. O valor de a_{his} segue o valor definido pelo programa *Ansys Maxwell*.

Para determinar as perdas no ferro, utilizou-se das equações (3.141), (3.142) e (3.143), as quais calculam, respectivamente, a perda na parte da coroa do estator, a perda na coluna do dente e a perda no bico do dente. Essas três partes geram a perda total no ferro obtida na equação (3.144). Ressalta-se que é importante atentar para a unidade das constantes de perdas estar em watts por kg (W/kg), uma vez que as equações consideram essa condição. Caso contrário, deve-se ajustá-la conforme a unidade dada.

$$P_{f_coroa} = (K_h f B_{sy}^{a_{his}} + K_{cf} f^2 B_{sy}^2 + K_e f^{1,5} B_{sy}^{1,5}) Vol_{sy} \rho_{fe} \quad (3.141)$$

$$P_{f_col_th} = (K_h f B_{stc}^{a_{his}} + K_{cf} f^2 B_{stc}^2 + K_e f^{1,5} B_{stc}^{1,5}) Vol_{stc} \rho_{fe} \quad (3.142)$$

$$P_{f_bico_th} = (K_h f B_{stb}^{a_{his}} + K_{cf} f^2 B_{stb}^2 + K_e f^{1,5} B_{stb}^{1,5}) Vol_{stb} \rho_{fe} \quad (3.143)$$

$$P_{fe} = P_{f_coroa} + P_{f_col_th} + P_{f_bico_th} \quad (3.144)$$

Para calcular as perdas no ferro da coroa e no bico do dente é considerado uma indução magnética média conforme Tabela 4, mas para calcular as perdas no ferro da coluna do dente precisa-se fazer o cálculo da indução magnética média na coluna do dente (B_{stc}). Esse cálculo é feito através da equação (3.145). No caso do

método abordado por [21], considera-se que a largura do ferro entre a base e o topo do dente do estator são diferentes, necessitando fazer essa consideração do volume. No caso deste projeto, a largura deve ser igual, assim somente é feita a consideração da relação com a indução média no dente (B_{stb}).

$$B_{stc} = \frac{B_{stb}}{2} \quad (3.145)$$

Por fim, calcula-se as perdas de ventilação através da equação (3.146) desenvolvida em [22]. Nela são considerados aspectos dimensionais do rotor, incluindo profundidade do empilhamento e aspectos elétricos como polos e velocidade angular. Entretanto, na metodologia o autor ainda usa um fator experimental K_p para relacionar potência com o movimento da máquina, o qual ele recomenda ajustar para um valor de $15 \text{ W s}^2/\text{m}^2$ para máquinas de pequeno porte.

$$P_{ven} = K_p D_{re} \left[L_{stk} + \left(\frac{0,6\pi D_{re}}{p} \right) \right] \left[\omega_m \left(\frac{D_{re}}{2} \right) \right]^2 \quad (3.146)$$

Com isso, finaliza-se o cálculo das perdas de potência na máquina, bem como toda a etapa de equacionamento.

4 PROJETO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO UTILIZANDO O ANSYS MAXWELL

Após a realização de todo o equacionamento do motor de indução, desde as definições iniciais envolvendo potência e alimentação até os pequenos detalhes envolvendo indutâncias de dispersão, é importante promover a aplicação do método de projeto e realizar sua comprovação.

Neste capítulo, será utilizado um modelo real de máquina elétrica de indução (Anexo C) e, utilizando os dados de folha dela, serão inseridos valores às equações apresentadas no item 3.1. Paralelamente, será apresentado o projeto da máquina desenvolvido junto à ferramenta *Ansys Maxwell*, a qual já foi apresentada no item 2.4.2.

Tabela 8 - Especificações principais do motor WEG

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência no eixo	P_{eixo}	1,5	kW
Frequência	f	60	Hz
Número de fases	m	3	fases
Rendimento	η	84,2	%
Número de polos	p	4	polos
Tensão de linha	V_{linha}	380	V
Rotação do eixo	n	1740	rpm

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Como explicado na etapa de projeto (item 3.2), calcula-se o torque no eixo do motor pela equação (3.25).

$$T_{eixo} = \frac{1500}{182,212} = 8,232 \text{ Nm} \quad (4.1)$$

onde a frequência angular nominal (ω_m) é dada pela equação (3.26) e, o escorregamento (s) deve obtido da equação (3.55) resolvida em (4.29). Porém, utiliza-se o valor dado pelo fabricante, de modo a obter o valor sem desvios.

$$\omega_m = (1 - 0,033) \cdot 188,496 = 182,212 \text{ rad/s} \quad (4.2)$$

Além da velocidade angular nominal, citada na equação (3.26), há também a frequência angular síncrona (ω_s), dada em rad/s pela equação (3.27).

$$\omega_s = \frac{120 \cdot 60}{4} \cdot \frac{\pi}{30} = 188,496 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \cong 1800 \text{ rpm} \quad (4.3)$$

Tendo os valores destas definições iniciais, é possível dar início ao projeto da máquina com as definições iniciais.

4.1 DEFINIÇÕES INICIAIS

Nesta primeira etapa de definições iniciais, algumas considerações já foram feitas no item 3.2.1 especialmente a respeito do tipo das ranhuras de estator e rotor e quanto a configuração de ranhuras por polo por fase.

Dessa forma, a fim de não tornar redundante, menciona-se que o formato das ranhuras do estator corresponde ao da Figura 12 e das ranhuras do rotor ao da Figura 13. As ranhuras do rotor são fundidas no ferro do rotor.

A respeito da quantidade de ranhuras por polo por fase (q), conforme definido também no item 3.2.1, deve ser igual a 3, uma vez que como o motor em questão possui quatro polos e é trifásico. O tipo da ranhura é simples e o passo de bobina é inteiro.

O fator de potência inicial também é definido neste item. O motor em questão, de acordo com a sua placa de identificação (Anexo C) tem um FP de 0,78. Esse valor diverge da Tabela 1, que recomenda um valor mínimo de 0,86 para quatro polos. Em [23], é citado que esse valor é um parâmetro base inicial para o projeto e que o cálculo do FP ao final pode diferir, entretanto será importante posteriormente buscar entender o que gerou tal distinção em cerca de 10% da faixa esperada.

O fator de potência do rotor é adotado como 0,98, seguindo um valor intermediário à faixa descrita no item 3.2.5.

Assim, tem-se um resumo dos dados definidos neste item junto à Tabela 9.

Tabela 9 - Resumo das definições iniciais do motor WEG

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tipo de camada do enrolamento do estator	-	Simples
Passo de bobina dos enrolamentos do estator	-	Inteiro
Fator de potência da máquina	FP	0,78
Fator de potência do rotor	FP_r	0,98
Ranhuras por polo por fase	q	3

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.1.1 Definição dos parâmetros de referência

Os parâmetros dos materiais já foram completamente definidos no item 3.2.2, assim como os parâmetros envolvendo o carregamento elétrico dos condutores. Resta definir os critérios de campos magnéticos para os cálculos iniciais do projeto.

Respeitando as faixas aceitáveis propostas no item 3.2.2.2, definiu-se valores intermediários entre os limites mínimo e máximo e resolveu-se a equação (3.28), cujo resultado se deu na equação (4.4).

Assim, as cargas elétricas e magnéticas ficam resumidas na Tabela 10.

$$B_g = \frac{2}{\pi} 0,8 = 0,5093 \text{ T} \quad (4.4)$$

Tabela 10 – Cargas elétricas e magnéticas do motor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Densidade magnética na coroa do estator	B_{sy}	1,55	T
Densidade magnética no dente do estator	B_{stb}	1,75	T
Densidade magnética de pico no entreferro	B_{g_pico}	0,8	T
Densidade magnética média no entreferro	B_g	0,5093	T
Densidade de corrente no enrolamento do estator	J_s	5,5	A/mm ²
Intensidade do campo elétrico	A	20	kA/m

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.2 RANHURAS DO ESTATOR E DO ROTOR

Para determinar a quantidade de ranhuras do estator, resolve-se a equação (3.29).

$$N_s = 4.3.3 = 36 \text{ ranhuras} \quad (4.5)$$

A quantidade de ranhuras no rotor (N_r) é de 28, respeitando a ideia proposta pelo autor indicada no item 3.2.3.

Calcula-se o passo das ranhuras do estator e do rotor, pelas equações (3.30) e (3.31), respectivamente.

$$\alpha_s = \frac{360}{36} = 0,175 \text{ rad} = 10^\circ \quad (4.6)$$

$$\alpha_r = \frac{360}{28} = 0,224 \text{ rad} = 12,86^\circ \quad (4.7)$$

4.3 DETERMINAÇÃO DO FATOR DE ENROLAMENTO

Para determinar o fator de enrolamento do estator (k_w), resolveu-se as equações (3.33) e (3.32), respectivamente, onde o fator de distribuição (k_p) é unitário.

$$k_d = \frac{\text{sen}\left(\frac{3.4.12,86}{4}\right)}{3. \text{sen}\left(\frac{4.12,86}{4}\right)} = 0,990 \quad (4.8)$$

$$k_w = 1.0,990 = 0,990 \quad (4.9)$$

Para o fator de enrolamento do rotor (k_{wr}), resolveu-se as equações (3.35) e (3.34), respectivamente.

$$k_{sq} = \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{6.4}\right)}{\frac{\pi}{6.4}} = 0,994 \quad (4.10)$$

$$k_{wr} = 1.0,990.0,994 = 0,985 \quad (4.11)$$

Como estes fatores são bastante usados ao longo do projeto, eles são resumidos na Tabela 11.

Tabela 11 – Fatores relacionados aos enrolamentos

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Fator de enrolamento do estator	k_w	0,990	-
Fator de distribuição	k_d	0,990	-
Fator de passo	k_p	1	-
Fator de inclinação do rotor	k_{sq}	0,994	-
Fator de enrolamento do rotor	k_{wr}	0,985	-

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.4 PARÂMETROS RELACIONADOS À POTÊNCIA

A potência de entrada (P_{in}) é dada pela equação (3.36) utilizando os dados da Tabela 8.

$$P_{in} = \frac{1500}{0,842} = 1,781 \text{ kW} \quad (4.12)$$

Os valores do ângulo de deslocamento entre tensão e corrente fundamental, de potência reativa (Q_{in}) e potência aparente (S_{in}) são dados resolvendo as equações (3.38) e (3.39) usando os dados da Tabela 9.

$$\phi = \cos^{-1}(0,78) = 0,676 \text{ rad} = 38,74^\circ \quad (4.13)$$

$$Q_{in} = 1781 \cdot \tan(0,676) = 1,429 \text{ kVAr} \quad (4.14)$$

$$S_{in} = \sqrt{1781^2 + 1429^2} = 2,284 \text{ kVA} \quad (4.15)$$

Procedimento análogo é feito para determinar a potência de entrada no rotor (P_{in_r}) e o rendimento do rotor (η_{rotor}) através das equações (3.40) e (3.41), respectivamente.

$$P_{in_r} = \frac{1500}{0,914} = 1,641 \text{ kW} \quad (4.16)$$

$$\eta_{rotor} = 2 \frac{0,842}{1 + 0,842} = 0,914 = 91,4\% \quad (4.17)$$

Resumindo os dados deste item, tem-se a Tabela 12.

Tabela 12 – Valores relacionados às potências de entrada da máquina

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência ativa de entrada	P_{in}	1,781	kW
Potência reativa de entrada	Q_{in}	1,429	kVAr
Potência aparente de entrada	S_{in}	2,284	kVA
Ângulo de deslocamento de fase	ϕ	0,676	rad
Potência ativa de entrada do rotor	P_{in_r}	1,641	kW
Rendimento do rotor	η_{rotor}	91,4	%

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.5 CORRENTES DE FASE DE ESTATOR E ROTOR

Primeiramente, calcula-se a tensão de fase (V_{fase}) e corrente de fase do estator (I_1) por meio das equações (3.43) e (3.44), respectivamente.

$$V_{fase} = \frac{380}{\sqrt{3}} = 219,39 \text{ V} \quad (4.18)$$

$$I_1 = \frac{1781}{3.219,39.0,78} = 3,47 \text{ A} \quad (4.19)$$

Ressalta-se que a corrente de fase do estator calculada na equação (4.19) coincide perfeitamente com o valor descrito na placa de identificação do motor (Anexo C).

Calcula-se então a corrente do rotor referida ao estator (I_2) por meio da equação (3.46).

$$I_2 = \frac{1641}{3.0,95.219,39.0,98} = 2,68 \text{ A} \quad (4.20)$$

Com o valor obtido na equação (4.20) e com o valor de a por meio da equação (3.47), determina-se o valor da corrente do rotor (I_r) pela equação (3.45).

$$a = \frac{28.0,985.1}{3.0,990.471} = 4,789 \quad (4.21)$$

$$I_r = \frac{2,68}{4,789} = 0,559 \text{ A} \quad (4.22)$$

Resumindo as variáveis deste item, tem-se a Tabela 13. Comparando o valor da corrente de fase do estator calculada com o valor descrito pela placa de identificação (Anexo C), nota-se que os valores coincidiram

Tabela 13 – Valores de tensão e correntes de excitação

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de fase de entrada	V_{fase}	219,39	V
Corrente de fase do estator	I_1	3,47	A
Corrente de fase do rotor referida ao estator	I_2	2,68	A
Fator de transformação entre estator e rotor	a	4,789	-
Corrente de fase do rotor	I_r	0,559	A

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.6 DIMENSIONAMENTO DAS CHAPAS DE ESTATOR E ROTOR

Conforme o equacionamento realizado no item 3.2.7, antes de dimensionar as chapas de estator e rotor, necessita-se determinar alguns parâmetros importantes.

A tensão induzida no rotor (E_1) é dada pela resolução da equação (3.49).

$$E_1 = 0,95.219,39 \cong 208,42 \text{ V} \quad (4.23)$$

Como o objetivo é determinar o comprimento do entreferro (g), o diâmetro do entreferro (D_g) e comprimento axial do empilhamento das chapas (L_{stk}), calcula-se os

parâmetros necessários para determiná-los nas equações (3.48) e (3.51), respectivamente.

$$C = \frac{\pi^3}{120 \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{208,42}{219,38}} \cdot 0,990 \cdot 20 \cdot 0,5093 \cong 1,939 \quad (4.24)$$

$$X = \frac{\pi}{2 \cdot \left(\frac{4}{2}\right)} \sqrt[3]{\frac{4}{2}} \cong 0,989 \quad (4.25)$$

Com os valores das equações (4.24) e (4.25), determina-se o diâmetro do entreferro (S_{in}), em kVA) através da equação (3.52). Com o resultado da equação (4.26), isola-se a variável L_{stk} , na equação (3.50) para determinar seu valor através da equação (4.27).

$$D_g = \sqrt[3]{\frac{2,284}{0,989 \cdot 1,939 \cdot 1740}} \cong 88,11 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.26)$$

$$L_{stk} = 0,989 \cdot 0,08811 \cong 87,19 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.27)$$

Pontua-se que os valores ficaram consideravelmente similares aos valores reais do projeto. Sabe-se que o diâmetro real do entreferro é de 93,1 mm e o comprimento axial do empilhamento é de 90 mm, ou seja, o projeto possui uma taxa de erro baixa, considerando que são feitas aproximações e considerações particulares do projetista.

Através do item 3.2.7 ainda são determinados parâmetros de velocidade e escorregamento do motor ao resolver as equações (3.54), (3.55) e (3.53), respectivamente.

$$n_s = \frac{120 \cdot 60}{4} = 1800 \text{ rpm} \quad (4.28)$$

$$s = 1 - 2 \frac{0,842}{1 + 0,842} = 0,0857 = 8,57\% \quad (4.29)$$

$$n = (1 - 0,0857) \cdot 1800 = 1645,74 \text{ rpm} \quad (4.30)$$

Os valores de escorregamento (s) e de velocidade mecânica do eixo (n) diferiram bastante do esperado. O primeiro deles teve um erro superior a 100%, o que é explicado pelas condições impostas para uso dessa equação (item 3.2.7), causando alteração na velocidade do eixo. Para os projetos, utilizou-se a velocidade dada pelo fabricante que é de 1740 rpm, resultando em um escorregamento de 3,33%.

Por fim, calcula-se o comprimento do entreferro (g) solucionando a equação (3.56).

$$g = \frac{0,18 + 0,006 \cdot 1500^{0,4}}{1000} \cong 2,918 \cdot 10^{-4} \text{ m} \quad (4.31)$$

Tabela 14 – Dados relacionados ao projeto das chapas

Parâmetro	Símbolo	Valor. calculado	Valor real	Unidade
Tensão induzida no rotor	E_1	208,42	-	V
Constante de aproveitamento do volume ativo do motor	C	1,939	-	-
Relação entre comprimento e diâmetro do motor	X	0,989	-	-
Diâmetro no entreferro	D_g	88,11e-3	93,1e-3	m
Comprimento axial do pacote de chapas do motor	L_{stk}	87,19e-3	90e-3	m
Velocidade síncrona	n_s	1800	1800	rpm
Escorregamento	s	8,57	3,33	%
Velocidade nominal do eixo	n	1645,74	1740	rpm
Comprimento do entreferro	g	2,918e-4	3e-4	m

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Revisando-se a Tabela 14, é possível perceber que os valores dimensionais D_g , g e L_{stk} tiveram valores coerentes com o esperado. Enquanto os parâmetros relacionados às velocidades e escorregamento apresentaram divergências grandes como já comentado anteriormente à tabela. O fato de o escorregamento ter apresentado inconsistência, provoca alteração na velocidade nominal projetada, divergindo em mais de 100 rpm do valor real da máquina. Nesse sentido, é necessário

revisar e reconsiderar a forma de calcular este escorregamento, possivelmente impondo uma velocidade necessária ao eixo (n) e obtendo o escorregamento a partir de n_s e η .

4.6.1 Chapas do estator dimensionadas

Para o dimensionamento das chapas do estator é necessário completar os dados indicados na Tabela 5. Dessa forma, obtém-se a Tabela 15.

Tabela 15 - Parâmetros básicos da chapa do estator

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Altura da abertura do dente do estator	h_{s0}	7e-4	m
Altura complementar da abertura do dente do estator	h_{s1}	4,73e-4	m
Profundidade da ranhura do estator	h_{s2}	11,327e-4	m
Enchimento da ranhura do estator	S_f	0,632	-
Largura de abertura da ranhura do estator	b_{s0}	3,3e-3	m

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Com os dados da tabela é possível solucionar as equações (3.57), (3.58) e (3.59), seguindo tal sequência para utilizar os valores.

$$D_{si} = 93,1 \cdot 10^{-3} + 2,3 \cdot 10^{-4} = 93,7 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.32)$$

$$D_{ste} = 93,7 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot (7 \cdot 10^{-4} + 4,73 \cdot 10^{-4}) = 96,046 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.33)$$

$$D_{sr} = 96,046 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 11,327 \cdot 10^{-3} = 118,7 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.34)$$

Para a determinação do diâmetro externo do estator (D_{se}), é necessário o valor de w_{sy} pela equação (3.65). Para a resolução da equação (3.65), depende-se do valor do fluxo magnético no polo (ϕ_p), dado pela equação (3.66). Assim, resolvendo respectivamente, as equações (3.66) e (3.65), obtém-se os parâmetros necessários para determinar D_{se} através da equação (3.60)

$$\phi_p = \frac{2.93,1 \cdot 10^{-3} \cdot 90 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8}{4} \cong 3,352 \cdot 10^{-3} \text{ Wb} \quad (4.35)$$

$$w_{sy} = \frac{\frac{3,351}{2}}{90 \cdot 10^{-3} \cdot 1,55} = 12,01 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.36)$$

$$D_{se} = 118,7 \cdot 10^{-3} + 2.11,25 \cdot 10^{-3} = 141,2 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.37)$$

Comparando-se o valor de w_{sy} (equação (4.36)) e D_{se} (equação (4.37)) com os dados oficiais da Tabela 16, nota-se que os valores calculados apresentaram um erro pequeno em relação aos reais. A diferença em w_{sy} traz mais impacto no projeto do que o erro em D_{se} .

Tendo então calculado os valores referentes aos diâmetros do ferro na máquina, permite-se determinar os parâmetros dos passos de ranhura em cada porção radial mostrados na Figura 15, onde resolvendo-se as equações (3.61), (3.62) e (3.63), obtém-se respectivamente, os valores S_p , S_{pte} e S_{pest} .

$$S_p = \frac{\pi \cdot 93,7 \cdot 10^{-3}}{36} \cong 8,17 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.38)$$

$$S_{pte} = \frac{\pi \cdot 96,046 \cdot 10^{-3}}{36} \cong 8,38 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.39)$$

$$S_{pest} = \frac{\pi \cdot 118,7 \cdot 10^{-3}}{36} \cong 10,36 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.40)$$

Na sequência, determina-se o valor da largura entre as ranhuras do estator (w_{st1}) por meio da equação (3.64).

$$w_{st1} = w_{st2} = \frac{\pi \cdot 93,1 \cdot 10^{-3}}{36} \cdot \frac{0,8}{1,75} \cong 3,71 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.41)$$

Por fim, antes de passar ao cálculo das áreas de cada parte, faltam ser calculados duas medidas referentes às larguras de abertura do dente na base (b_{s1}) e da abertura do dente no topo (b_{s2}) do estator, podendo ser observados na Figura 16 e dados, respectivamente, através das equações (3.67) e (3.68).

$$b_{s1} = 8,38.10^{-3} - 3,71.10^{-3} \cong 4,58.10^{-3} m \quad (4.42)$$

$$b_{s2} = 2 \left[\tan\left(\frac{0,175}{2}\right) \left(\frac{0,03}{2} + 7.10^{-4} + 4,73.10^{-4} + 11,327.10^{-3} \right) - \frac{3,8.10^{-3}}{2 \cos\left(\frac{0,175}{2}\right)} \right] \cong 6,465.10^{-3} m \quad (4.43)$$

Com as dimensões definidas, é possível realizar o cálculo das áreas das seções das ranhuras. Primeiramente, determina-se o raio da cabeça da ranhura (r_{sh}) dado pela relação

$$r_{sh} = \frac{6,465.10^{-3}}{2} \cong 3,23.10^{-3} m \quad (4.44)$$

Com o valor de r_{sh} , todas as variáveis das equações (3.69) e (3.70) estão definidas, sendo possível assim determinar as áreas de ranhura (total dada por S_{s_ran}) e ocupada por cobre (S_{s_cop}) do enrolamento, respectivamente.

$$S_{s_ran} = \frac{[\pi. (3,23.10^{-3})^2]}{2} + \frac{(4,483.10^{-3} + 6,465.10^{-3})(11,327.10^{-3} - 3,23.10^{-3})}{2} + \frac{(2,2.10^{-3} + 4,483.10^{-3}).4,73.10^{-3}}{2} + 2,2.10^{-3}.7.10^{-4} \cong 6,384.10^{-5} m^2 \quad (4.45)$$

$$S_{s_cop} = \frac{[\pi. (3,23.10^{-3})^2]}{2} + \frac{(4,483.10^{-3} + 6,465.10^{-3})(11,327.10^{-3} - 3,23.10^{-3})}{2} \cong 6,072.10^{-5} m^2 \quad (4.46)$$

Enquanto isso, a área total da ranhura preenchida, considerando o fator de enchimento da ranhura (S_f) é dado através da equação (3.71).

$$S_{s_true} = 6,384 \cdot 10^{-5} \cdot 0,632 \cong 4,035 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \quad (4.47)$$

Por fim, calcula-se b_{s3} por meio da equação (3.73).

$$b_{s3} = 8,176 \cdot 10^{-3} - 2,2 \cdot 10^{-3} \cong 5,98 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.48)$$

Finaliza-se assim o dimensionamento das chapas do estator.

Tabela 16 - Dimensões da chapa do estator

Parâmetro	Símbolo	Valor calculado	Valor Real	Unidade
Diâmetro interno do estator	D_{si}	93,7e-3	92,5e-3	m
Diâmetro interno do estator até base do dente	D_{ste}	96,046e-3	-	m
Diâmetro do estator até a cabeça da ranhura	D_{sr}	118,7e-3	-	m
Fluxo magnético no polo	ϕ_p	3,352e-3	-	Wb
Comprimento da coroa do estator	w_{sy}	12,01e-3	11,25e-3	m
Diâmetro externo do estator	D_{se}	141,2e-3	140e-3	m
Passo de ranhura no diâmetro D_{si}	S_p	8,17e-3	8,072e-3	m
Passo de ranhura no diâmetro D_{sr}	S_{pte}	8,38e-3	-	m
Passo de ranhura no diâmetro D_{ste}	S_{pest}	10,36e-3	-	m
Largura do dente do estator	w_{st1}	3,71e-3	3,8e-3	m
Largura de abertura da ranhura do estator	b_{s1}	4,58e-3	4,483e-3	m
Largura da cabeça da ranhura do estator	b_{s2}	6,465e-3	6,465e-3	m
Raio da cabeça da ranhura do estator	r_{sh}	3,23e-3	2,962e-3	m
Área total da seção da ranhura do estator	S_{s_ran}	6,384e-5	6,056e-5	m ²

Parâmetro	Símbolo	Valor calculado	Valor Real	Unidade
Área da ranhura destinada às bobinas	S_{s_cop}	6,072e-5	-	m ²
S_{s_true} considerando o fator de enchimento	S_{s_true}	3,869e-5	3,827e-5	m ²
Largura da base do dente do estator	b_{s3}	5,98e-3	5,87e-3	m

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Verificando os valores obtidos na Tabela 16, ao comparar os calculados com os reais, tem-se uma concordância aceitável entre eles. As variáveis de área calculadas, envolvem uma aproximação geométrica do real, uma vez que as ranhuras possuem partes circulares cujas quais oferecem imprecisão ao cálculo. Tendo isso em vista, o único valor que representou um erro mais alto foi o raio da cabeça de ranhura (r_{sh}) com 8,3%, porém como a área da ranhura (S_{s_ran}) depende de mais valores, esse erro não causou um impacto tão grande, mantendo um erro de 5,1% nessa variável de área.

4.6.2 Chapas do rotor dimensionadas

Para iniciar o dimensionamento das chapas do rotor, conforme sugerido no item 3.2.7.3, estipula-se alguns parâmetros iniciais de acordo com a Tabela 17.

Calcula-se o diâmetro externo do rotor (D_{re}) ao solucionar a equação (3.74) e o comprimento do corpo do rotor entre o eixo e a coroa (w_{ry}) solucionando a equação (3.75).

$$D_{re} = 93,7 \cdot 10^{-3} - 2,3 \cdot 10^{-4} = 93,1 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.49)$$

$$\begin{aligned} w_{ry} &= \frac{1}{2} (93,1 \cdot 10^{-3} - 30 \cdot 10^{-3}) - 15,47 \cdot 10^{-3} - 1,529 \cdot 10^{-3} - 4,5 \cdot 10^{-4} \\ &= 13,8 \cdot 10^{-3} \text{ m} \end{aligned} \quad (4.50)$$

Tabela 17 - Parâmetros básicos da chapa do rotor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Comprimento entre as barras e a borda do rotor	h_{r0}	4,5e-4	m
Diâmetro interno do rotor ou diâmetro do eixo	D_{ri}	30e-3	m
Comprimento da parte inferior da ranhura do rotor	d_{rb1}	15,47e-3	m
Comprimento da parte superior da ranhura do rotor	d_{rb2}	1,529e-3	m
Largura da parte inferior da ranhura do rotor	l_{b1}	2,649e-3	m
Largura da parte superior da ranhura do rotor	l_{b2}	9,055e-4	m

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Determina-se o comprimento do arco do passo de ranhura (α_{rp}) por meio da equação (3.76), em função do passo angular da ranhura (α_r).

$$\alpha_{rp} = \frac{93,1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,224}{2} \cong 10,45 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.51)$$

Na última etapa do dimensionamento das chapas do rotor, calcula-se a densidade de corrente de corrente nas barras do rotor (J_{rb}) através da equação (3.78). Na sequência, pode-se determinar a área da seção das barras do rotor (S_{rb}) pela equação (3.77).

$$J_{rb} = 6,3 \cdot \frac{3,8 \cdot 10^7}{58 \cdot 10^6} \sqrt{\frac{80}{80}} = 4,13 \text{ A/mm}^2 \quad (4.52)$$

O valor de J_{barra} da equação (4.52) igual a 0,63 A/mm², foi obtido da leitura do gráfico do Anexo I[23]

Anexo I. Com o valor de J_{rb} , determina-se o valor de S_{rb} pela equação (3.77).

$$S_{rb} = 2. \left(\frac{(2,649.10^{-3} + 9,055.10^{-4}).15,471.10^{-3}}{2} + \frac{9,055.10^{-4}.1,529.10^{-3}}{2} \right) \cong 5,903.10^{-5} m^2 = 59,03 mm^2 \quad (4.53)$$

Finaliza-se assim o dimensionamento das chapas do estator. Ao comparar os dados calculados com os reais, na Tabela 18, vê-se proximidade entre os valores de todos os parâmetros. Destaca-se a área da seção da barra do rotor (S_{rb}), com apenas 0,3% de divergência, uma vez que essa variável é a que será mais usada no restante do projeto, especialmente no cálculo das resistências e volumes da máquina, é de grande relevância que seu valor tenha uma boa exatidão.

Tabela 18 – Dimensões da chapa do rotor

Parâmetro	Símbolo	Valor calculado	Valor real	Unidade
Diâmetro externo do rotor	D_{re}	93,1e-3	92,5e-3	m
Comprimento do corpo do rotor entre eixo e coroa	w_{ry}	13,8e-3	-	m
Passo de ranhuras do rotor	α_{rp}	10,45e-3	10,38e-3	m
Densidade de corrente na barra do rotor	J_{rb}	4,13	-	A/mm ²
Área total da seção da barra do rotor	S_{rb}	59,03	58,895	mm ²

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.7 DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES DO ESTATOR

O dimensionamento dos condutores inicia-se pela determinação da quantidade de fios de cobre que deve ser utilizado. A quantidade de voltas do enrolamento por fase (N_{fase}) e a quantidade total de espiras são dadas, respectivamente, através da solução das equações (3.80) e (3.81).

$$N_{fase} = \frac{208,42}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 60,0990 \cdot 3,351 \cdot 10^{-3}} \cong 236 \text{ espiras} \quad (4.54)$$

$$N_{esp} = 3 \cdot 236 \cong 708 \text{ espiras} \quad (4.55)$$

Com isso, determina-se o número total de condutores (N_{c_tot}) e a quantidade deles por cada ranhura do estator (N_{ran}), por meio das equações (3.81) e (3.82), respectivamente.

$$N_{c_tot} = 2 \cdot 708 \cong 1416 \text{ condutores} \quad (4.56)$$

$$N_{ran} = \frac{1416}{36} \cong 40 \text{ condutores} \quad (4.57)$$

Na sequência, calcula-se o número de bobinas em série por fase (N_{bsf}) e o número de espiras por bobina (N_{eb}) através das equações (3.83) e (3.84), respectivamente.

$$N_{bsf} = \frac{36}{2 \cdot 3} = 6 \text{ bobinas} \quad (4.58)$$

$$N_{eb} = \frac{236}{6} \cong 40 \text{ bobinas} \quad (4.59)$$

Após a determinação dos valores alusivos às quantidades de bobinas e enrolamentos, passa-se a etapa de dimensionar o comprimento dos fios. Assim, determina-se o comprimento médio da parte ativa no pacote laminado (MLT_{stk}), da cabeça (MLT_{cab}) e o MLT (total) das bobinas (MLT) pelas equações (3.85), (3.86) e (3.87), respectivamente.

$$MLT_{stk} = 1,2 \cdot (4,90 \cdot 10^{-3}) = 432 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.60)$$

$$MLT_{cab} = 1,2 \cdot \left[\frac{2(2\pi \cdot 7)}{36} \left(\frac{118,7 \cdot 10^{-3}}{2} - \frac{11,327 \cdot 10^{-3}}{2} \right) \right] \cong 157,4 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.61)$$

$$MLT = 432 \cdot 10^{-3} + 157,4 \cdot 10^{-3} \cong 589,4 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.62)$$

Onde C_{sp} utilizado na equação (4.61) é dado através da equação (3.88).

$$C_{sp} = \frac{90}{12,857} = 7 \text{ ranhuras} \quad (4.63)$$

Seguindo para as dimensões de superfície, é calculada pela equação (3.89) a área de seção do condutor de cobre (S_{cond}) e a área total de cobre na ranhura (S_{cond_ran}) pela equação (3.90).

$$S_{cond} = \frac{3,47}{2,5,5} = 0,3155 \text{ mm}^2 \quad (4.64)$$

$$S_{cond_ran} = 45,0,3155 \cong 9,928 \text{ mm}^2 \quad (4.65)$$

Finaliza-se o dimensionamento dos condutores do estator.

4.8 DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES DO ROTOR

Para dar início ao dimensionamento do rotor, define-se alguns parâmetros básicos referentes a gaiola de esquilo de alumínio na Tabela 7.

Tabela 19 - Parâmetros básicos da gaiola de esquilo do rotor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Espaçamento entre as chapas do estator	b_{ch_s}	0	m
Relação entre dens. de corrente no anel e nas barras	k_{anel}	1,3	-
Comprimento da parte da barra fora do ferro	L_{reta}	10e-3	m
Quantidade de espaços entre chapas do estator	N_{ch_s}	0	espaços

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

O primeiro parâmetro a ser calculado é a corrente do anel de curto-circuito (I_{anel}), dado através da resolução da equação (3.91).

$$I_{anel} = \frac{0,559}{2\text{sen}\left(\frac{4,\pi}{2,36}\right)} = 1,610 \text{ A} \quad (4.66)$$

Seguindo o projeto esboçado no item 3.2.8.2, determina-se os raios externo (R_{anel}) e interno do anel (r_{anel}) assim como o comprimento da faixa de intersecção (h_{anel}) através das equações (3.92), (3.93) e (3.94).

$$R_{anel} = \frac{92,5 \cdot 10^{-3}}{2} - 4,5 \cdot 10^{-4} = 45,8 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 45,8 \text{ mm} \quad (4.67)$$

$$r_{anel} = \frac{92,5 \cdot 10^{-3}}{2} - 4,5 \cdot 10^{-4} - 15,471 \cdot 10^{-3} - 1,529 \cdot 10^{-3} = 28,8 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.68)$$

$$= 28,8 \text{ mm}$$

$$h_{anel} = 45,8 \cdot 10^{-3} - 28,8 \cdot 10^{-3} = 17 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.69)$$

Em sequência, calcula-se a área de seção do anel (S_{anel}) através da equação (3.95), considerando um fator K_{anel} de 1,3.

$$S_{anel} = 1,3 \cdot \frac{5,903 \cdot 10^{-5}}{2 \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{2 \cdot 36}\right)} \cong 2,2097 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 = 220,97 \text{ mm}^2 \quad (4.70)$$

Com o valor de S_{anel} , determina-se a espessura do anel (b_{anel}) e o comprimento das barras (L_{barra}) através das equações (3.96) e (3.97), respectivamente.

$$b_{anel} = \frac{220,97}{45,8 \cdot 10^{-3} - 28,8 \cdot 10^{-3}} \cong 13 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.71)$$

$$L_{barra} = 90 \cdot 10^{-3} + 0 + 2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 110 \cdot 10^{-3} \text{ m} \quad (4.72)$$

Finaliza-se o dimensionamento dos condutores do rotor com um resumo dos valores calculados e reais de cada parâmetro na Tabela 20.

Tabela 20 – Valores do dimensionamento dos condutores de estator e rotor

Parâmetro	Símbolo	Valor calculado	Valor real	Unidade
Número de espiras por ranhura por fase	N_{fase}	236	267	espiras
Número de espiras total	N_{esp}	708	801	espiras

Parâmetro	Símbolo	Valor calculado	Valor real	Unidade
Quantidade total de condutores	N_{c_tot}	1416	1602	condutores
Quantidade de condutores por ranhura	N_{ran}	40	45	condutores
Número de bobinas em série por fase	N_{bsf}	6	6	bobinas
Número de espiras por bobina	N_{eb}	40	45	espiras
Comprimento médio da parte ativa no pacote laminado	MLT_{stk}	432e-3	370e-3*	m
Comprimento médio da cabeça da bobina	MLT_{cab}	157,4e-3	-	m
Comprimento médio total das bobinas	MLT	589,4e-3	-	m
Passo de ranhuras do rotor	C_{sp}	7	-	ranhuras
Área de seção do condutor de cobre	S_{cond}	0,3155	0,2206	mm ²
Área total de cobre na ranhura	S_{cond_ran}	9,928	9,923	mm ²
Corrente do anel de curto-circuito da gaiola do rotor	I_{anel}	1,610	-	A
Raio externo do anel de curto-circuito	R_{anel}	45,8	-	mm
Raio interno do anel de curto-circuito	r_{anel}	28,8	-	mm
Comprimento da intersecção do anel com as barras	h_{anel}	17e-3	-	m
Área da seção do anel de curto-circuito da gaiola	S_{anel}	220,97	-	mm ²
Espessura do anel da barra do rotor	b_{anel}	13e-3	-	m
Comprimento da parte da barra externa ao rotor	L_{barra}	110e-3	-	m

Ao fazer uma análise comparativa entre os parâmetros calculados e reais da Tabela 20, nota-se inconsistências grandes com relação aos valores de N_{fase} , MLT_{stk} e S_{cond} , seguido de suas variáveis indiretas. Os valores que não dependem destes três parâmetros se mostraram de acordo com o esperado.

A quantidade de espiras por ranhura por fase (N_{fase}) apresentou um valor teórico 12% menor que o real, pois trata-se de uma variável que depende indiretamente da densidade de campo magnético de pico no entreferro (B_{g_pico}), assim ela ficou sujeita ao valor determinado pelo projetista (no caso, 0,8 T), gerando uma diferença. Reduzindo para um B_{g_pico} de aproximadamente 0,7 T, alcança-se uma quantidade de espiras bem próxima da real.

O MLT_{stk} se mostrou elevado em função da consideração de 20% a mais que foi estabelecida para o equacionamento. Como o sistema possui curvas e manobras nos enrolamentos, dimensiona-se com uma certa folga. Retirando-se esse fator de sobra (1,2 multiplicando na equação (4.60)), obtém-se um valor de 0,36 m, ou seja, 97,2% do valor real.

Por fim, há uma divergência no valor de S_{cond} , que depende diretamente da variável de densidade de corrente no enrolamento (J_s), a qual é definida arbitrariamente, logo se o valor for arbitrado para próximo de 7,3 A/mm², encontra-se uma área de seção próxima do valor real.

4.9 CÁLCULO DAS RESISTÊNCIAS DO ESTATOR

Para determinar o valor da resistência do enrolamento do estator (R_{s_20}) para a condição de 20°C, utiliza-se a equação (3.98).

$$R_{s_20} = \frac{267.589,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,724 \cdot 10^{-8}}{0,3155 \cdot 10^{-6}} \cong 8,600\Omega \quad (4.73)$$

A resistência do enrolamento do estator para operação em 100°C denominada R_{s_100} é dada então pela equação (3.99).

$$R_{s_100} = 8,600 \cdot (1 + 3,23 \cdot 10^{-3} \cdot 80) \cong 10,823\Omega \quad (4.74)$$

4.10 CÁLCULO DAS RESISTÊNCIAS DO ROTOR

Conforme esboçado no item 3.2.9.2, as resistências das partes que envolvem o rotor, referentes a gaiola, são dadas por meio do cálculo da resistência individual de cada parte, assim através das equações (3.100) e (3.101), determina-se as resistências da barra (Res_{barra}) e do anel (Res_{anel}), respectivamente.

$$Res_{barra} = \frac{2,632 \cdot 10^{-8} \cdot 110 \cdot 10^{-3}}{58,895 \cdot 10^{-6}} \cong 6,169 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (4.75)$$

$$Res_{anel} = 2,632 \cdot 10^{-8} \left[\frac{13 \cdot 10^{-3} + \frac{\pi(2,28,8 \cdot 10^{-3} + 2,45,8 \cdot 10^{-3})}{36}}{220,97 \cdot 10^{-6}} \right] \quad (4.76)$$

$$\cong 1,223 \cdot 10^{-10} \Omega$$

Com o resultado das equações (4.75) e (4.76), é possível solucionar as equações (3.102) e (3.103) para determinar o valor da resistência do rotor para a condição de 20°C ($R_{r_{20}}$) e para 100°C ($R_{r_{100}}$), respectivamente.

$$R_{r_{20}} = 6,169 \cdot 10^{-5} + \frac{1,223 \cdot 10^{-10}}{4 \left\{ \sin \left[\frac{\pi \left(\frac{4}{2} \right)}{28} \right] \right\}^2} \cong 6,169 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (4.77)$$

$$R_{r_{100}} = 6,169 \cdot 10^{-5} \cdot (1 + 4,29 \cdot 10^{-3} \cdot 80) \cong 8,286 \cdot 10^{-5} \Omega \quad (4.78)$$

Para finalizar esta etapa de dimensionamento de condutores, basta determinar a resistência do rotor referida ao estator ($R_{2_{100}}$) através da (3.105), por meio do fator de transformação k_{r2} dado pela equação (3.104).

$$k_{r2} = \left(\frac{3}{36} \right) \left(\frac{2,0,990 \cdot 28}{0,985} \right)^2 \cong 264 \quad (4.79)$$

$$R_{2_{100}} = 8,286 \cdot 10^{-5} \cdot 264 \cong 2,187 \cdot 10^{-2} \Omega \quad (4.80)$$

Com isso, tem-se o resumo destes parâmetros calculados na Tabela 21, onde é válido comparar a resistência do estator em 20°C. Como ela é a única informação da qual se tem o valor real, de 8,32 Ω , vê-se que está relativamente próximo do calculado. Como não se tem noção do valor exato de resistividade do cobre utilizado na máquina, além da leve imprecisão do cálculo do MLT, considera-se que o valor está coerente.

Tabela 21 – Dados das resistências de estator e rotor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Resistência do enrolamento do estator a 20°C	R_{s_20}	8,600	Ω
Resistência do enrolamento do estator a 100°C	R_{s_100}	10,823	Ω
Resistência da barra do rotor	Res_{barra}	6,169e-5	Ω
Resistência do anel de curto-circuito do rotor	Res_{anel}	1,223e-10	Ω
Resistência do rotor a 20°C	R_{r_20}	6,169e-5	Ω
Resistência do rotor a 100°C	R_{r_100}	8,286e-5	Ω
Fator de transformação entre estator e rotor	k_{r2}	264	-
Resistência do rotor referida ao estator a 100°C	R_{2_100}	2,187e-2	Ω

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Dentre os valores descritos na Tabela 21, tem-se conhecimento do valor real apenas da resistência dos enrolamentos do estator para a condição de 20°C (R_{s_20}) que é de 8,28 Ω e de 100°C, que é de 10,66 Ω . Vê-se que os valores calculados foram relativamente próximos destes, o que confere validade ao dimensionamento.

4.11 CÁLCULO DA REATÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO

Os cálculos referentes às reatâncias, na etapa de equacionamento, partiram das reatâncias de dispersão em função de seguir a lógica de projeto proposta por [21]. No entanto, na prática, é necessário e interessante começar pela reatância mais importante da máquina, a qual gera o fluxo magnético entre estator e rotor e da qual as reatâncias de dispersão são dependentes.

Para determinar a reatância de magnetização (X_m), determina-se a indutância de magnetização (L_m). Ambas são dependentes do fator de Carter (K_{cs}), logo é necessário obter esse fator primeiramente. Para isso, calcula-se o fator de Carter inicial (K) e o fator de passo do entreferro (α_g), dados pelas equações (3.122) e (3.123), respectivamente.

$$\alpha_g = \frac{\pi \cdot 93,1 \cdot 10^{-3}}{36} \cong 8,124 \cdot 10^{-3} \quad (4.81)$$

$$K = \frac{\frac{2,2 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-4}}}{5 + \frac{2,2 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-4}}} \cong 0,594 \quad (4.82)$$

Com os valores das equações (4.81) e (4.82), obtém-se o fator de Carter por meio da equação (3.121).

$$K_{cs} = \frac{8,124 \cdot 10^{-3}}{8,124 \cdot 10^{-3} - 0,594 \cdot 2,2 \cdot 10^{-3}} \cong 1,191 \quad (4.83)$$

Tendo o fator de Carter, é possível calcular a indutância de magnetização através da equação (3.125) e, na sequência a reatância de magnetização através da equação (3.120). Considera-se o valor de K_{sat} como 1,2.

$$L_m = \frac{12,4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 90 \cdot 10^{-3} \cdot 93,1 \cdot 10^{-3}}{\pi \cdot 1,191 \cdot 1,2 \cdot 3 \cdot 10^{-4}} \left(\frac{0,990 \cdot 267}{4} \right)^2 \cong 409,2 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad (4.84)$$

$$X_m = 2\pi \cdot 60 \cdot 409,2 \cdot 10^{-3} \cong 154,3 \text{ } \Omega \quad (4.85)$$

Verifica-se que a indutância de magnetização apresentou uma diferença de 30,1% em relação ao valor encontrado no ensaio prático. Grande parte dessa diferença pode ser justificada pelo valor de K_{sat} assumido, e o valor do entreferro utilizado. Ambos os dois parâmetros não foram obtidos com precisão e certeza, logo utilizou-se o que é indicado pela bibliografia e pelos dados do fabricante, respectivamente. Alterando somente esses dois fatores dentro de uma escala coerente da grandeza, esse erro seria reduzido para 17,3%.

4.12 CÁLCULO DA REATÂNCIA DAS EXTREMIDADES DE BOBINA

Antes de passar a etapa de cálculos das indutâncias de dispersão, determina-se a reatância das extremidades (“cabeças”) das bobinas através da equação (3.126). Com o resultado obtido, calcula-se a indutância destas extremidades por meio da equação (3.127).

$$X_{cb} = \frac{7.60.267^2.93,1.10^{-3}}{\left(\frac{4}{2}\right)^2 \left(\frac{10}{12}\right).10^6} = 1,307 \, \Omega \quad (4.86)$$

$$L_{cb} = \frac{1,307}{2\pi.60} = 3,466.10^{-3} \, H \quad (4.87)$$

4.13 CÁLCULO DA REATÂNCIA DE DISPERSÃO (FASE) NO ESTATOR

O cálculo da reatância de dispersão no estator para cada fase é dada genericamente pela equação (3.106). Entretanto, como ela é composta pela soma de indutâncias de dispersão em duas partes do motor, é necessário determinar cada uma delas primeiramente.

A primeira das partes é a indutância de dispersão na ranhura (L_{al}), dada pela equação (3.110), a qual é resolvida ao determinar as parcelas de indutância atribuídas nas equações (3.107), (3.108) e (3.109) conforme explicado no item 3.2.10.1.

$$L_{u1} = \left(\frac{4.3}{36}\right).4\pi.10^{-7}.90.10^{-3}.267^2.\left(\frac{11,327.10^{-3}}{4,483.10^{-3} + 6,465.10^{-3}}\right) \quad (4.88)$$

$$\cong 2,781.10^{-3} \, H$$

$$L_{u2} = \left(\frac{4.3}{36}\right).4\pi.10^{-7}.90.10^{-3}.267^2.\left(\frac{7.10^{-4}}{2,2.10^{-3}}\right) \cong 8,551.10^{-4} \, H \quad (4.89)$$

$$L_{u3} = \left(\frac{4.3}{36}\right).4\pi.10^{-7}.90.10^{-3}.267^2.\left(\frac{4,73.10^{-4}}{(4,483 - 2,2).10^{-3}}\right)\ln\left(\frac{4,483.10^{-3}}{2,2.10^{-3}}\right) \quad (4.90)$$

$$\cong 3,964.10^{-4} \, H$$

$$L_{al} = 2,781.10^{-3} + 8,551.10^{-4} + 3,964.10^{-4} \cong 4,032.10^{-3} \, H \quad (4.91)$$

A segunda parte corresponde a dispersão gerada pelos harmônicos no núcleo. Conforme descrito no item 3.2.10.1, os efeitos são modelados pela indutância de dispersão L_g , a qual é proporcional à indutância de magnetização L_m (obtida no item 4.11) seguindo a equação (3.112), onde o fator de fuga (σ_g) é definido respeitando a relação (3.113).

$$\sigma_g = 15.10^{-2} \quad (4.92)$$

$$L_g = 15.10^{-2}.409,2.10^{-3} = 6,138.10^{-3} H \quad (4.93)$$

Com os resultados obtidos nas equações (4.91) e (4.93), é possível obter o valor da reatância de dispersão total do estator por meio da equação (3.106).

$$X_s = 2\pi.60.(4,032.10^{-3} + 6,138.10^{-3}) = 3,834 \Omega \quad (4.94)$$

4.14 CÁLCULO DA REATÂNCIA DE DISPERSÃO POR FASE NO ROTOR

A reatância de dispersão no rotor (X_r), assim como no caso do estator, depende das indutâncias de dispersão de diversas partes da ranhura. A equação (3.114) determina o valor de X_r com base nestes valores que devem ser determinados primeiramente.

A primeira parte da dispersão da ranhura do rotor diz respeito ao enrolamento dentro da ranhura do rotor ($L_{disp_ran_fase}$) pode ser calculada através da equação (3.116). O valor de k_{p_ran} é dado na equação (3.115).

$$k_{p_ran} = \frac{(15,471.10^{-3} + 1,529.10^{-3})[8.(2,649.10^{-3})^2]}{15,9,055.10^{-4}.(2,649.10^{-3} + 9,055.10^{-4})^2} + \frac{9.2,649.9,055.10^{-7} + 3(9,055.10^{-4})^2}{15,9,055.10^{-4}.(2,649.10^{-3} + 9,055.10^{-4})^2} \cong 7,94 \quad (4.95)$$

$$\begin{aligned}
 L_{disp_ran_fase} &= 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 90 \cdot 10^{-3} \cdot 7,94 \cdot 0,985^2 \cdot \left(\frac{7 \cdot 10^{-4}}{2,2 \cdot 10^{-3}} \right) \cdot 264 \\
 &= 7,319 \cdot 10^{-5} H
 \end{aligned} \tag{4.96}$$

A segunda parte diz respeito a dispersão em função das harmônicas circulantes no rotor. Determina-se o fator de fuga do rotor (σ_{g_r}) através da equação (3.118) e, com o valor obtido (equação (4.97)), calcula-se L_{g_r} por meio da equação (3.117), considerando um fator de amortecimento (Δ_r) de 0,8, conforme indicado no item 3.2.10.2.

$$\sigma_{g_r} = \frac{1}{0,995^2} \left(\frac{\frac{\pi \left(\frac{4}{2} \right)}{36}}{\text{sen} \left(\frac{\pi \left(\frac{4}{2} \right)}{36} \right)} \right)^2 \cong 1,027 \tag{4.97}$$

$$L_{g_r} = 1,027 \cdot 409,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,8 \cong 3,363 \cdot 10^{-3} H \tag{4.98}$$

A terceira e última parte refere-se a dispersão pela inclinação das barras (L_{sq}) calculada conforme a equação (3.119).

$$L_{sq} = \frac{409,2 \cdot 10^{-3} \cdot (1 - 0,995^2)}{0,995^2} \cong 4,181 \cdot 10^{-3} H \tag{4.99}$$

Tendo as três partes determinadas, é possível obter o valor da reatância de dispersão solucionando a equação (3.114).

$$X_r = 2\pi \cdot 60 \cdot (7,319 \cdot 10^{-5} + 2,353 \cdot 10^{-3} + 2,925 \cdot 10^{-3}) = 2,872 \Omega \tag{4.100}$$

Tabela 22 – Valores do dimensionamento das reatâncias do motor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Fator de passo do entreferro	α_g	8,124e-3	-
Fator de Carter inicial	K	0,594	-

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Fator de Carter	K_{cs}	1,191	-
Indutância magnetizante	L_m	409,2e-6	H
Reatância magnetizante	X_m	2,314	Ω
Indutância de dispersão no corpo da ranhura do estator	L_{u1}	2,781e-3	H
Indutância de dispersão na abertura da ranhura estator	L_{u2}	8,551e-4	H
Indutância de dispersão entre o corpo e a abertura	L_{u3}	3,964e-4	H
Indutância total de dispersão na ranhura do estator	L_{al}	4,032e-3	H
Fator de fuga do estator	σ_g	1,5e-2	-
Indutância gerada pelos harmônicos no estator	L_g	6,138e-3	H
Reatância das extremidades (cabeça) das bobinas	X_{cb}	1,307	Ω
Indutância das extremidades (cabeça) das bobinas	L_{cb}	3,466e-3	H
Reatância de dispersão total do estator	X_s	3,834	Ω
Fator de permeância da ranhura	k_{p_ran}	7,94	-
Indutância de dispersão da ranhura do rotor	$L_{disp_ran_fase}$	7,319e-5	H
Fator de fuga do rotor	σ_{g_r}	1,027	-
Indutância gerada pelos harmônicos no rotor	L_{g_r}	3,363e-3	H
Indutância de dispersão da inclinação das barras do rotor	L_{sq}	4,181e-3	H
Reatância de dispersão total do rotor	X_r	2,872	Ω

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.15 CÁLCULOS DO VOLUME DE FERRO DO ESTATOR

Conforme o equacionamento apresentado no item 3.2.13.1, os volumes de ferro são calculados com base no produto entre área da superfície de ferro da chapa e o

comprimento axial do conjunto de chapas (L_{stk}). Como não foram determinadas as áreas de seção das partes do estator, inicia-se calculando as áreas conforme as equações (3.134), (3.133) e (3.132), respectivamente.

$$S_{stc} = 36. (3,8. 10^{-3}. 11,327. 10^{-3}) \cong 1,549. 10^{-3} m^2 \quad (4.101)$$

$$\begin{aligned} S_{stb} = 36. [(3,8. 10^{-3} + 4,483. 10^{-3} - 2,2. 10^{-3}). 7. 10^{-4} \\ + 3,8. 10^{-3}. 4,73. 10^{-4} + (4,483. 10^{-3} - 2,2. 10^{-3}). 4,73. 10^{-4}] \\ \cong 2,568. 10^{-4} m^2 \end{aligned} \quad (4.102)$$

$$\begin{aligned} S_{sy} = \left[\pi \left(\frac{(142,73. 10^{-3})^2 - (93,7. 10^{-3})^2}{4} \right) \right] - 2,5679. 10^{-4} - 1,549. 10^{-3} \\ - 36.60,56. 10^{-6} \cong 6,692. 10^{-3} m^2 \end{aligned} \quad (4.103)$$

Com isso, é possível determinar os volumes de cada uma dessas partes seguindo, respectivamente, as equações (3.131), (3.130) e (3.129).

$$Vol_{stc} = 1,549. 10^{-3}. 90. 10^{-3} \cong 1,395. 10^{-4} m^3 \quad (4.104)$$

$$Vol_{stb} = 2,5679. 10^{-4}. 90. 10^{-3} \cong 23,12. 10^{-4} m^3 \quad (4.105)$$

$$\begin{aligned} Vol_{sy} = \left[\pi \left(\frac{(140. 10^{-3})^2 - (93,7. 10^{-3})^2}{4} \right) \right]. 90. 10^{-3} - 23,12. 10^{-4} \\ - 1,395. 10^{-4} - 36.60,56. 10^{-6}. 90. 10^{-3} \cong 4,193. 10^{-4} m^3 \end{aligned} \quad (4.106)$$

Com isso, o volume total de ferro do estator (Vol_{fe_s}) é dado pela equação (3.128).

$$Vol_{fe_s} = 4,193. 10^{-4} + 23,12. 10^{-4} + 1,395. 10^{-4} \cong 5,819. 10^{-4} m^3 \quad (4.107)$$

4.16 CÁLCULOS DO VOLUME DE FERRO DO ROTOR

O cálculo do volume do rotor segue a mesma lógica que para o estator, entretanto como as áreas de seção das barras já foram calculadas no item 4.6.2, reduz-se as etapas deste dimensionamento.

O volume total do rotor e o volume das ranhuras onde ficam as barras do rotor são dados então, pelas equações (3.136) e (3.137), respectivamente.

$$Vol_{r_{tot}} = \pi \frac{(92,5 \cdot 10^{-3})^2 - (30 \cdot 10^{-3})^2}{4} \cdot 90 \cdot 10^{-3} \cong 5,412 \cdot 10^{-4} m^3 \quad (4.108)$$

$$Vol_{r_{ran}} = 28.58,895 \cdot 10^{-6} \cdot 90 \cdot 10^{-3} \cong 1,484 \cdot 10^{-4} m^3 \quad (4.109)$$

Logo, o volume total de ferro do rotor (Vol_{fe_r}) é dado pela equação (3.135).

$$Vol_{fe_r} = 5,412 \cdot 10^{-4} - 1,484 \cdot 10^{-4} \cong 3,928 \cdot 10^{-4} m^3 \quad (4.110)$$

Tabela 23 – Valores do dimensionamento dos volumes do motor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Área dos bicos das colunas dos dentes do estator	S_{stc}	1,549e-3	m ²
Área dos bicos dos dentes do estator	S_{stb}	2,569e-4	m ²
Área da coroa do estator	S_{sy}	6,692e-4	m ²
Volume dos bicos das colunas dos dentes do estator	Vol_{stc}	1,395e-4	m ³
Volume dos bicos dos dentes do estator	Vol_{stb}	23,12e-4	m ³
Volume da coroa do estator	Vol_{sy}	4,193e-4	m ³
Volume total de ferro do estator	Vol_{fe_s}	5,818e-4	m ³
Volume total do rotor	$Vol_{r_{tot}}$	5,419e-4	m ³
Volume das ranhuras do rotor	$Vol_{r_{ran}}$	1,484e-4	m ³
Volume total de ferro do rotor	Vol_{fe_r}	3,928e-4	m ³

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.17 CÁLCULO DAS PERDAS DE POTÊNCIA

As perdas totais de potência (P_{loss}) são calculadas com base na soma de potências dissipadas de diversas formas na máquina. São quatro formas principais consideradas nestes cálculos.

A primeira e a segunda dizem respeito às perdas nos condutores de estator e rotor, respectivamente. As perdas no estator remetem à potência dissipada nos condutores de cobre e são dadas pela equação (3.139), enquanto as perdas no rotor

remetem à potência dissipada na gaiola de alumínio e são dadas pela equação (3.140).

$$P_{cu} = 3.10,82.3,47^2 \cong 390,97 \text{ W} \quad (4.111)$$

$$P_{al} = 3.2,187.10^{-2}.2,678^2 \cong 0,470 \text{ W} \quad (4.112)$$

A terceira parte corresponde às perdas no ferro, as quais são dadas de forma geral pela equação (3.144). Entretanto, primeiramente é necessário calcular os termos desta equação, que são dados pelas equações (3.141), (3.142) e (3.143), onde: $K_h = 123,3312 \text{ W/m}^3$; $K_{cf} = 1,3098 \text{ W/m}^3$; e $K_e = 11,9884 \text{ W/m}^3$. O valor de B_{stc} utilizado na equação (3.141) é dado pela equação (3.145). Além disso, as constantes foram obtidas em unidade de W/m^3 ao invés de W/kg e, como explicado no item 3.2.14, necessita-se adequar as equações de perdas, assim para que não haja erros, retira-se a densidade do ferro (ρ_{fe}) da conta.

$$B_{stc} = \frac{1,75}{2} = 0,875 \text{ T} \quad (4.113)$$

$$P_{f_coroa} = (123,3312 \cdot 60 \cdot 1,55^2 + 1,3098 \cdot 60^2 \cdot 1,55^2 + 11,9884 \cdot 60^{1,5} \cdot 1,55^{1,5}) \cdot 4,193 \cdot 10^{-4} \cong 16,711 \text{ W} \quad (4.114)$$

$$P_{f_col_th} = (123,3312 \cdot 60 \cdot 1,55^{0,875} + 1,3098 \cdot 60^2 \cdot 1,55^2 + 11,9884 \cdot 60^{1,5} \cdot 1,55^{1,5}) \cdot 1,394 \cdot 10^{-3} \cong 1,929 \text{ W} \quad (4.115)$$

$$P_{f_bico_th} = (123,3312 \cdot 60 \cdot 1,75^2 + 1,3098 \cdot 60^2 \cdot 1,75^2 + 11,9884 \cdot 1,75^{1,5}) \cdot 23,11 \cdot 10^{-4} \cong 1,156 \text{ W} \quad (4.116)$$

Com isso, determina-se por meio da equação (3.144), a perda total de potência no ferro (P_{fe}).

$$P_{fe} = 16,711 + 1,929 + 1,156 \cong 19,797 \text{ W} \quad (4.117)$$

Chega-se a quarta parte então, que corresponde às perdas de ventilação. O valor de P_{vent} é dado por meio da solução da equação (3.146).

$$P_{ven} = 15.92,5 \cdot 10^{-3} \cdot \left[90 \cdot 10^{-3} + \left(\frac{0,6\pi \cdot 92,5 \cdot 10^{-3}}{4} \right) \right] \cdot \left[188,496 \cdot \left(\frac{92,5 \cdot 10^{-3}}{2} \right) \right]^2 \cong 14,09 \text{ W} \quad (4.118)$$

A potência total dissipada é dada então pela equação (3.138).

$$P_{loss} = 390,97 + 0,470 + 19,797 + 14,09 \cong 467,59 \text{ W} \quad (4.119)$$

Com isso, finaliza-se o cálculo das perdas de potência na máquina, podendo ser possível determinar o rendimento real do projeto para verificar se há coerência e correspondência com o esperado. Utiliza-se então da equação (3.42).

$$\eta_{proj} = \frac{1500}{1500 + 467,59} = 0,7624 = 76,24\% \quad (4.120)$$

Tabela 24 – Valores das perdas de potência do motor

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Perdas de potência no cobre	P_{cu}	390,97	W
Perdas de potência no alumínio	P_{al}	0,470	W
Indução magn. média na coluna do dente do estator	B_{stc}	0,875	T
Perdas de potência na coroa do estator	P_{f_coroa}	16,711	W
Perdas de potência na coluna do dente do estator	$P_{f_col_th}$	1,929	W
Perda de potência no bico do dente do estator	$P_{f_bico_th}$	1,156	W
Perdas de potência no ferromagnético	P_{fe}	19,797	W
Perdas de potência de ventilação	P_{ven}	14,09	W
Perda total de potência no motor	P_{loss}	467,59	W
Rendimento total do projeto	η_{proj}	76,24	%

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

4.18 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou o projeto de um motor de indução trifásico utilizando teorias analíticas. Iniciou-se com as definições iniciais, incluindo parâmetros como potência, frequência, tensão e rendimento, baseados em especificações reais de um motor comercial. São detalhados os cálculos necessários para determinar o torque, as velocidades angular nominal e síncrona, além de dimensões críticas do estator e rotor, como ranhuras e chapas de ferro. O capítulo também explorou o dimensionamento dos condutores e volumes de ferro. Finalmente, abordou as equações de perdas de potência e rendimento, consolidando os resultados teóricos para validação futura na simulação.

Verificou-se que grande parte do dimensionamento estrutural coincidiu ou revelou-se coerente com o valor real. Grande parte disso se deve ao fato que alguns parâmetros foram baseados nas dimensões reais, assim buscou-se mostrar a validade do equacionamento de projeto, ao invés da validade do projeto em si. Entretanto, alguns pontos ainda apresentaram divergências contundentes em relação ao que se esperava, e isso inclui a indutância magnetizante, principal agente de magnetização da máquina.

As imprecisões geradas por variáveis intrínsecas ao material ou baseadas em iterações iniciais — como fatores de saturação de materiais e densidade de fluxo média nas diferentes regiões do ferro — representam desafios complexos no dimensionamento, criando divergências entre projetos analíticos e práticos. Para superar essas limitações, a abordagem via simulação multifísica é uma alternativa valiosa, permitindo ao projetista compreender empiricamente os fenômenos envolvidos e estabelecer pontos de partida mais assertivos para o desenvolvimento do projeto.

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS OBTIDOS NO ANSYS MAXWELL

Neste capítulo será realizada a análise do modelo do motor de indução estudado via simulações 2D através da plataforma AEDT, mais especificamente utilizando o *Ansys Maxwell*. A parte inicial desta etapa consiste em ajustar as configurações do modelo seguindo as parametrizações possíveis conforme descrito no item 2.4.2.1, seguido por um refinamento dos critérios de simulação como as malhas de elementos finitos e os passos de cálculo das equações diferenciais. Por fim, faz-se algumas análises de sensibilidade dos parâmetros físicos da máquina que geram impactos significativos nos resultados, objetivando verificar que a resposta do sistema computacional e da máquina real são semelhantes.

Como padrão, adotou-se que a simulação deve ter um tempo total de 500 ms, pois verificou-se que o sistema já está em regime permanente nessa condição e, as medições devem ser feitas sempre nos três últimos períodos de rede da simulação - entre 450 e 500 ms.

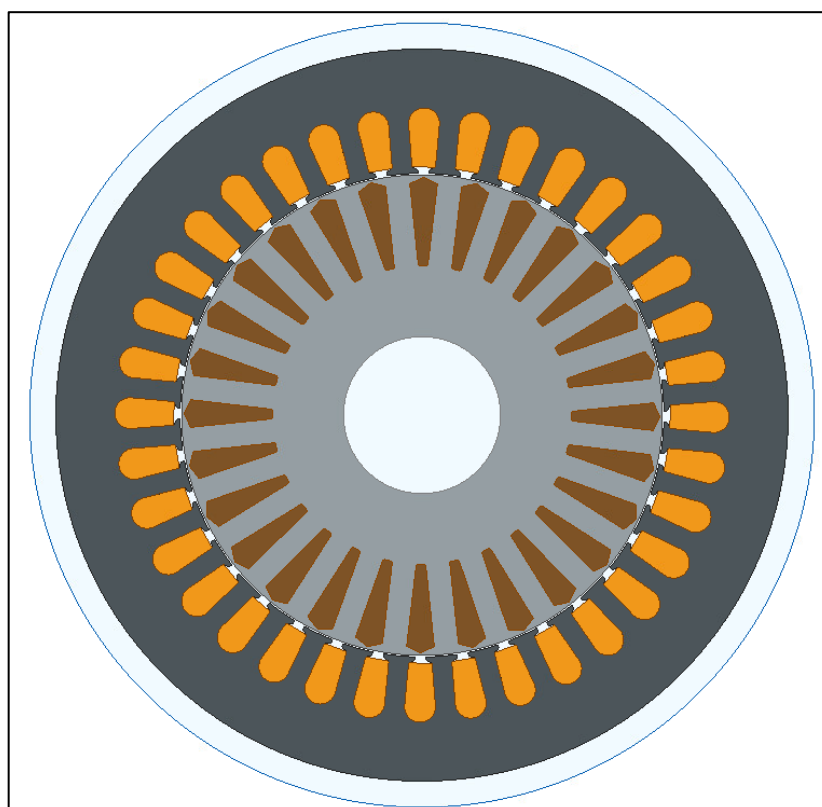
5.1 ESBOÇO DO MOTOR

Seguindo o critério adotado na introdução deste capítulo, a simulação consiste em múltiplos ajustes de parâmetros que criam o modelo virtual da estrutura física a ser estudada. A interface permite ao usuário apresentar o modelo da máquina através do esboço das suas formas. Logo, a primeira etapa consistiu em desenhar um modelo 2D da máquina inserindo as dimensões fornecidas pelo fabricante. A forma obtida é apresentada na Figura 20 e consiste na máquina elétrica trifásica com estator (cinza escuro), rotor (cinza claro), enrolamentos do estator (laranja), barras do rotor (marrom) e o eixo (branco no centro). Ressalta-se que a área azulada ao redor da máquina diz respeito à condição de fronteira imposta para que o programa limite o cálculo àquela região, evitando esforço computacional desnecessário.

Posteriormente, verificou-se que como se tratava de uma máquina de quatro polos, não seria necessário utilizar a estrutura completa para simulação, visto que o programa possibilita utilizar recursos de simetria. Essa alteração contribuiria para reduzir a carga de processamento dos cálculos e reduziria o tempo de simulação. Assim, verificou-se através da comparação feita na tabela do Anexo J, que é possível obter os mesmos resultados aplicando um fator de multiplicação para a simulação de

um quarto da máquina apenas. Cabe ressaltar que esse recurso pôde ser usado por se tratar de um motor de quatro polos e devido ao ajuste da posição das ranhuras, de modo que o quarto da máquina simulado contivesse um polo completo (três ranhuras de cada fase na sequência correta).

Figura 20 - Esboço em 2D do motor de indução



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

5.2 PARAMETRIZAÇÃO DA SIMULAÇÃO

Em função da simulação do comportamento do motor no *Ansys Maxwell* ser feita por meio de elementos finitos, determinados parâmetros e critérios adotados podem influenciar diretamente nos resultados. Por isso, é importante ajustar características de malha, de passo de cálculo e excitações de bobinas.

5.2.1 Passo de cálculo

Durante os testes simulados com o modelo de motor de indução desenvolvido, percebeu-se que alterações significativas no passo de cálculo (o programa usa o

termo do inglês *time step*) impactavam nos valores de correntes de fase (I_1), torque (T_{ele}) e velocidade (n) da máquina. Por isso, optou-se por realizar um breve estudo determinar um passo de cálculo que mitigasse os erros e garantisse rapidez de resolução. Sob um tempo total de simulação de 500 ms, construiu-se a Tabela 25 baseada em múltiplos inteiros do período (T) da tensão da rede e anotou-se a média entre as correntes de fase.

Tabela 25 - Análise para definição do passo de cálculo (função de T)

Passo	Tempo (ms)	I_1 (A)
0,5T	8,333	5,1647
0,1T	1,666	1,7258
0,01T	0,1666	1,7138
0,005T	0,0833	1,7169
0,001T	0,0166	1,7184

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Para verificar a variação entre duas condições de passo consecutivas, construiu-se a Tabela 26 que retrata os cenários considerados.

Tabela 26 - Análise da variação dos passos de cálculo

Condições	Diferença (abs.)	Diferença (%)
0,5T-0,1T	3,4389	199,3
0,1T-0,01T	0,0555	0,700
0,01T-0,005T	0,0008	0,181
0,005T-0,001T	0,0021	0,087

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Espera-se definir um passo que reflita alterações a partir da terceira casa decimal das variáveis de corrente, assim com os dados apresentados na Tabela 25 e mediante análise da variação feita na Tabela 26, conclui-se que há pouca variação entre os resultados dos últimos três itens, indicando que reduzir o passo de cálculo além de um centésimo do período da rede, ocasiona mudanças inferiores a unidade de miliampere (terceira casa após a vírgula) da corrente de fase e variações menores

que meio por cento. Com isso, adotou-se 0,01T como passo de cálculo das simulações.

5.2.2 Excitação das bobinas

Após a definição dos aspectos construtivos, fez-se o ajuste da excitação onde foi definida a tensão e resistência das bobinas, indutância das extremidades das bobinas e a polarização das ranhuras do estator bem como suas conexões, conforme a figura do Anexo K que apresenta a aba de ajuste da excitação das bobinas com seus respectivos valores.

Para que se pudesse comparar com os dados do ensaio, utilizou-se a ligação das fases em estrela alimentadas com valores eficazes de tensão de fase de 220 V e um ponto único de conexão dos neutros. O esquema de ligação está demonstrado no Anexo L.

Para esta configuração, utilizou-se as fases na seguinte configuração:

- Fase A com defasagem de 0° ;
- Fase B com defasagem de -120° em relação a fase A;
- Fase C com defasagem de -240° em relação a fase A.

Para a realização dos ensaios de circuito aberto e rotor bloqueado, estes parâmetros precisaram ser variados ao longo do tempo. Utilizou-se para isso a função “*Optimetrics*” do programa, que permite variar um parâmetro durante a simulação, realizando o processo análogo a alterar a tensão em uma fonte de bancada e medir os valores.

5.2.3 Definição dos materiais

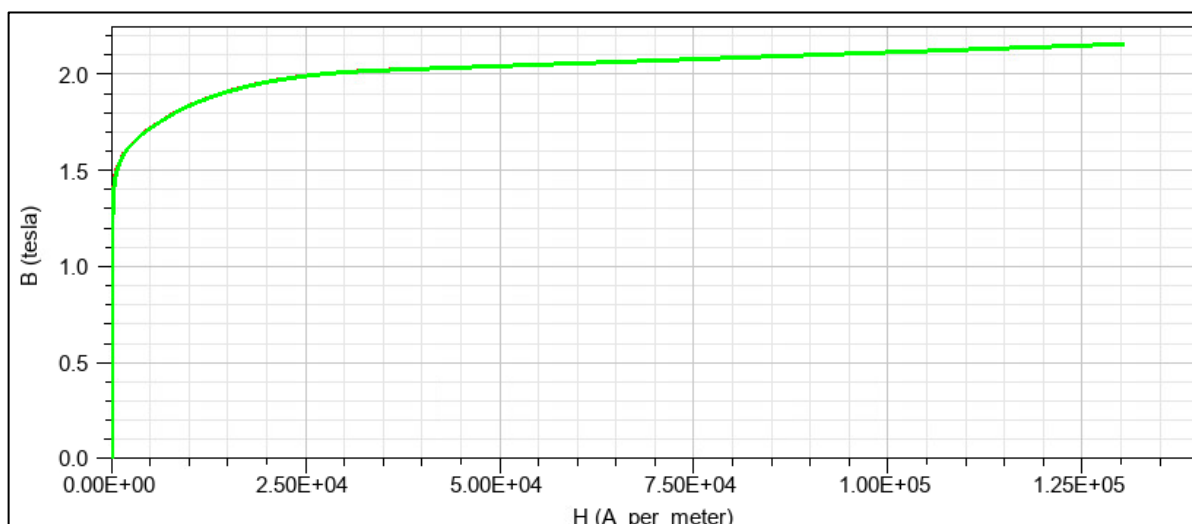
Tendo estabelecido condições de excitação das bobinas, adicionou-se as características dos materiais das estruturas em ferromagnético, do cobre das bobinas e das barras do rotor em alumínio. As características do cobre e do alumínio foram descritas na Tabela 2, enquanto as relacionadas às perdas do ferro foram abordadas na Tabela 3.

Em geral, quando se utiliza os materiais fornecidos pela base de dados do AEDT, eles apresentam propriedades genéricas do material em questão. Os exemplos como o cobre e o alumínio utilizados neste trabalho, detalham esse evento. Há

inúmeros tipos de cobre e alumínio, com ligas e conformações diferentes, no entanto as principais diferenças de um tipo para o outro tendem a ficar mais a cargo de suas propriedades mecânicas, não elétricas, o que gera pouco impacto na simulação.

Ao tratar do material ferromagnético de estator e rotor, o critério é mais complexo, visto que sua característica impacta diretamente na magnetização do motor. Dessa forma, além das características físicas e de perdas, precisa-se determinar sua curva de magnetização – ou curva BH – para que simulação reflita o comportamento mais próximo possível do material original. Assim, fazendo uso dos dados obtidos em [25], criou-se através da interpolação dos pontos, a curva BH do ferro como mostra a Figura 21.

Figura 21 - Curva BH do material magnético 470-50

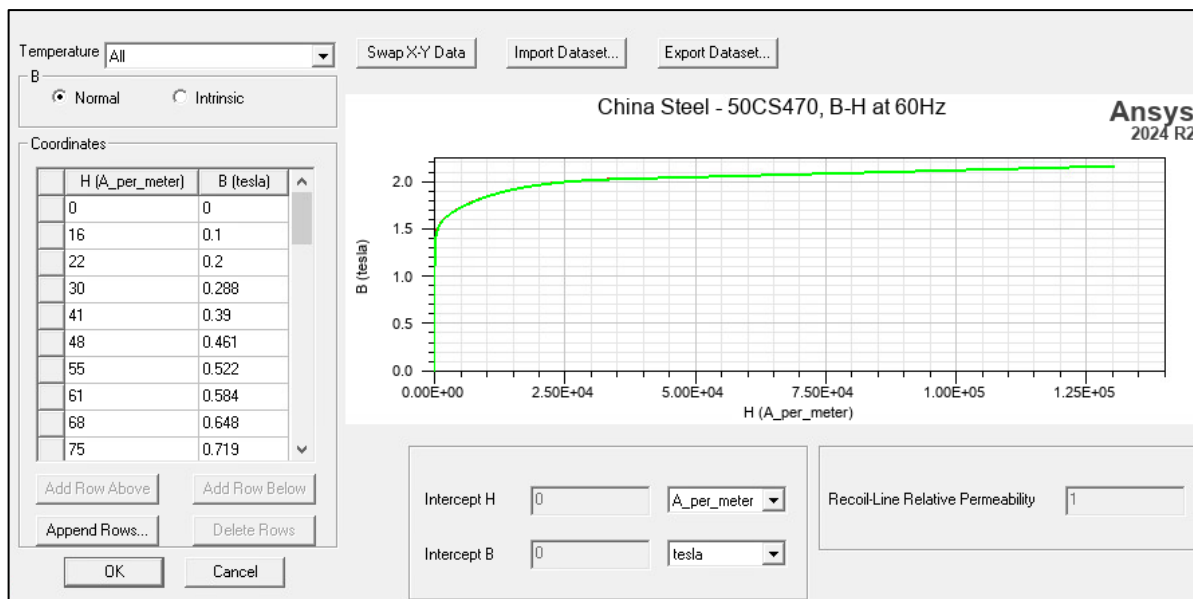


Fonte: adaptado de [25]

Os detalhes de como esta curva BH é inserida na interface do *Ansys Maxwell* podem ser compreendidos melhor verificando a Figura 22.

Além dos detalhes da máquina, há maneiras de ajustar a carga que o motor estará acoplado para simular, possibilitando realizar variações na carga, realizar testes a vazio e de rotor bloqueado, entre outros. Em geral, para as análises generalizadas que não exijam carga, utilizou-se a configuração mostrada no Figura 23, com torque de carga (do inglês *Load Torque*) nulo.

Figura 22 - Inserção da curva BH do material magnético no Ansys Maxwell



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Figura 23 - Configuração da aba "Motion Setup" para simulações gerais

Motion Setup

Type | Data | Mechanical

☒ Consider Mechanical Transient

Initial Angular Velocity: 1800 rpm

Moment of Inertia: 0.0049 kg m²

Damping: 0.000903578 N-m-sec/rad

Load Torque: 0

Calculate

OK Cancel

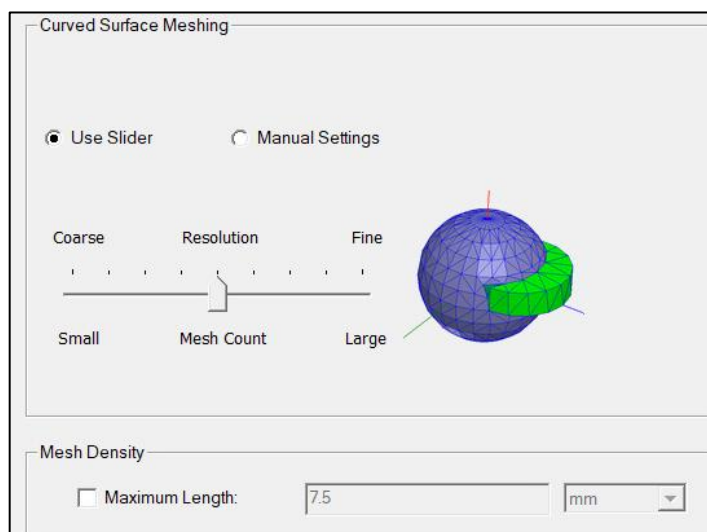
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

5.2.4 Estudo da malha

Sabe-se que um dos critérios mais importantes para uma simulação pelo método elementos finitos é a malha de simulação. Inicialmente as simulações foram realizadas aderindo-se à malha gerada automaticamente pelo programa, a qual já estava com uma qualidade boa, entretanto como esse é um detalhe fundamental para os resultados, fez-se algumas análises para se definir a melhor opção de malha.

A figura apresentada no Figura 24 mostra a interface que permite ajustar a resolução da malha com relação ao tamanho de seus elementos. Ao deslizar a barra com o cursor, pode-se aumentar ou diminuir a qualidade da malha.

Figura 24 - Configuração de resolução da malha de simulação



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Na Tabela 27 são apresentadas as condições para a definição: ajustada automaticamente pelo programa ("*Resolution*"), um nível abaixo e um nível acima. Para cada condição foi feita a análise de forma análoga a do passo de cálculo (item 5.2.1).

Com base nos valores obtidos na Tabela 27, entende-se que as alterações no tamanho e quantidade de elementos da malha interferem diretamente no resultado, visto que promovem um detalhamento maior das regiões cujos efeitos impactam com mais intensidade no funcionamento da máquina. Embora fosse adequado utilizar elementos com menor tamanho e em maior quantidade possível, a capacidade

computacional exige certos ajustes, uma vez que o custo-benefício entre qualidade do resultado e tempo utilizado não compensa.

Tabela 27 – Estudo de qualidade da malha

Qualidade	I_1 (A)	n (rpm)	T_{ele} (Nm)
Nível abaixo	1,7129	1798,821	0,1908
Nível normal	1,7138	1799,760	0,1863
Nível acima	1,6999	1799,710	0,1206

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Por isso, adotou-se uma qualidade de malha normal que já ofereceu resultados muito bons com um processamento relativamente rápido.

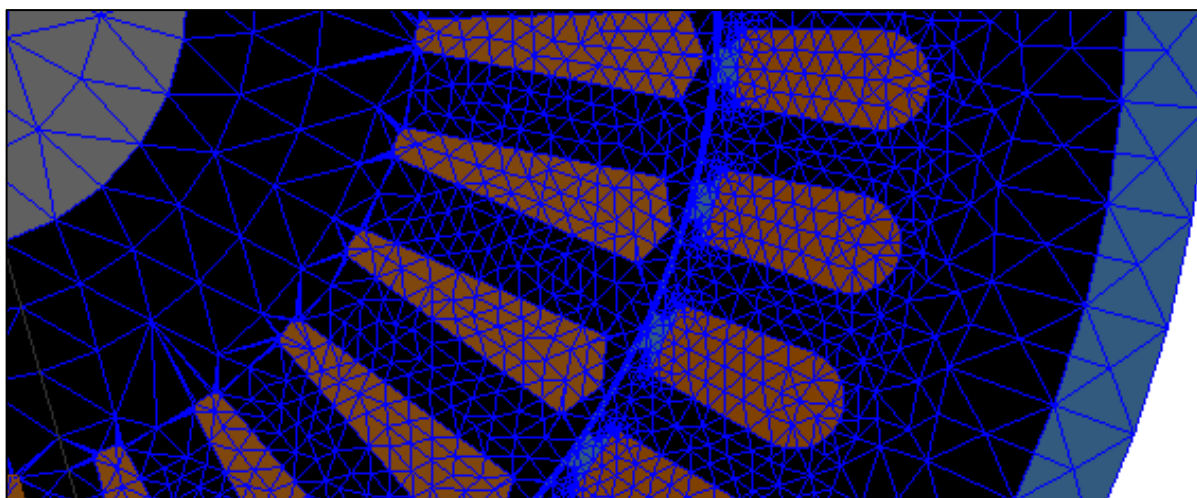
No esboço 2D do motor, há regiões de maior relevância, as quais geram grande impacto nos resultados, enquanto há outras que sofrem pouca excitação ou chegam a nem sofrer excitação – causando menos impacto. Por isso, é necessário definir separadamente a característica da malha em cada uma dessas partes do desenho para que se obtenha resultados mais concisos e evite-se sobrecarregar o processamento computacional para resolver os cálculos.

O critério adotado para a definição da malha apresentada em recorte na Figura 25 levou em conta excepcionalmente a relevância do fluxo magnético que circula na região do entreferro e das ranhuras de estator e rotor. Como a atividade é intensa nessa faixa radial da máquina, adotou-se maior número de elementos e com tamanhos reduzidos para obter mais detalhes nesta região de maior interesse. Enquanto isso, as regiões periféricas do estator, região interna do rotor e o eixo são locais em que há pouca atividade magnética comparados às proximidades do entreferro, motivo pelo qual foram utilizados elementos maiores e em menor quantidade, visto que o detalhamento nessas regiões não causaria prejuízos conclusivos nos resultados.

Os fatores citados no parágrafo anterior, somados a análise de sensibilidade apresentada na Tabela 27, indicam que a malha é adequada para este estudo.

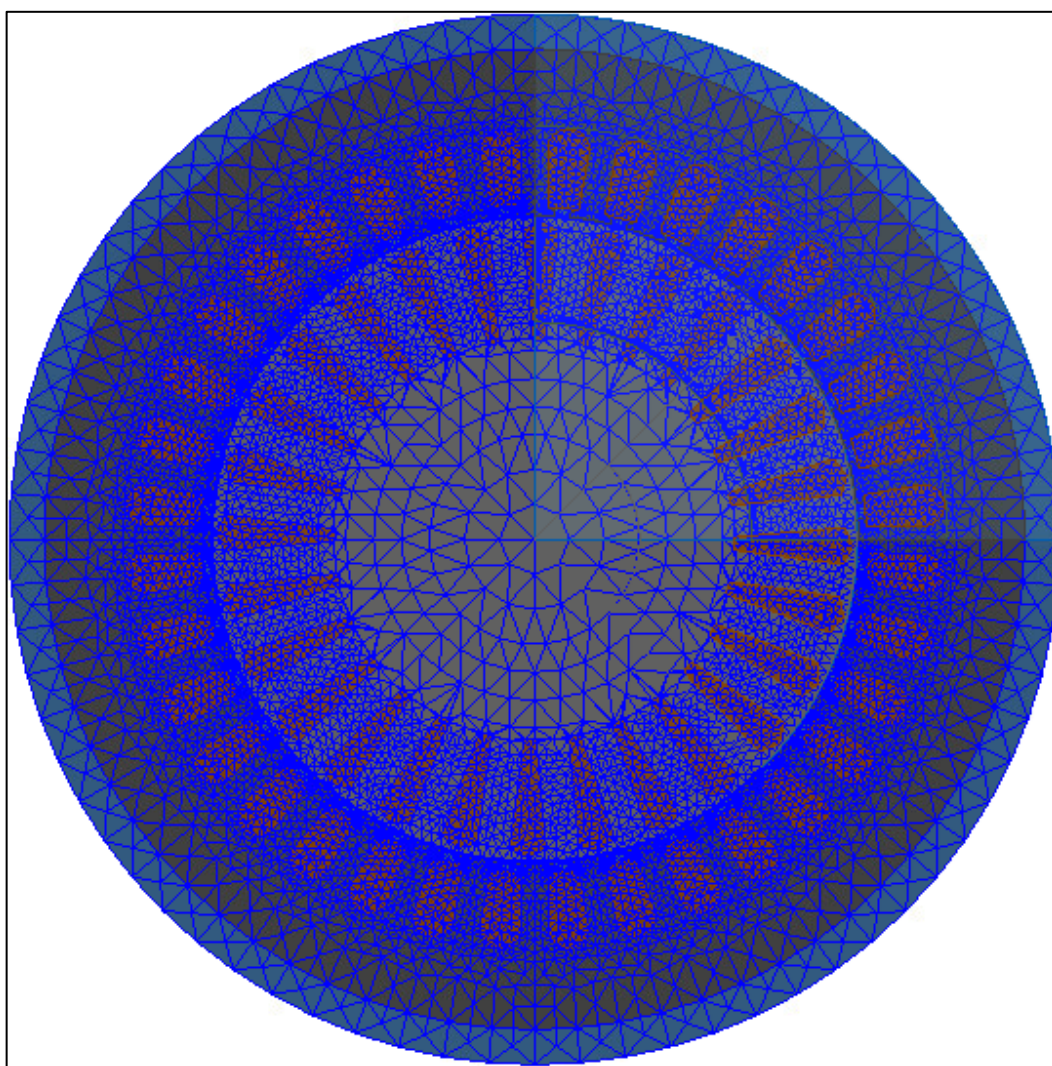
A malha de elementos finitos completa é apresentada no Figura 26.

Figura 25 - Malha de elementos finitos detalhada



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Figura 26 - Malha de elementos finitos completa da simulação



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

5.2.5 Análise de sensibilidade da indutância das cabeças de bobina

Como explicado no item 3.2.12, os enrolamentos possuem uma parcela de seu comprimento fora da região que possui ferro, a qual gera uma indutância de dispersão pequena nas extremidades, que pode gerar impactos ou não nos resultados. Como esse parâmetro pode ser adicionado na interface do programa e considerado junto aos cálculos, é importante verificar o efeito que ele causa de modo a concluir se deve ou não ser uma preocupação no momento do projeto utilizando a ferramenta.

Para executar esse teste, foi obtido o valor da indutância teórica das extremidades de bobina através da resolução da equação (3.127) dada em (4.87). Com base neste valor definido, fez-se um estudo aumentando e diminuindo essa indutância, anotando o valor da média das correntes de fase (I_1) obtidas em cada caso, conforme Tabela 28.

Tabela 28 - Análise de sensibilidade da indutância de extremidade de bobina

Indutância teórica calculada (L_{cb})		3,466 mH
Fator	Indutância (mH)	Corrente de fase I_1 (A)
0,01 L_{cb}	0,03466	1,7646
0,1 L_{cb}	0,3466	1,7594
1 L_{cb}	3,466	1,7138
10 L_{cb}	34,66	1,4343
100 L_{cb}	346,6	0,8060

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

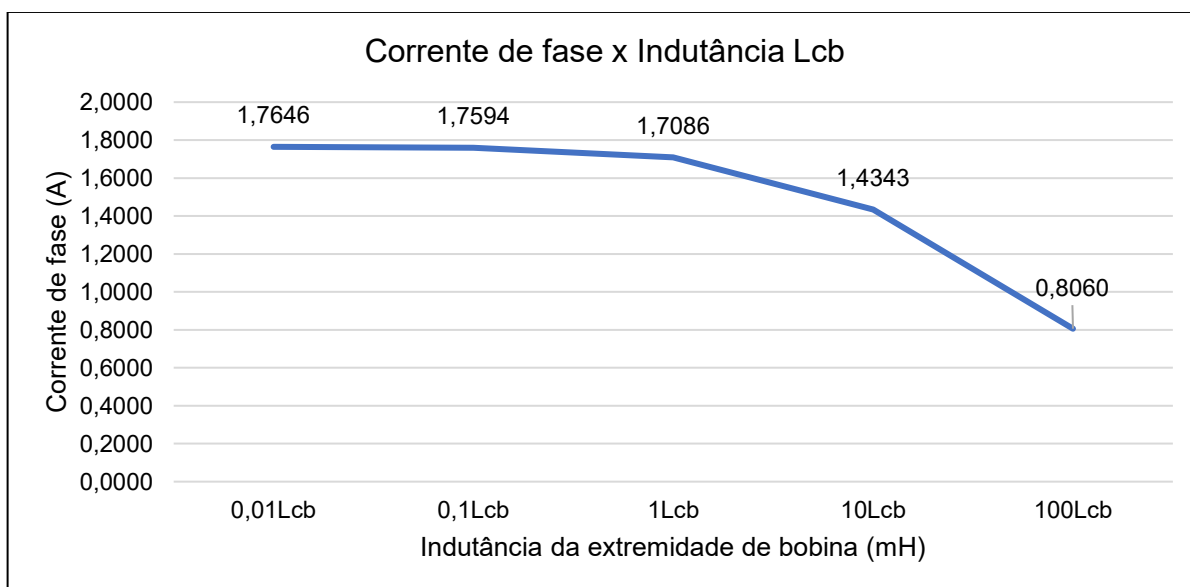
Verificou-se que o aumento gradativo da indutância a cada década implicou em reduções no valor da corrente de fase produzida no estator. O fato interessante desta análise fica mais nítido quando a evolução é vista a partir do Gráfico 1.

O comportamento exponencial decrescente observado no Gráfico 1 revela um comportamento que pode ser facilmente compreendido por uma análise do circuito equivalente da máquina. Na Figura 7, é apresentado o circuito equivalente a vazio do motor de indução, formado pela resistência R_1 e pelas reatâncias X_1 e X_m , além da tensão de alimentação V_1 . Para esse caso, sabe-se que a tensão aplicada nos terminais é dividida entre as três impedâncias citadas, sendo que normalmente a

reatância magnetizante X_m representa a maior impedância e acaba consumindo maior corrente produzir fluxo magnético no entreferro.

A indutância L_{cb} , como se trata de uma parcela de impedância que não magnetiza o sistema, acaba fazendo parte das parcelas de dispersão que, no caso do estator, são representadas por X_1 , logo essa reatância é influenciada pela indutância da cabeça de bobina. Assim, ao elevar o valor dessa indutância como no Gráfico 1, aumenta-se a reatância de dispersão, com isso a tensão no ramo de magnetização acaba sendo reduzida, juntamente com o fluxo magnético e a corrente do sistema. Por isso, vê-se um grande decréscimo da corrente de fase ao alterar o valor de $1L_{cb}$ para $100L_{cb}$.

Gráfico 1 - Corrente de fase em função do da indutância L_{cb}



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Em geral, a indutância L_{cb} é extremamente baixa em comparação com a indutância magnetizante, assim ela não deve causar distúrbios grandes no circuito. Para o ajuste do parâmetro no *Ansys Maxwell*, é relevante que se ajuste o valor pelo menos cem vezes menor que a indutância magnetizante calculada em um primeiro momento de teste. Em simulações mais detalhadas, o valor dela deve estar bem ajustado para não alterar a magnetização do motor.

5.2.6 Análise de sensibilidade do entreferro

O entreferro corresponde a região de ar entre o estator e rotor de um motor elétrico. Como não é feito de um material condutor, acaba atuando como uma espécie de resistência (neste caso, relutância) à passagem do fluxo magnético [19]. Por isso, à medida que se aumenta a espessura do entreferro, reduz-se sua permeância (equivalente magnético da condutância) e dificulta-se a passagem do fluxo magnético conforme equação dada em [25].

A influência da alteração da dimensão do entreferro pode ser vista diretamente no valor da corrente de fase, uma vez que ao aumentar seu tamanho, aumenta-se sua relutância. Isso exige maior fluxo magnético para atravessar a relutância e, como o fluxo é diretamente proporcional à corrente do estator, o aumento do entreferro deve refletir diretamente no aumento dessa corrente.

Ressalta-se que os motores elétricos não possuem o valor do entreferro exatamente igual ao valor dimensionado. Os processos de fabricação envolvendo a estamparia das chapas é feito a partir de fundições e usinagens, o que naturalmente carrega um valor de tolerância definido pelos fabricantes para cada tipo de máquina. Além disso, para estabelecimentos de rebobinagem e demais oficinas que façam manutenções em motores elétricos, a norma NBR16.929/2021 permite que motores pequenos sofram alteração de no máximo 10% no entreferro.

Dessa forma, na tentativa de alcançar valores mais próximos ao nominal, propôs-se adotar um valor de entreferro considerando uma tolerância, assim foi promovido um aumento de 10% no valor do entreferro definido na Tabela 14, passando-o de 0,3 mm para 0,33 mm. Para isso, fez-se a análise de sensibilidade da Tabela 29 de modo a verificar o impacto dessa alteração nos valores das correntes de fase (I_1).

Tabela 29 - Análise de sensibilidade do entreferro do motor

Entreferro (mm)	I_1 – fase A (A)	I_1 – fase B (A)	I_1 – fase C (A)
0,30	1,5972	1,6023	1,6010
0,31	1,6333	1,6371	1,6379
0,32	1,6698	1,6748	1,6741
0,33	1,7117	1,7151	1,7147

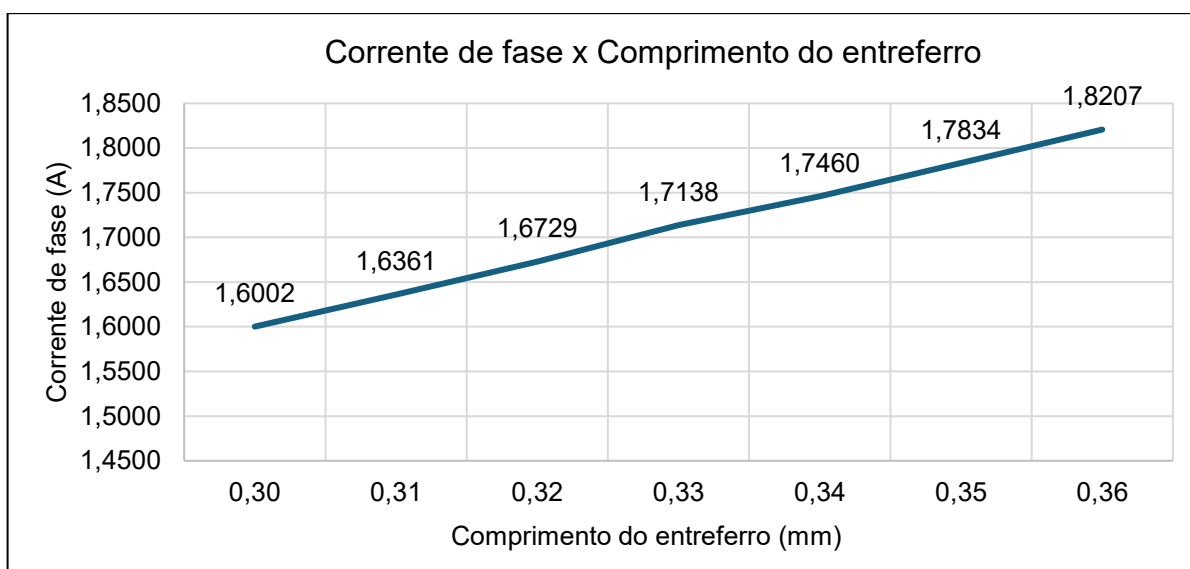
Entreferro (mm)	I_1 – fase A (A)	I_1 – fase B (A)	I_1 – fase C (A)
0,34	1,7429	1,7467	1,7485
0,35	1,7814	1,7849	1,7839
0,36	1,8181	1,8216	1,8223

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Utilizando os dados elencados na Tabela 29, construiu-se o Gráfico 2 que demonstra a evolução da média da corrente das fases em função dos entreferros.

Observa-se que Gráfico 2 mostra uma evolução linear da corrente, indicando que a relutância do entreferro impacta diretamente no valor da corrente, de modo que ao aumentar sua dimensão, aumenta-se a corrente até que haja saturação do sistema.

Gráfico 2 - Corrente de fase em função do comprimento do entreferro



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

5.2.7 Análise de sensibilidade do fator de empilhamento de chapas

Uma das etapas da modelagem da estrutura do motor diz respeito aos materiais que compõem a máquina. Como já citado, o material ferromagnético possui grande relevância em função de ser o meio pelo qual o fluxo magnético deve circular.

Em geral, máquinas elétricas e transformadores utilizam núcleos compostos por chapas de ferro laminadas ao invés de núcleos sólidos. Essa estratégia se deve ao efeito causado por correntes de Foucault (ou correntes de borda) em função da espessura do material. Assim, utilizar chapas laminadas compactadas reduz esse

efeito de perdas [22]. Em contrapartida, a laminação oferece uma pequena parcela de redução da área do núcleo que efetivamente é utilizada, devido ao isolamento elétrico entre as chapas e o mínimo espaçamento que pode haver entre elas. Essa relação entre a área efetiva e a área física das lâminas gera um fator de empilhamento (do inglês “*stacking factor*”, como é chamado no *Ansys Maxwell*), que pode ser definido numericamente como pode ser visto na interface de ajustes do material magnético mostrada na Figura 27.

Figura 27 - Parâmetros do material ferromagnético 470-50 no Ansys Maxwell

Name	Type	Value	Units
Relative Permeability	Nonlinear	B-H Curve...	
Bulk Conductivity	Simple	3185165	siemens/m
Magnetic Coercivity	Vector		
- Magnitude	Vector Mag	0	A_per_meter
- X Component	Unit Vector	1	
- Y Component	Unit Vector	0	
- Z Component	Unit Vector	0	
Core Loss Model		Electrical Steel	w/m^3
- Kh	Simple	123.3312	
- Kc	Simple	1.3098	
- Ke	Simple	11.9884	
- Y	Simple	2	
- Kdc	Simple	0	
- Equiv. Cut Depth	Simple	0.001	meter
Mass Density	Simple	7700	kg/m^3
Composition		Lamination	
- Stacking Factor	Simple	0.94	
- Stacking Direction		V[3]	
Young's Modulus	Simple	210000000000	N/m^2
Poisson's Ratio	Simple	0.3	
Magnetostriction	Custom	Edit...	
Inverse Magnetostriction	Custom	Edit...	

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Em geral, o fator de empilhamento costuma ficar entre 0,94 e 0,96, sendo ajustado automaticamente pelo programa em 0,95. Ao simular, verificou-se que este parâmetro pode alterar o valor final de fase das correntes do estator, uma vez que um fator menor exige maior excitação do sistema para compensar a redução da área efetiva do núcleo. Dessa forma, fez-se necessário estudar mais detalhadamente o impacto gerado por esse fator, logo foi testado o motor com valores de empilhamento que variaram entre 0,94 e 0,96 a um passo de 0,005 conforme Tabela 30.

Como esperado, a corrente no estator se mostrou mais alta com um fator de empilhamento superior, decaindo conforme se aumenta o fator. Construiu-se com os

dados da Tabela 30, o Gráfico 3, que mostra uma evolução linear da corrente de fase em função da variação do fator.

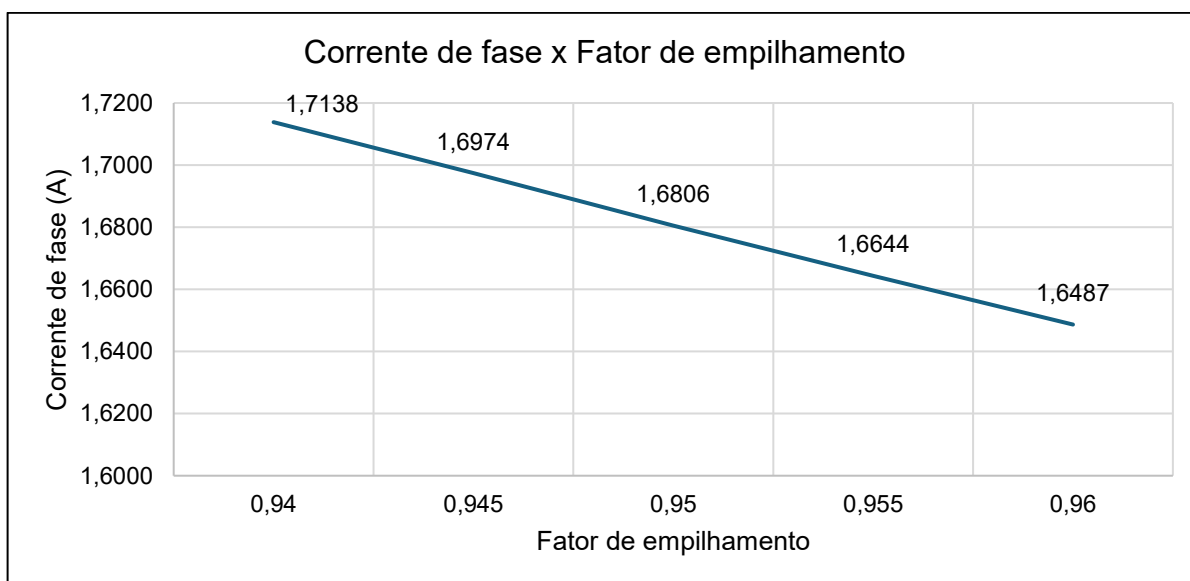
No entanto, ao ajustar o valor do fator empilhamento como uma unidade, a corrente atinge um patamar limite que, logicamente, tem valor igual ao de um material parametrizado como sólido, como é possível no estudo apresentado na tabela do

Tabela 30 - Análise de sensibilidade do fator de empilhamento

Fator de empilhamento	I_1 – fase A (A)	I_1 – fase B (A)	I_1 – fase C (A)
0,940	1,7117	1,7151	1,7147
0,945	1,6953	1,6985	1,6984
0,950	1,6789	1,6813	1,6815
0,955	1,6630	1,6651	1,6651
0,960	1,6473	1,6491	1,6496

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Gráfico 3 - Corrente de fase no estator em função do fator de empilhamento



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Apêndice A, onde são apresentadas duas condições virtualmente iguais, cujos resultados confirmam a ideia abordada.

Como este parâmetro é complexo de medir, exigindo equipamentos especializados, definiu-se o pior caso para as simulações, assim o fator de empilhamento utilizado foi de 0,94.

5.3 TESTES GERAIS DE CARGA

Este item busca trazer análises mais generalizadas do funcionamento do motor sob as três condições principais de carga de operação: sem carga, com carga nominal e variando a carga. Por meio do *Ansys Maxwell*, torna-se mais simples realizar esses testes, visto que é possível determinar com precisão a parcela da carga que se deseja aplicar ao eixo utilizando um parâmetro percentual que multiplica o torque nominal.

5.3.1 Teste sem carga ou a vazio

Este teste consiste em acionar o motor de forma direta sem nenhuma carga acoplada ao eixo. A única resistência ao movimento deixada em forma de parâmetro é o momento de inércia, que representa o esforço mecânico gerado pela estrutura da máquina como atrito das peças, rolamentos, mancais e o próprio escorregamento.

O ensaio a vazio tratado no item 5.4.1 possui a mesma configuração deste teste, assim os dados utilizados naquela etapa serão obtidos a partir desta. Durante algumas avaliações, notou-se que o sistema apresentava instabilidades quando partido da inércia, assim optou-se por iniciar sua operação em rotação nominal síncrona (1800 rpm) e verificar os resultados de regime permanente, que coincidiam com os resultados para uma partida da inércia.

A Tabela 31 apresenta o resumo das principais informações do teste a vazio.

Em geral, o ponto principal a ser analisado nesta tabela se trata da média das correntes de fase que resultou em aproximadamente 1,71 A. Sabe-se que a corrente teórica a vazio informada pelo fabricante é de 1,92 A, ou seja, 10,73% a mais que o encontrado na simulação. No entanto, o fabricante também informa que ela pode variar entre 1,57 e 2,36 A, uma vez que por se tratar de um motor pequeno, pequenas oscilações de carga a vazio geram impactos significativos nos valores de corrente, que tem boa parte de sua magnitude encarregada da magnetização da máquina.

Tabela 31 – Resumo do teste a vazio

Corrente de fase (A)	Velocidade (rpm)	Torque (Nm)
1,714	1799,7604	0,1863

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

O resultado encontrado na simulação retrata com perfeição as não idealidades que o programa ainda não conseguiu detalhar, seja por falta de parâmetros que ainda podem ser ajustados e necessitam de mais entendimento, ou por questões que a multifísica ainda não consegue lidar, visto que por se tratar de um sistema complexo, é praticamente impossível representar tudo matematicamente.

Os gráficos trazem um comportamento característico da máquina de indução para as variáveis estudadas. No Anexo N, tem-se as correntes de fase apresentando picos de magnitude elevada na partida por se tratar de um acionamento direto, seguido de uma estabilização em regime permanente alcançando valores próximos de 1,71 A e mantendo-se defasadas umas das outras de modo a produzir o campo girante no estator.

No Anexo O é mostrada a curva de velocidade, a qual partindo do repouso, alcança um valor bem próximo da velocidade síncrona, como era esperado na simulação. Essa diferença é dada em função das perdas rotacionais da máquina que a impedem de atingir o sincronismo. Na prática, se a máquina alcançar o sincronismo, ela não girará visto que violará o princípio da lei de Faraday.

Por fim, no Anexo P está representada a curva de torque. Ela representa melhor o estado transiente deste motor, onde são vistas grandes oscilações até que o sistema comece a entrar em regime permanente e estabilizar. As oscilações representam uma soma de transientes da máquina e do programa, logo não é possível afirmar que ele representa o comportamento físico real. Já a estabilização, ocorre em valores próximos de zero, já que após a estabilização da rotação, o torque só precisa suprir as perdas rotacionais do motor que são mínimas e, portanto, próximas de zero.

5.3.2 Teste com carga nominal

O teste com carga nominal, como o próprio nome sugere, é feito aplicando o torque nominal indicado pelo fabricante no eixo da máquina, incluindo fator de amortecimento estimado.

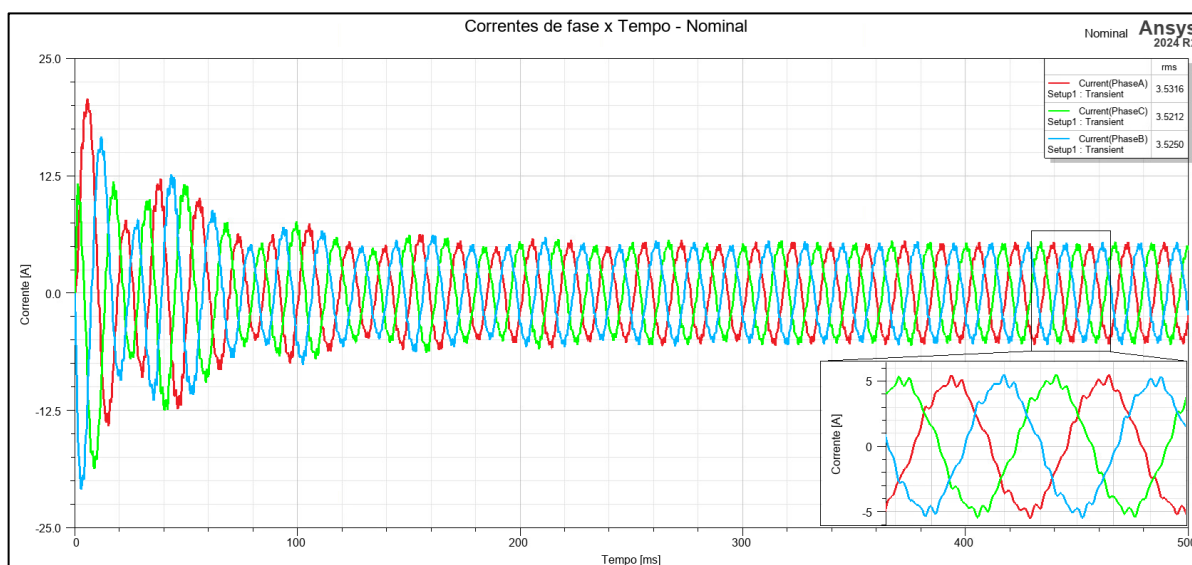
O sistema foi alimentado com tensão trifásica (220 Vrms de fase), frequência de 60 Hz e o torque de carga ajustado foi de 8,232 Nm.

Com isso, obteve-se os resultados esperados para as curvas do motor. Na Figura 28, foram apresentadas as correntes de fase do estator, as quais apresentaram os seguintes valores eficazes:

- Fase A = 3,5316 A;
- Fase B = 3,5212 A;
- Fase C = 3,5250 A.

A folha de dados sugere que o valor da corrente de fase para a condição de carga nominal é de 3,47 A.

Figura 28 - Curvas das correntes de fase x tempo - Carga nominal



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

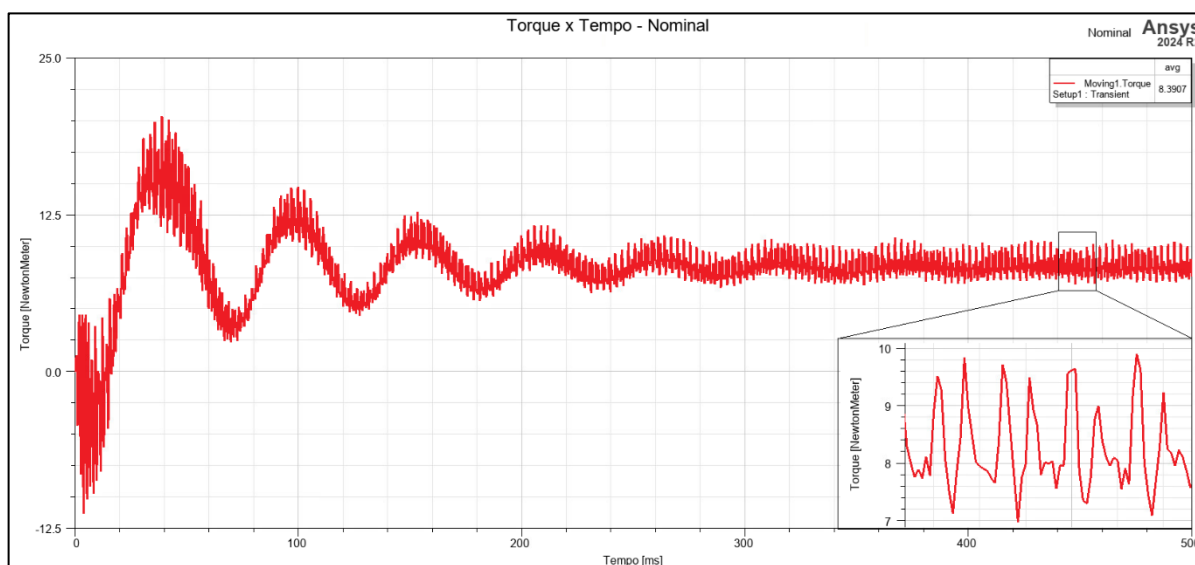
Fazendo-se a média aritmética das três fases, chega-se a 3,526 A, ou seja, a aproximadamente 1,59% acima do valor esperado. Essa diferença se deve a integração das perdas feitas pelo programa que inviavelmente chegam ao valor exato das perdas reais da máquina.

Nota-se que a corrente de partida fica para a fase A tem um pico relativamente baixo, quando se esperava uma corrente de partida alta. Isso se deve ao método utilizado para simular, que exigiu partir o motor com velocidade próxima a nominal. Ao simular partindo do zero, a ferramenta começou a apresentar inconsistências e saturações inexplicadas. Dessa forma, partindo com velocidades altas, o sistema convergiu com correntes em regime permanente apresentando um erro de 1,6% em relação a folha de dados, porém perdendo parte da característica de partida.

O torque encontrado no regime permanente também se mostra coerente com o valor fornecido na folha de dados do motor. Conforme a Figura 29, o torque simulado foi 8,3907 Nm, cerca de 1,92% maior que a informação do fabricante.

Em geral, nota-se bastante oscilações durante todo o ciclo da simulação. Embora a presença da oscilação seja normal, visto que o sistema não reage de forma constante a todos os distúrbios e fenômenos que ocorrem, a oscilação excessiva nos primeiros instantes durante o período transitório não diz respeito somente aos efeitos físicos do motor.

Figura 29 - Curva de torque x tempo - Carga nominal



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Parte dessa pulsação advém do próprio programa ao solucionar as equações diferenciais. Nos instantes em que ele interpreta o motor partindo, com valores de corrente mais altos, ele responde a esse degrau tanto como máquina quanto como calculadora. Em regime permanente o comportamento é aceitável.

A velocidade em regime permanente estabilizou em 1742,075 rpm como pode ser observado na Figura 31. Considerando que o valor informado pelo fabricante foi de 1740 rpm, verifica-se que foi obtido um erro de 0,12%. Em geral, a velocidade fica oscilando brevemente por mais alguns instantes até que se ajuste no seu valor final, no entanto com o tempo de simulação adotado, a variação já alcançava a terceira casa decimal, ou seja, não causaria alterações nos resultados que se desejava obter. Além dos critérios mais gerais como corrente, velocidade e torque, estudou-se brevemente também a ação do campo magnético girante entre estator e rotor. O

gráfico contendo o motor inteiro com as linhas de fluxo magnético e densidade de fluxo na íntegra, foi apresentado no Figura 30.

Ele ilustra com clareza a presença de quatro regiões bem distinguíveis pela sua cor esverdeada que possuem maior densidade de fluxo magnético no instante em que foi obtida a imagem. Estas regiões representam os quatro polos da máquina e são caracterizados por sua posição defasada de noventa graus entre cada um. Ao alterar o instante da simulação, estes polos se deslocam ao longo de toda a circunferência do motor e dão origem ao que é conhecido como campo girante, graças a forma como são polarizadas e excitadas as bobinas.

Ainda na Figura 30, verifica-se que as partes verdes dos polos apresentam densidades de fluxo entre 1 e 1,9 T. No item 3.2.2.2, foram elencados valores considerados normais de densidade de fluxo para cada região do motor e, como citado, as regiões de coroa e dentes do estator em geral apresentaram valores coerentes, embora o gráfico apresente somente um instante do período.

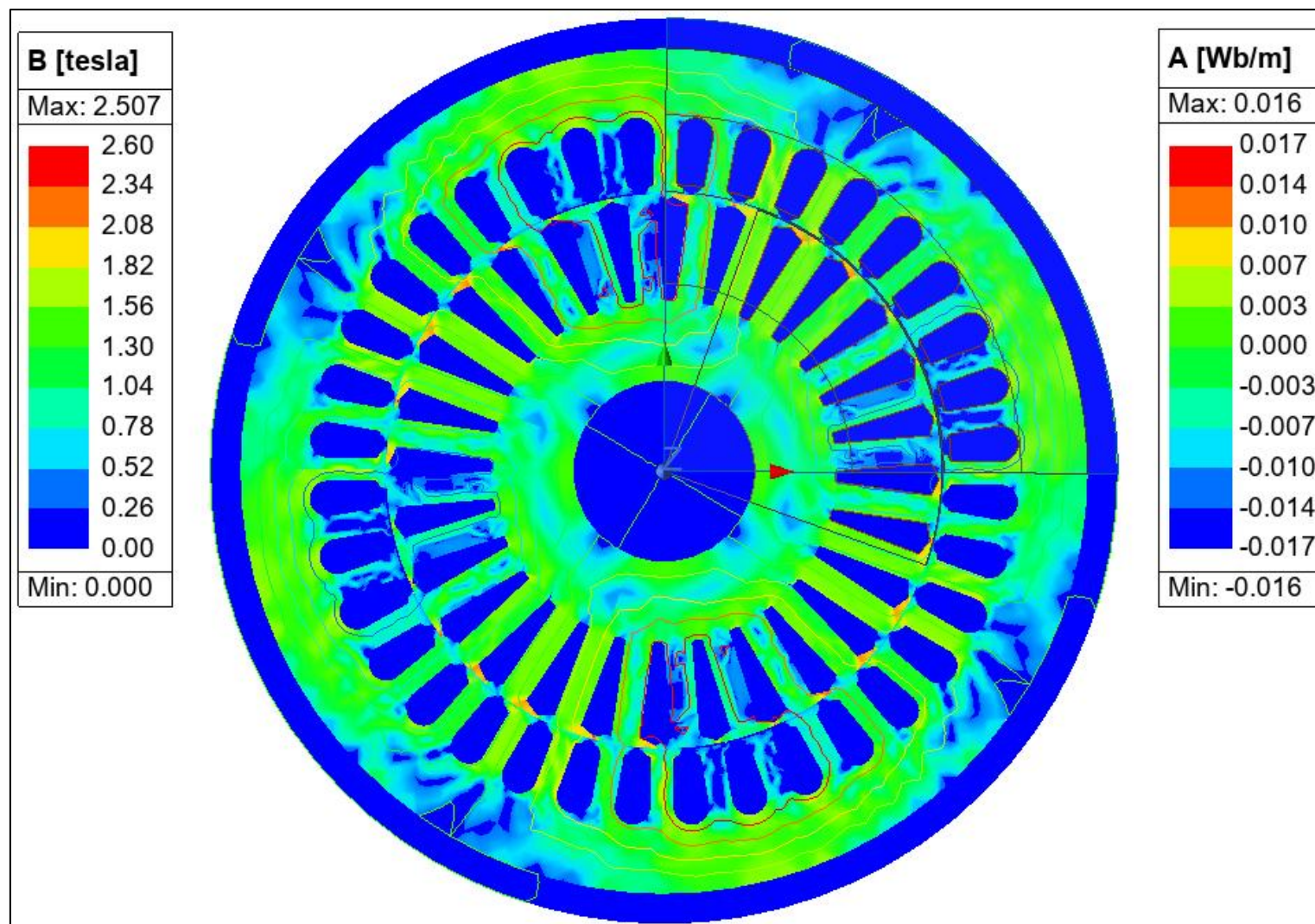
Como já discutido, a atividade magnética entre estator e rotor se deve graças a presença da relutância gerada pelo entreferro de ar. Como esperado, os pontos (embora bem específicos) de maior densidade de fluxo magnético se localizaram nos dentes dos estator bem próximos ao entreferro como pode ser visto na Figura 32. De acordo com o diagrama de cores da Figura 30, a densidade de fluxo alcança valores de 2,5 T em regiões como esta.

O valor expressivo nos pontos vermelhos se deve especialmente ao excesso de fluxo que atravessa a região de ferro com uma área pequena. Quando ele atravessa o entreferro buscar induzir tensão nas barras do rotor, o caminho de menor relutância é o que possui menor área, assim a passagem desse fluxo magnético por essa região satura o ferro, elevando os valores de densidade de fluxo.

Nas demais regiões (em verde), a área de ferro é maior, logo o fluxo se distribui mais uniformemente sem alcançar pontos de saturação.

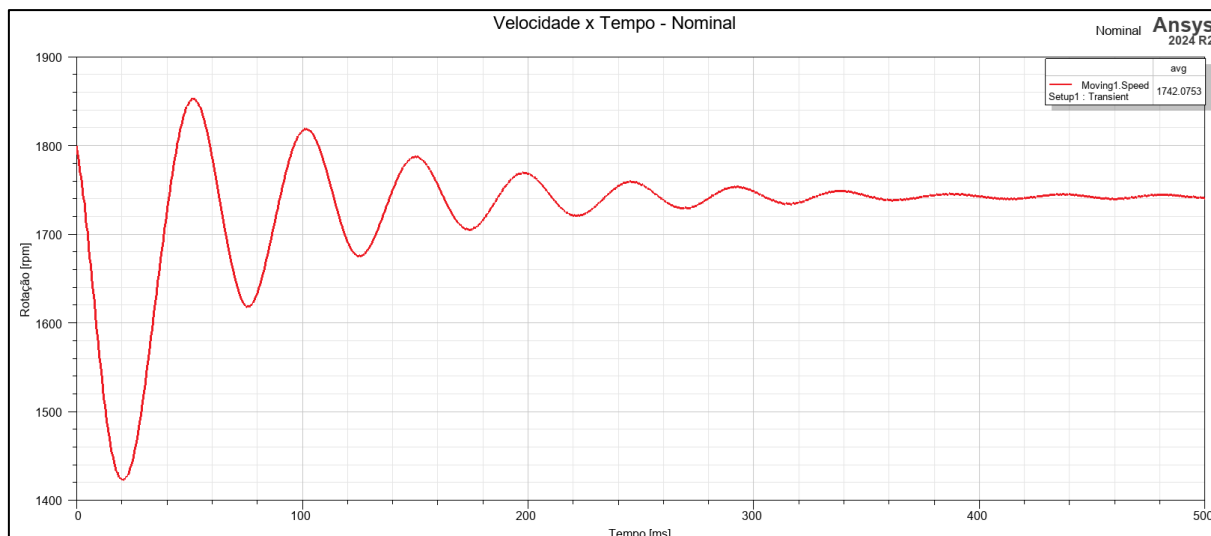
Observando a Figura 30, também é possível identificar as linhas de fluxo magnético que circulam nas regiões polares. Elas indicam o caminho do fluxo a cada instante. É possível perceber que elas perpassam o entreferro e as colunas das ranhuras em pontos que a densidade de fluxo também se apresenta alta, denotando justamente esse comportamento. Além do mais, a região central das linhas possui baixa densidade de fluxo magnético, visto que é o centro do polo e, portanto, fica sujeita a um fluxo ao seu redor apenas.

Figura 30 - Gráfico de densidade de fluxo magnético e das linhas de fluxo magnético no motor



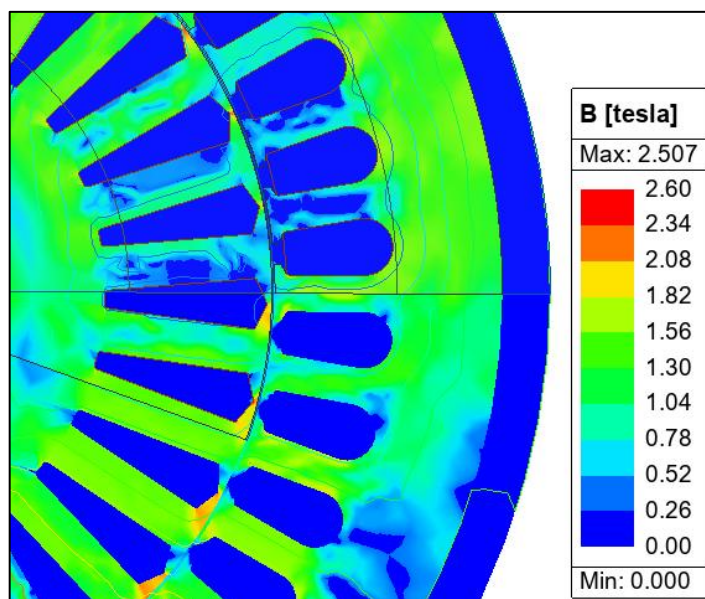
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Figura 31 - Curva de velocidade x tempo - Carga nominal



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Figura 32 - Densidade de fluxo magnético nas ranhuras e entreferro



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Um último ponto de destaque nesse teste é quanto a potência obtida no eixo. Utilizando a equação (3.25) e os dados do *Ansys Maxwell*, alcançou-se 1528,56 W, apenas 1,9% acima da potência nominal de saída dada pelo fabricante, enquanto que a potência ativa total de entrada ficou em 1810,9 W, apenas 1,62% acima da potência ativa de entrada (P_{in}) calculada no item 4.4 com base nos dados da placa do motor.

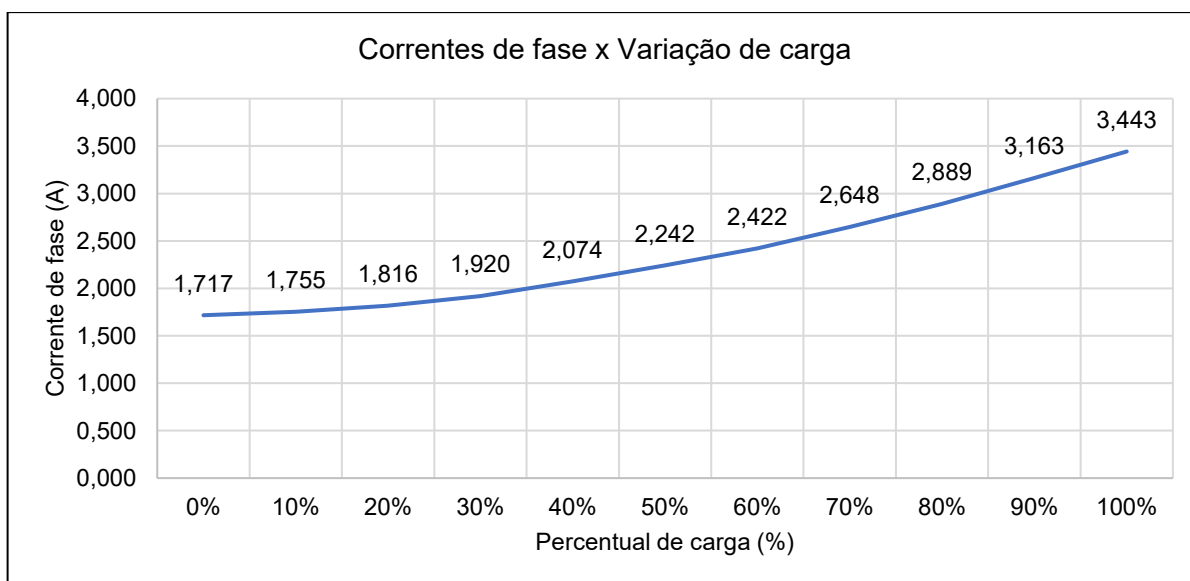
5.3.3 Teste com variação de carga

O teste de variação de carga é realizado com o intuito de observar o comportamento da máquina elétrica sob diversas condições de força sendo exercidas junto ao seu eixo.

Busca-se comparar as correntes de fase, a velocidade e o torque gerados para cada condição de carga abordada. As curvas das correntes (Anexo Q), da velocidade (Anexo R) e do torque (Anexo S) são esboçadas para a parte final da simulação já em regime permanente, apresentando somente oscilações geradas intrinsecamente pelo sistema. Por meio delas, foram construídos gráficos para observar o comportamento das variáveis nas diversas circunstâncias.

O Gráfico 4 ilustra o aumento da corrente em função do aumento da carga no eixo do motor.

Gráfico 4 - Corrente de fase x variação de carga



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

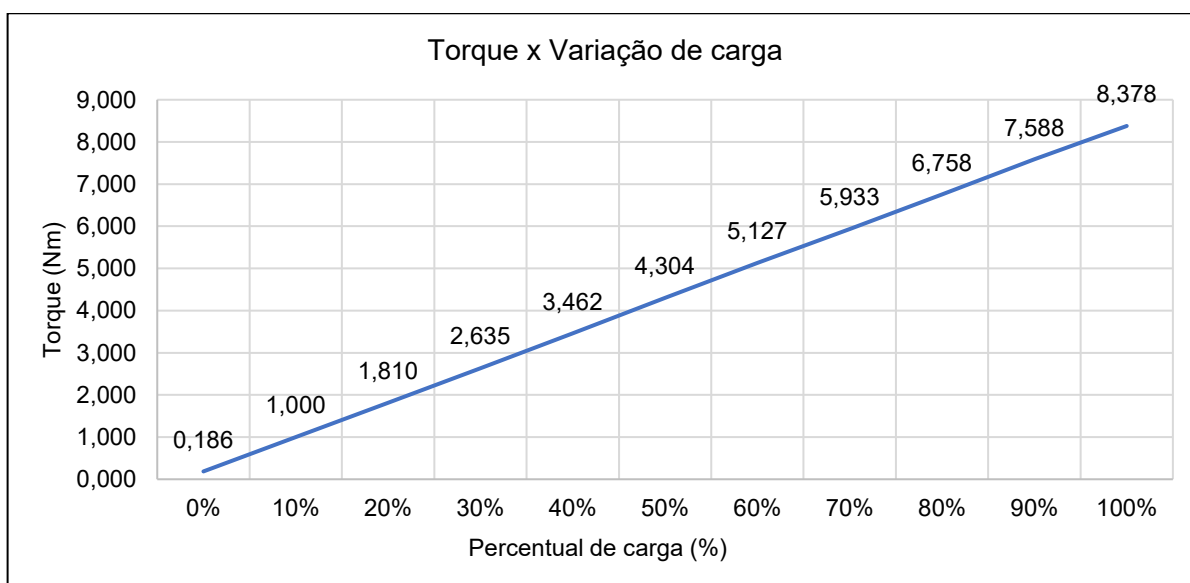
Observa-se que até os 30% de carga, a curva sobe mais suavemente, pois o motor é pequeno, logo sua magnetização gera bastante impacto na corrente quando a carga é mais baixa. A partir de 30%, ela tem um aumento mais acentuado até a carga nominal (100%), onde a corrente tende a acompanhar a variação da carga mais próximo de uma dinâmica linear. É interessante comparar essa curva com a de torque,

de modo a observar que a partir dos 60% de carga, as curvas se comportam com certa semelhança, ressaltando a linearidade entre corrente e torque.

O Gráfico 5 traz a evolução do torque partindo da condição a vazio até atingir a condição de carga nominal. A curva linear era esperada, já que foi proposta uma evolução linear da carga para observar o comportamento da máquina.

O destaque aqui fica por conta de o torque nunca poder alcançar o valor nulo, visto que conforme foi analisado na condição sem carga, o motor gera um pequeno torque para superar seu próprio momento de inércia estrutural, assim para que ele gire, se faz necessário injetar uma corrente que produza este torque em vazio.

Gráfico 5 - Torque x variação de carga



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

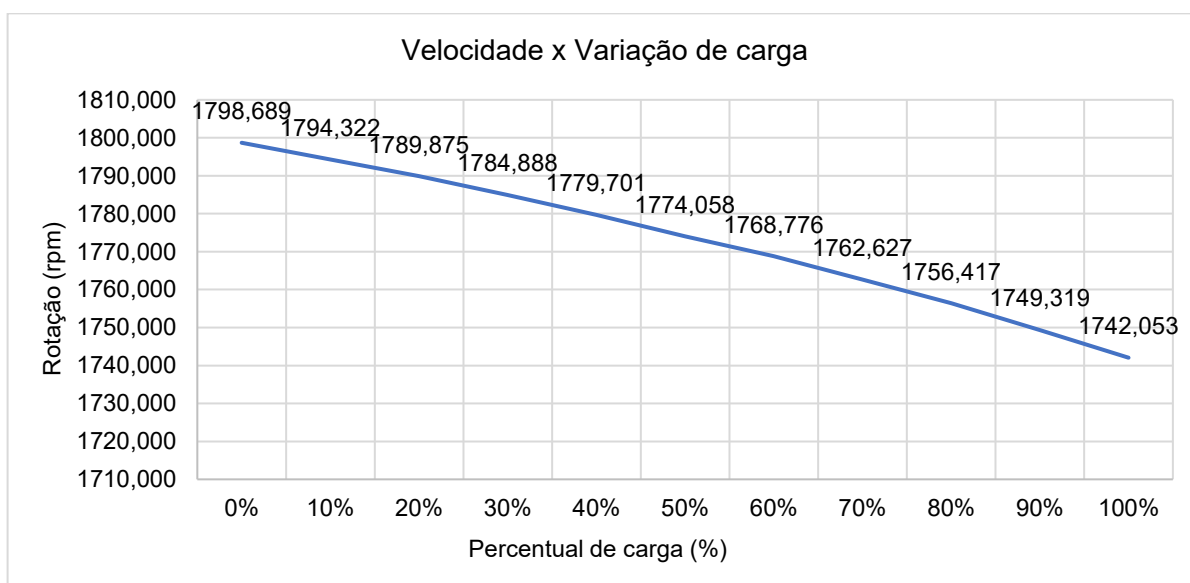
Comparando-se o gráfico de torque (Gráfico 4) com o de corrente (Gráfico 5), vê-se que embora as duas curvas tenham a parcela final (a partir de 50% de carga) semelhantes, suas parcelas iniciais em baixa carga divergem consideravelmente. Isso deve à questão da inércia comentada anteriormente e ao fato de o motor em questão ser pequeno – com apenas 1,5 kW de potência – e possuir a característica da corrente a vazio corresponder a uma grande parte da corrente nominal. Essa característica tem relação com a questão já debatida sobre o torque, onde o motor de baixa potência apresenta perdas na condição a vazio que representam parcelas maiores da potência nominal, assim sua corrente a vazio também representará uma parte maior da

corrente nominal. Quanto maior a potência do motor, mais esse efeito vai se diluindo em grandezas maiores.

Por fim, o Gráfico 6 traz a velocidade em função da variação de carga. A característica desta curva é linear e decrescente partindo de uma velocidade de quase 1800 rpm até cerca de 1740 rpm. Esse comportamento se mostra coerente com as ideias debatidas até então, uma vez que se tem torque e corrente diretamente proporcionais (exceto a questão da carga a vazio), ambos inversamente proporcionais à velocidade.

Idealmente, esperar-se-ia ver uma rotação de 1800 rpm a vazio, no entanto as perdas a vazio do motor (que geram um torque mínimo) reduzem minimamente esse valor, logo a partir dessa diferença entre a velocidade síncrona e a velocidade a vazio multiplicada pelo torque a vazio. Essa característica é definida pela equação (3.25), onde a potência pode ser entendida como uma variável que depende diretamente da corrente, uma vez que a tensão de alimentação é fixa em 220 V.

Gráfico 6 - Velocidade x variação de carga



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

5.4 ENSAIOS SIMULADOS A VAZIO E DE ROTOR BLOQUEADO

Conforme já explicitado no item 3.1.1, os ensaios a vazio e de rotor bloqueado para a determinação de parâmetros do circuito equivalente do motor são os principais testes para determinar se o projeto físico está de acordo com o projeto teórico. Em

geral os fabricantes realizam estes dois testes nas condições normais de temperatura e pressão para as quais a máquina foi desenvolvida, buscando obter os valores de resistências e impedâncias equivalentes do circuito através das correntes de fase, potência no eixo e tensão nos enrolamentos do estator.

Para este teste, não é necessário alterar nenhuma configuração estrutural na máquina, nem questões referentes à excitação. Basta ajustar o torque de carga (“*Load Torque*”) e o amortecimento (“*Damping*”) na aba apresentada na Figura 23.

Antes de passar aos ensaios principais, pontua-se que foi realizado um ensaio de corrente contínua, no qual se mediu a tensão CC e corrente CC utilizadas na equação (6.1). Com isso determinou-se R_1 para seguir com os demais ensaios.

$$R_1 = \frac{V_{cc}}{2I_{cc}} = \frac{49,5}{2.5,9783} = 4,14 \, \Omega \quad (5.1)$$

Este ensaio em corrente contínua exige configurações diferentes no *Ansys Maxwell* em relação aos demais testes. Para os casos em que é feita operação em corrente alternada, excitando o circuito com senoides, utiliza-se o modo “*transient*” de cálculo do programa. Já no caso de corrente contínua, precisa-se analisar o comportamento estático do circuito, o que é feito através do modo de solução “*magnetostatic*” que resolve as equações interpretando que não há dinâmica no sistema, assim é possível determinar variáveis como R_1 , excitando as bobinas com tensão contínua.

5.4.1 Ensaio simulado a vazio

No ensaio a vazio são seguidos os passos descritos no item 3.1.2, com algumas alterações na sequência devido à extração dos dados ser realizada do programa ao invés de um teste real. Dessa forma, ajustou-se a tensão de fase para 220 V conforme a folha de dados indica para ligação estrela e ajustou-se o valor do torque de carga nulo conforme mostrado na Figura 33.

Após o sistema estar em regime permanente já estabilizado completamente, extraiu-se os dados da Tabela 32 para, posteriormente determinar as perdas e os parâmetros da máquina.

Figura 33 - Ajuste da carga para ensaio a vazio na aba "Motion Setup"

The screenshot shows the 'Motion Setup' dialog box with the following settings:

- Type:** Mechanical
- Consider Mechanical Transient:** ☒
- Initial Angular Velocity:** 1800 rpm
- Moment of Inertia:** 0.0049 kg m²
- Damping:** 0.000903578 N-m-sec/rad
- Load Torque:** 0
- Calculate:** Button

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Tabela 32 – Dados extraídos do ensaio a vazio

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência trifásica em vazio	P_{VZ}	94,4536	W
Corrente de linha em vazio	$I_{1,VZ}$	1,7086	A
Tensão de fase em vazio	$V_{1,VZ}$	219,34	V

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

A parte mais importante do teste a vazio é, sem dúvida, a determinação da indutância e da reatância magnetizante. Elas são obtidas a partir da potência reativa produzida pelo circuito eletromagnético da máquina e podem ser calculadas através dos parâmetros coletados na Tabela 32. Inicialmente, será apontado o valor da potência reativa a vazio (Q_{VZ}) por meio da resolução das equações (3.9) e (3.10).

$$S_{VZ} = 3.219,34.1,7086 \cong 1124,29 \text{ VA} \quad (5.2)$$

$$Q_{VZ} = \sqrt{1124,29^2 - 94,4536^2} \cong 1120,32 \text{ VAr} \quad (5.3)$$

O resultado da equação (5.3) estabelece a potência gerada pelo elemento magnético que não foi transformada em trabalho mecânico ou perdas *joule*, mas sim em fluxo magnético acoplado e/ou disperso através do entreferro e do núcleo.

Com isso, a equação (3.11) é capaz de fornecer o valor da reatância a vazio (X_{VZ}) do motor simulado.

$$X_{VZ} = \frac{1120,32}{3.1,7086^2} = 127,92 \, \Omega \quad (5.4)$$

Por fim, as perdas rotacionais (P_{ROT}) podem ser obtidas por meio da equação (3.4), quando for definido o valor da resistência do enrolamento primário (R_1) no item 5.4.1.

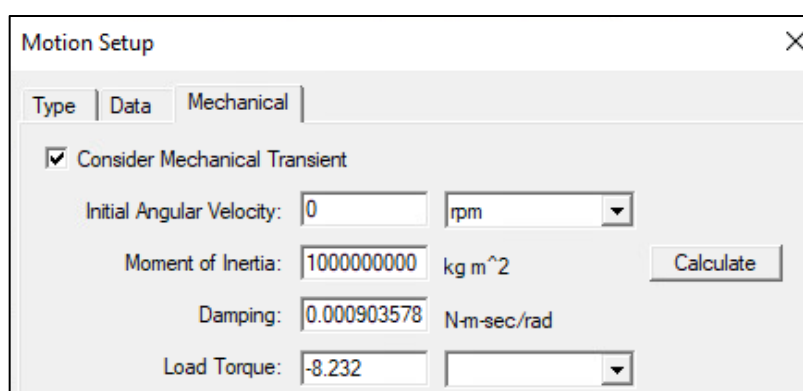
$$P_{ROT} = 94,4536 - 3.1,7086^2 \cdot 4,14 = 58,196 \, W \quad (5.5)$$

5.4.2 Ensaio simulado de rotor bloqueado

No ensaio de rotor bloqueado são seguidos os passos descritos no item 3.1.3, com algumas alterações na sequência devido à extração dos dados ser realizada do programa ao invés de um teste real.

Em condições reais de um teste feito em bancada, o ensaio de rotor bloqueado consiste no impedimento do giro do rotor, o que implica em gerar um momento de inércia alto suficiente para o campo magnético relativo entre estator e rotor não consiga tirar o eixo da inércia. No *Ansys Maxwell*, é possível forçar essa condição de duas maneiras: na primeira, que é mais complexa, precisa-se forçar a velocidade ficar em zero quando tiver uma condição de corrente alta sendo aplicada nos enrolamentos. A segunda, mais simples e objetiva, consiste em alterar o valor do momento de inércia na aba "*Motion Setup*" para um valor muito alto, o que representaria a ação de travar o eixo da máquina em escala real. Escolheu-se a segunda maneira, como pode ser conferido na Figura 34.

Figura 34 - Ajuste da inércia para ensaio de rotor bloqueado na aba "*Motion Setup*"



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

A condições de alimentação da máquina se mantêm iguais ao ensaio a vazio, porém limitadas às condições nominais indicadas pelo fabricante, já que o momento de inércia tendendo ao infinito faz a função de sobrecarregar o eixo.

Após o sistema estar em regime permanente já estabilizado completamente, extraiu-se os dados da Tabela 33 para, posteriormente determinar as perdas e os parâmetros da máquina.

Tabela 33 – Dados extraídos do ensaio de rotor bloqueado

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência trifásica de rotor bloqueado	P_{BL}	274,158	W
Corrente de linha de rotor bloqueado	$I_{1,BL}$	3,455	A
Tensão de fase de rotor bloqueado	$V_{1,BL}$	63,5	V

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Analogamente ao que é feito para o ensaio a vazio, seguindo o método especificado no item 3.1.3, calcula-se a potência reativa de rotor bloqueado (Q_{BL}) através da equação (3.13) após determinar a potência aparente de rotor bloqueado (S_{BL}).

$$S_{BL} = 3.63,5.3,455 \cong 658,203 \text{ VA} \quad (5.6)$$

$$Q_{BL} = \sqrt{658,203^2 - 274,158^2} \cong 598,388 \text{ VAr} \quad (5.7)$$

Por meio da potência reativa, obtém-se a reatância de rotor bloqueado (X_{BL}) por meio da equação (3.14), cujo resultado será imprescindível para determinar as indutâncias do estator (X_1) e do rotor (X_2) presentes no circuito equivalente.

$$X_{BL} = \frac{598,388}{3,455^2} \cong 16,708 \Omega \quad (5.8)$$

A resistência de rotor bloqueado (R_{BL}) é determinada através da equação (3.15) que se utiliza da potência e corrente especificados na Tabela 33. Com este valor, posteriormente serão calculadas as resistências do estator (R_1) e do rotor (R_2).

$$R_{BL} = \frac{274,158}{3.3,455^2} \cong 7,655 \, \Omega \quad (5.9)$$

A determinação das reatâncias X_1 e X_2 a partir de X_{BL} e X_{VZ} depende da relação empírica apresentada no Quadro 3. Ressalta-se que essas indutâncias geram um impacto pequeno no comportamento do motor, visto que são baixas se comparadas à indutância magnetizante. Como o motor apresenta uma corrente de partida 7,1 vezes maior que a nominal, de acordo com sua folha de especificações, convém que se utilize a distribuição descrita como classe B no Quadro 3, pois motores elétricos costumam ter correntes de partida cerca de sete vezes maiores que as nominais. Assim, a relação entre X'_1 e X_2 é dada através da equação (5.10). O valor de X'_1 foi utilizado para determinar X_2 e, após retornar à equação (5.10) e encontrar X_1 .

$$X'_1 = 0,4(X_1 + X_2) \cong 0,4X_{BL} = 0,4.16,708 \cong 6,683 \, \Omega \quad (5.10)$$

Com o valor de X_1 , pôde-se substituir o valor da relação (5.10) na equação (3.23), isolando-se e encontrando-se assim o valor de X_2 .

$$X_2 = (16,708 - 6,683) \left(\frac{127,92 - 6,683}{127,92 - 16,708} \right) \therefore X_2 \cong 10,929 \, \Omega \quad (5.11)$$

Após definir o valor de X_2 em (5.11), ele pode ser substituído em (5.10) novamente, determinando assim o valor de X_1 como descrito em (5.12).

$$X_1 = 16,708 - 10,929 \cong 5,780 \, \Omega \quad (5.12)$$

Com estas reatâncias parciais determinadas, relembra-se da relação imposta pela equação (3.8), viabilizando-se assim, ter o valor da reatância magnetizante (X_m) ao isolar esta variável, conforme demonstrado na equação (5.13).

$$X_m = 127,92 - 5,780 \cong 122,14 \, \Omega \quad (5.13)$$

Embora não tenha sido definido no item 3.1.3, pode-se obter a indutância magnetizante (L_m) a partir da reatância X_m , simplesmente dividindo-a pela frequência angular nominal, conforme equação (5.14).

$$L_m = \frac{122,14}{376,991} \cong 0,32291 \text{ H} = 323,988 \text{ mH} \quad (5.14)$$

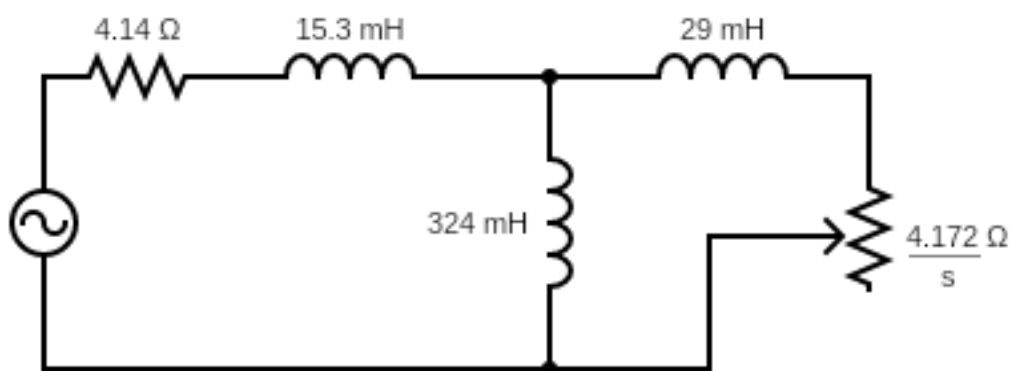
Com os valores de R_{BL} e R_1 , permite-se determinar a resistência do rotor (R_2) por meio da equação (3.19).

$$R_2 = (7,655 - 4,14) \left(\frac{122,14 + 10,929}{122,14} \right)^2 \cong 4,172 \text{ } \Omega \quad (5.15)$$

Alcança-se assim, todos os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução, podendo-se dessa forma representá-lo eletricamente por um circuito com a forma do circuito apresentado na Figura 6.

O circuito equivalente desenvolvido, utilizando as resistências encontradas pelos ensaios e pelas indutâncias magnetizantes e de dispersão obtidas através das reatâncias, pode ser dado pela Figura 35.

Figura 35 - Circuito equivalente de fase do motor (visto pelo estator) obtido através das simulações



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo mostrou como a aplicação da simulação multifísica, por meio do *Ansys Maxwell*, refinou os resultados obtidos no projeto teórico apresentado no Capítulo 4, evidenciando a complementaridade entre os métodos analíticos e computacionais. Para a simulação, foram utilizados os dados reais da máquina projetada, o que permitiu uma comparação coerente e direta com os resultados teóricos obtidos no Capítulo 4, assim ao integrar os dados reais ao modelo simulado, permitiu-se não apenas validar os resultados do projeto teórico, mas também melhorá-los, fornecendo informações mais precisas e próximas do comportamento real da máquina.

O circuito equivalente simulado apresenta-se com diferenças significativas em relação à expectativa de projeto. Não cabe trazer detalhes a respeito de aspectos construtivos dimensionais, no entanto ao tratar das indutâncias de magnetização e dispersão, vê-se uma discrepância significativa que, como já explicado, envolve critérios de projeto que precisam ser melhorados por meio de ferramentas de iteração ou, nesse caso, por meio da simulação multifísica, mas que revelam vantagens em adotar o método computacional. Ainda assim, pelas condições a vazio, com carga nominal e em variação de carga, já foi possível concluir que o modelo simulado reflete as condições reais da máquina.

Entende-se então, que com os dados obtidos, o ideal seria realimentar as condições iniciais de projeto como densidades de fluxo magnético e densidades de corrente para reavaliar a proposta analítica e otimizar os valores calculados, de forma a reduzir os erros apontados.

6 ENSAIOS PRÁTICOS A VAZIO E DE ROTOR BLOQUEADO

Este capítulo apresenta os ensaios a vazio e de rotor bloqueado realizados em bancada de testes. Com ele, objetiva-se encontrar os dados do circuito equivalente do motor de indução para que se compare com os dados obtidos via simulação, sendo possível assim avaliar se essas duas análises têm resultados compatíveis.

Antes de passar aos ensaios principais, pontua-se que foi realizado um ensaio de corrente contínua, no qual se mediu a tensão CC e corrente CC utilizadas na equação (6.1). Com isso determinou-se R_1 para seguir com os demais ensaios.

$$R_1 = \frac{V_{cc}}{2I_{cc}} = \frac{25,8}{2,3,02} = 4,272 \, \Omega \quad (6.1)$$

6.1 ENSAIO PRÁTICO A VAZIO

O teste foi realizado em ambiente controlado, sem nenhuma carga acoplada ao eixo da máquina. Após sua estabilização de transiente e estabilização térmica, extraiu-se os dados da Tabela 32 para, posteriormente determinar as perdas e os parâmetros da máquina.

Tabela 34 – Dados extraídos do ensaio a vazio

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência trifásica a vazio	P_{VZ}	122,86	W
Corrente eficaz de linha a vazio	$I_{1,VZ}$	1,921	A
Tensão de fase a vazio	$V_{1,VZ}$	216,58	V

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

O teste segue o mesmo roteiro do modelo já utilizado no item 5.4.1. Assim, só serão apresentadas as equações com seus respectivos valores e resultados.

$$S_{VZ} = 3.216,58.1,921 \cong 1248,15 \, VA \quad (6.2)$$

$$Q_{VZ} = \sqrt{1248,15^2 - 122,86^2} \cong 1241,43 \, VAr \quad (6.3)$$

$$X_{VZ} = X_1 + X_m = \frac{1241,43}{3.1,921^2} \cong 112,14 \, \Omega \quad (6.4)$$

$$P_{ROT} = 122,86 - 3.1,921^2.4,272 = 75,57 \, W \quad (6.5)$$

6.2 ENSAIO PRÁTICO DE ROTOR BLOQUEADO

No ensaio prático de rotor bloqueado também segue os passos descritos no item 3.1.3.

Após o sistema estar em regime permanente já estabilizado completamente quanto a operação e temperatura, extraiu-se os dados da Tabela 33 para, posteriormente determinar as perdas e os parâmetros da máquina.

Tabela 35 – Dados extraídos do ensaio de rotor bloqueado

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência trifásica de rotor bloqueado	P_{BL}	275,17	W
Corrente eficaz de linha de rotor bloqueado	$I_{1,BL}$	3,462	A
Tensão de fase de rotor bloqueado	$V_{1,BL}$	49,52	V

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Como o teste segue os mesmos passos já identificados no item 5.4.2, neste ensaio serão apresentadas as equações com seus respectivos valores e resultados.

$$S_{BL} = 3.49,52.3,462 \cong 514,32 \, VA \quad (6.6)$$

$$Q_{BL} = \sqrt{514,32^2 - 275,17^2} \cong 434,51 \, VAr \quad (6.7)$$

$$X_{BL} = \frac{434,51}{3.3,462^2} \cong 12,084 \, \Omega \quad (6.8)$$

$$R_{BL} = \frac{275,17}{3.3,462^2} = 7,653 \, \Omega \quad (6.9)$$

A relação entre X_1 e X_2 é dada através da equação (5.10).

$$X'_1 = 0,4(X_1 + X_2) \cong 0,4X_{BL} = 0,4.12,084 = 4,834 \, \Omega \quad (6.10)$$

$$X_2 = (12,084 - 4,834) \left(\frac{112,14 - 4,834}{112,14 - 12,084} \right) \therefore X_2 = 7,776 \, \Omega \quad (6.11)$$

$$X_1 = 12,084 - 7,776 = 4,308 \, \Omega \quad (6.12)$$

$$X_m = 112,14 - 4,308 \cong 107,83 \, \Omega \quad (6.13)$$

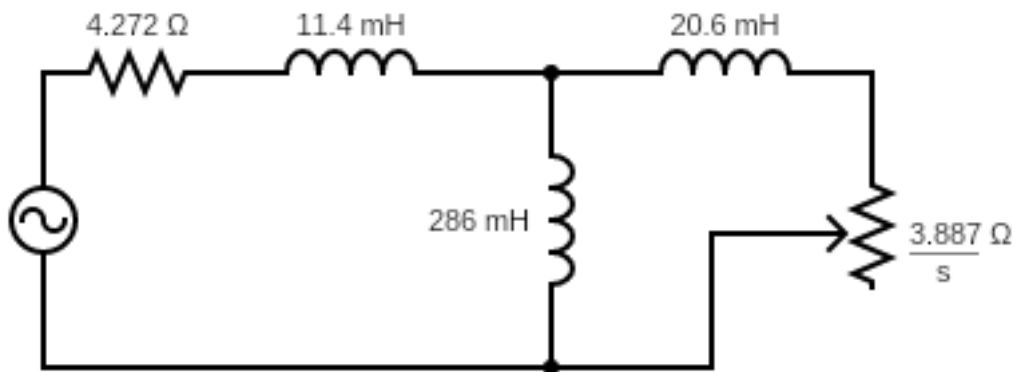
$$L_m = \frac{107,83}{376,991} \cong 0,28602 \, H = 286,02 \, mH \quad (6.14)$$

$$R_2 = (7,653 - 4,272) \left(\frac{107,83 + 4,308}{107,83} \right)^2 \cong 3,887 \, \Omega \quad (6.15)$$

Alcança-se assim, todos os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução, podendo-se dessa forma representá-lo eletricamente por um circuito com a forma do circuito apresentado na Figura 6.

O circuito equivalente desenvolvido, utilizando as resistências encontradas pelos ensaios e pelas indutâncias magnetizantes e de dispersão obtidas através das reatâncias, pode ser dado pela Figura 36.

Figura 36 - Circuito equivalente de fase do motor (visto pelo estator) obtido através dos ensaios práticos



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

6.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Esta etapa de ensaios práticos do motor de indução trifásico foi essencial para validar os resultados obtidos nos capítulos anteriores. Esses ensaios, ao fornecerem parâmetros reais do circuito equivalente, permitiram uma comparação direta com os valores calculados teoricamente no Capítulo 4 e os valores simulados no Capítulo 5,

destacando as diferenças e corroborando os ajustes realizados durante as simulações.

Como os ensaios a vazio e de rotor bloqueado forneceram informações para a obtenção do circuito equivalente, convém dar ênfase à comparação entre ele (Figura 36) e o circuito obtido por meio das simulações (Figura 35). Ao analisá-los, percebe-se maior proximidade entre valores simulados e reais, do que entre teóricos e reais. Essa consistência reflete a eficácia da simulação multifísica em incorporar efeitos não lineares e perdas que foram negligenciados no modelo teórico, como saturação magnética e perdas nas cabeças das bobinas. A indutância magnetizante prática ficou consideravelmente mais próxima à da simulação, pois embora a simulação não considere todas as perdas durante o processamento, ela reflete com mais exatidão os efeitos físicos gerados pelos materiais e pelos comportamentos dinâmicos da máquina. Isso se reflete claramente na redução do desvio entre medida teórica e prática e simulada e prática, como visto na Tabela 36.

Tabela 36 – Análise de desvio da indutância magnetizante

Indutância	Valor (mH)	Desvio em relação ao real (%)
Teórica	409,20	30,1
Simulada	323,99	11,7
Prática (real)	286,02	0

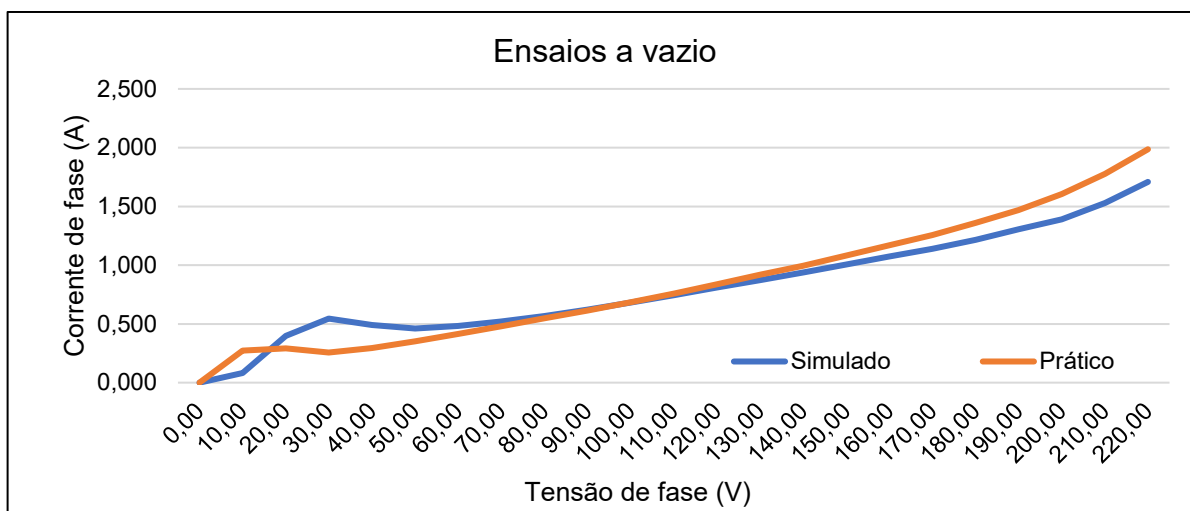
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Entretanto, houve condições em que a simulação ainda apresentou as devidas limitações, como perdas adicionais em regime de vazio, sugerindo a necessidade de ajustes futuros para considerar fatores como atrito e ventilação. Esses fatores não puderam ser determinados especificamente, pois o programa não determina individualmente todos os tipos de perdas nem gera um valor único de potência de entrada como é adquirido em um ensaio prático. Assim, necessita-se estudar a situação e coletar a informação necessária para o cálculo. No caso deste projeto, as potências dos ensaios foram obtidas por meio da soma entre as perdas nos sólidos (*solidloss*), perdas no núcleo (*coreloss*) e as perdas ôhmicas ($R \cdot I^2$), fornecidas pelo *Ansys Maxwell*.

Em se tratando dos ensaios, os gráficos e comparativos apresentados nos itens 5.2 e 5.3 reforçaram e mostraram que mesmo não apresentando a exatidão esperada,

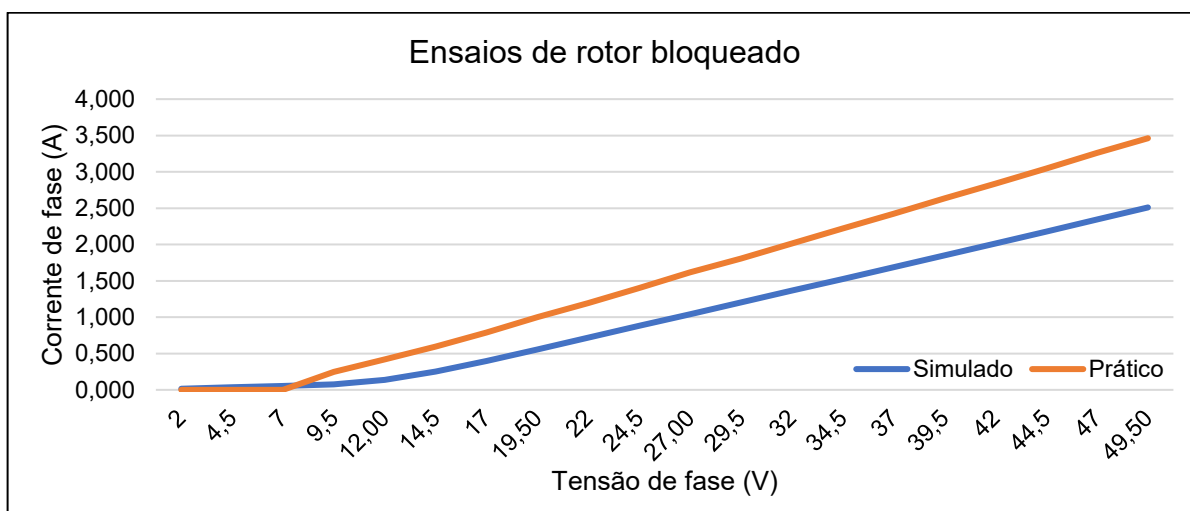
o *Ansys Maxwell* é capaz de seguir a dinâmica do motor de indução projetado. Os gráficos de corrente de fase por tensão de fase dos ensaios, apresentados na sequência, trazem visualmente o ponto discutido.

Gráfico 7 - Ensaios a vazio do motor



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Gráfico 8 - Ensaios de rotor bloqueado do motor



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Os ensaios a vazio avaliados no Gráfico 7, refletem um comportamento quase igual nos dois casos, onde a simulação parece devido a potência ter se apresentado um pouco alterada. Já nos ensaios de rotor bloqueado no Gráfico 8, as curvas se distanciam um pouco conforme a corrente (carga) aumenta, dessa forma a corrente de rotor bloqueado para o simulado fica na média de 2,51 A, cerca de 27% abaixo da

prática (3,462 A), assim como a potência. Por esse motivo, foi necessário chegar a elevar mais a tensão para alcançar a corrente nominal e a potência mais próxima do valor prático dentro da simulação (Tabela 33). Esse comportamento refletiu as inconsistências já tratadas a respeito das potências e como obtê-las. As novas correntes (média eficaz de 3,526 A) e potência de saída (média de 274,158 W) encontradas ficaram, respectivamente, 0,202% e 0,368% abaixo dos valores fornecidos pelo fabricante, enquanto a tensão (63,5 V) passou a ficar cerca de 28,3% acima do esperado.

De forma geral, a simulação não apenas validou os valores teóricos, mas também permitiu um refinamento que aproximou o modelo ao comportamento real da máquina, garantindo maior confiabilidade nos parâmetros obtidos.

7 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um estudo abrangente sobre o projeto, simulação e validação experimental de um motor de indução trifásico, integrando abordagens teóricas, computacionais e práticas com foco especialmente na validação da ferramenta de simulação multifísica *Ansys Maxwell* como uma estratégia para o aprimoramento dos projetos de motores elétricos.

Com base nos dados obtidos no capítulo 5, a ferramenta demonstrou ser essencial para refinar os resultados teóricos. As simulações integraram dados reais da máquina projetada, permitindo uma análise mais precisa e incorporando fenômenos como saturação magnética e perdas adicionais que não foram contemplados na teoria. O circuito equivalente simulado apresentou maior coerência aos valores experimentais, validando o modelo teórico e destacando o papel das simulações como um elo entre a teoria e a prática, permitindo que o projetista entenda detalhes e inconsistências antes mesmo de chegar ao nível de prototipagem.

Os ensaios práticos proporcionaram a noção real necessária para compreender possíveis pontos de falha dos métodos teórico e simulado, bem como contribuíram para oferecer um meio de validação dos resultados, visto que a referência de assertividade dos estudos foi o circuito equivalente obtido empiricamente.

A principal contribuição deste trabalho está na demonstração de que a simulação multifísica não apenas valida, mas também melhora os modelos teóricos, permitindo prever com maior precisão o comportamento de máquinas elétricas em aplicações reais. Entretanto, acima disso, trouxe um ponto importante que nunca deve ser esquecido pelo projetista ou usuário: a ferramenta computacional, por mais precisa e eficaz que seja, ainda não é capaz de mostrar toda a física que envolve os sistemas reais. O programa é baseado em equações e modelos teóricos e, portanto, depende que exista teoria suficiente para descrever todos os fenômenos que ocorrem simultaneamente no motor de indução, algo que ainda não foi alcançado. Assim, os resultados, por mais próximos que sejam do real, não podem ser iguais aos reais.

Por fim, este projeto contribuiu para reforçar a ideia de que combinar ferramentas computacionais e teóricas pode ser uma alternativa incrivelmente eficaz durante um projeto de engenharia, especialmente quando este envolve múltiplas esferas físicas.

Como sugestão para futuras investigações acerca das ferramentas de simulação multifísica, cabe primeiramente realizar um estudo semelhante ao realizado neste trabalho, porém em escala tridimensional, visto que é possível esboçar o motor da forma como ele é, assim inúmeros critérios e simplificações utilizados no plano bidimensional podem ser evitados, reduzindo discrepâncias nos resultados. Um fator limitador para esta tarefa pode ficar a cargo da capacidade computacional, pois se trata de um sistema grande e complexo. Outras possibilidades de estudos estão na inserção de mais esferas físicas, como a térmica utilizando o *Ansys Icepak*, e na mudança do sistema de acionamento, utilizando possivelmente conversores estáticos como fontes de alimentação em corrente alternada, podendo assim fazer uso de outras ferramentas do AEDT, como o *Simplorer*.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] FORTUNE BUSINESS INSIGHTS. **Tamanho, participação e crescimento do mercado de motores elétricos | Relatório Global [2032]**. [s.l.] FORTUNE BUSINESS INSIGHTS, 5 maio 2025. Disponível em: <<https://www.fortunebusinessinsights.com/pt/industry-reports/electric-motor-market-100752>>. Acesso em: 26 mai. 2025.
- [2] INMETRO. **Análise de Impacto Regulatório: Motores Elétricos Trifásicos**. Gov.br: Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, 10 nov. 2017. Disponível em: <<https://www.gov.br/inmetro/pt-br/assuntos/regulamentacao/analise-de-impacto-regulatorio/realizadas/2017/motores-eletricos-recondicionados/relatorio>>. Acesso em: 27 mai. 2025.
- [3] FILIPPO FILHO, Guilherme. **Motor de Indução**. 2. ed. São Paulo: Érica, 2013. 296 p.
- [4] NETO, M. **ANÁLISE DOS MOVIMENTOS DE INOVAÇÃO TECNOLÓGICA E REGULAMENTAÇÃO APLICADA A MOTORES ELÉTRICOS PARA MELHORIA DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA NO BRASIL**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <https://www.unip.br/eceeic/admin/Anexos/Conteudo/C2011/C8/file_158201116583762.pdf>. Acesso em: 27 maio. 2025.
- [5] CHAPMAN, S. J. **Electric machinery fundamentals, fifth edition**. 5. ed. [s.l.] New York Mcgraw Hill Cop, 2012.
- [6] ELETROBRÁS. **Conservação de Energia: Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos**. 2. ed. Itajubá, MG: Editora da EFEI, 2001. p. 398-405.
- [7] BROWN, D. et al. **Applied Mathematics at the U.S. Department of Energy: Past, Present and a View to the Future**. 15 fev. 2008.
- [8] MARIUS ROȘU et al. **Multiphysics simulation by design for electrical machines, power electronics and drives**. [s.l.] Hoboken, New Jersey: Wiley, 2018.
- [9] KERÄNEN, J.; MANNINEN, A.; PIPPURI, J. **Multi-physics simulations for electrical machine development (P. Ponomarev, Ed.)**. [s.l.] VTT Technical Research Centre of Finland, 14 out. 2015. Disponível em: <<https://sarjaweb.vtt.fi/julkaisut/muut/2015/VTT-R-04618-15.pdf>>. Acesso em: 13 abr. 2025.
- [10] KEYES, D. E. et al. **Multiphysics simulations**. The International Journal of High Performance Computing Applications, v. 27, n. 1, p. 4–83, fev. 2013.
- [11] ZIMMERMAN, W. B. J. **Multiphysics Modeling with Finite Element Methods**. [s.l.] World Scientific Publishing Company, 2006.
- [12] DEDE, E. M.; LEE, J.; NOMURA, T. **Multiphysics Simulation**. [s.l.: s.n.].
- [13] LOGAN, D. L. **A first course in the finite element method**. 出版社 : Southbank: CI-Engineering, 2010.

- [14] RAO, S. S. **The Finite Element Method in Engineering**. [s.l.] Elsevier, 2010.
- [15] BENSALÉM, Y.; NACEUR ABDELKRIM, M. **Modeling and Simulation of Induction Motor based on Finite Element Analysis**. International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), v. 7, n. 4, p. 1100, 1 dez. 2016.
- [16] ROSALES, A.; SARIKHANI, A.; MOHAMMED, O. A. **Evaluation of Radiated Electromagnetic Field Interference Due to Frequency Switching in PWM Motor Drives by 3D Finite Elements**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 47, n. 5, p. 1474–1477, maio 2011.
- [17] WEINZIERL, D. **Compatibilidade Eletromagnética em Circuitos Elétricos e a Simulação Computacional como Ferramenta de Análise e Otimização de Desempenho**. Disponível em:
<https://photos.onedrive.com/share/E8CCDE0945722BCB>
<https://www.linkedin.com/pulse/simulação-computacional-como-ferramenta-de-análise-e-djonny-weinzierl-65hdf/?trackingId=IMg1EqBGQY%2BbV80DOANZ0g%3D%3D>. Acesso em: 6 out. 2024.
- [18] ANSYS ELECTRONICS | **Electronic Design & Electromagnetics Simulation Software**. Disponível em: <https://www.ansys.com/products/electronics>. Acesso em: 08 jun 2025.
- [19] CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. [s.l.: s.n.].
- [20] FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C.; UMANS, S. D. **Electric machinery**. Boston Etc.: Mcgraw-Hill, Cop, 2014.
- [21] MEGIOLARO, V. H. **Projeto ótimo de motores de indução trifásicos para aplicação industrial**. Disponível em:
<https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/35976/1/projetootimomotoresinduca>
 o.pdf. Acesso em: 20 mar. 2025.
- [22] JUHA PYRHONEN; JOKINEN, T.; HRABOVCOVA, V. **Design of Rotating Electrical Machines**. [s.l.] John Wiley & Sons, 2009.
- [23] RÜNCOS, F. **Projeto e análise da máquina elétrica trifásica: aspectos construtivos da máquina elétrica**. 1ª. ed. Jaraguá do Sul, Santa Catarina: WEG, v. I, 2018.
- [24] KOLZER, J. F.; CARVALHO, J. F. **Projeto Analítico de Geradores Síncronos**. XIV IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), IEEE, São Paulo, 10 Setembro 2021, p. 1-8.
- [25] RUTHES, J. R. **Análise do Motor de Indução Trifásico Alimentado por Conversor Estático**. Universidade do Estado de Santa Catarina: [s.n.].
- [26] LANGSDORF, A. S. **Theory of Alternating Current Machinery**. 2.ed. Nova York, Toronto, Londres: McGra-Hill, 1955. 666 p.

[27] ALGER, P. L. **Induction machines: their behavior and uses**. [S.l.]: Gordon and Breach, 1970.

[28] KOLZER, J. F. **Projeto ótimo multidisciplinar de geradores síncronos com imãs permanentes de ferrite para microgeração eólica**. 2017. Tese (doutorado) - UFSC. Florianópolis, Santa Catarina, 2017.

[29] FIORILLO, F.; NOVIKOV, A.. An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform. **IEEE Transactions On Magnetism**, [S.L.], v. 26, n. 5, p. 2904-2910, 1990. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/20.104905>.

REFERÊNCIAS COMPLEMENTARES

ALESSANDRO PAIOLA. **Motor elétrico super eficiente produz 544 cv e pesa apenas 30 kg**. Disponível em: <<https://insideevs.uol.com.br/news/511329/motor-eletrico-alto-desempenho-eficiente/>>. Acesso em: 6 jul. 2025.

Guia Digital da norma ABNT NBR 16.929/2021 - GUIA Profissional. Disponível em: <<https://www.guiademotores.com/index.php/guia-profissional?start=16>>. Acesso em: 7 jul. 2025.

MOHAN, N. **Electric machines and drives: a first course**. Hoboken, Nj: Wiley, 2012.

RÜNCOS, F. **Projeto e análise da máquina elétrica trifásica: as harmônicas do campo girante e parâmetros físicos da máquina elétrica**. 1ª. ed. Jaraguá do Sul, Santa Catarina: WEG, v. II, 2018.

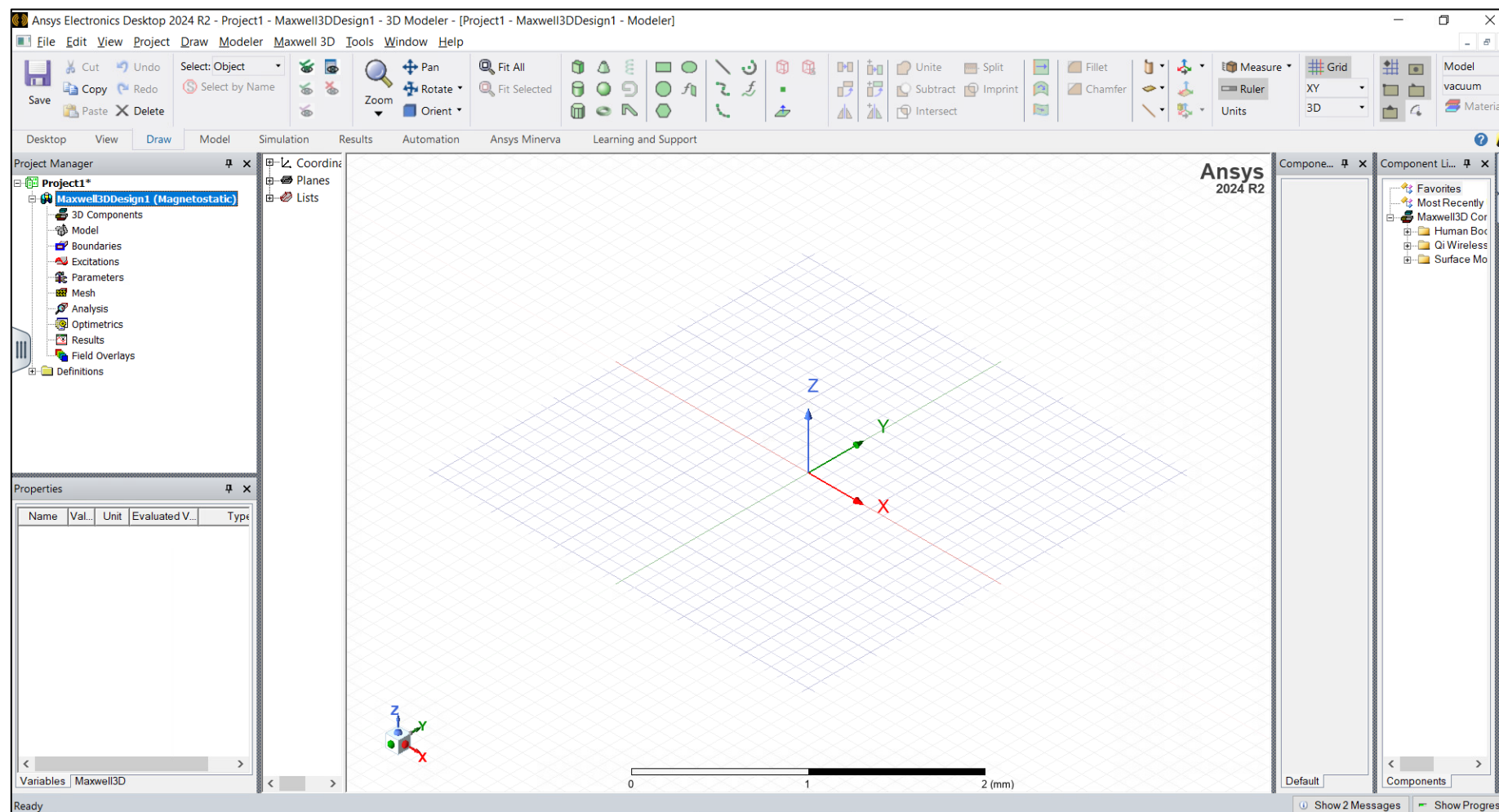
SCHREFLER, B. et al. **Multiphysics simulation tools for designing motors for traction applications in hybrid and electric vehicles VI International Conference on Computational Methods for Coupled Problems in Science and Engineering COUPLED PROBLEMS 2015 MULTIPHYSICS SIMULATION TOOLS FOR DESIGNING MOTORS FOR TRACTION APPLICATIONS IN HYBRID AND ELECTRIC VEHICLES**. [s.l.: s.n.]. Disponível em: <https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/191185/Coupled-2015_37-Multiphysics%20simulation%20tools.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 4 out. 2024.

SONG, X. et al. **Questionnaire-Based Discussion of Finite Element Multiphysics Simulation Software in Power Electronics**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 8, p. 7010–7020, ago. 2018.

ZARE, F. **EMI issues in modern power electronic systems**. ResearchGate, n. 221, 2009.

ANEXOS

Anexo A - Interface gráfica do Ansys Maxwell



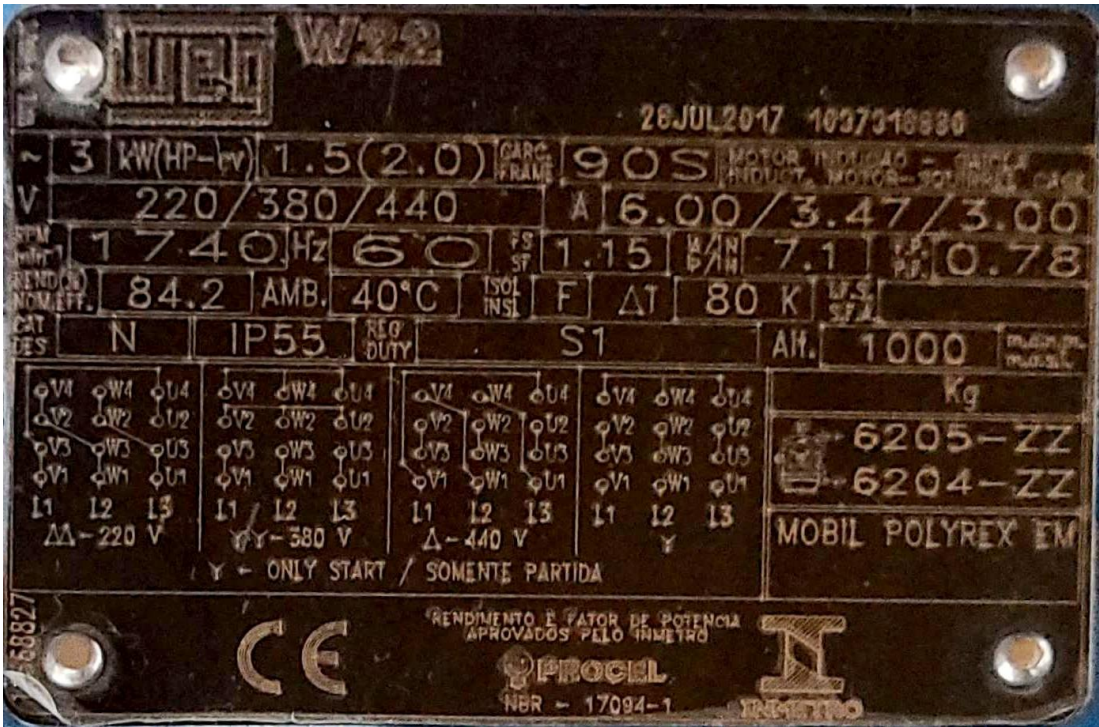
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo B - Imagem do motor WEG W22 utilizado no projeto



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo C - Placa de identificação do motor WEG W22 utilizado no projeto



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo D - Tabela de coeficientes de temperatura (α_{al}) do alumínio a 20°C

IACS (%)	Temperatura (°C)					
	0	15	20	25	30	50
55	0,00392	0,00370	0,00363	0,00357	0,00351	0,00328
56	0,00400	0,00377	0,00370	0,00363	0,00357	0,00333
57	0,00407	0,00384	0,00377	0,00370	0,00363	0,00338
58	0,00415	0,00391	0,00383	0,00376	0,00369	0,00344
59	0,00423	0,00398	0,00390	0,00382	0,00375	0,00349
60	0,00431	0,00404	0,00396	0,00389	0,00381	0,00354
60,5	0,00435	0,00409	0,00400	0,00393	0,00385	0,00357
61	0,00438	0,00411	0,00403	0,00395	0,00387	0,00360
61,2	0,00440	0,00412	0,00404	0,00396	0,00388	0,00360
61,3	0,00441	0,00413	0,00405	0,00397	0,00389	0,00361
61,4	0,00441	0,00414	0,00406	0,00398	0,00390	0,00362
61,5	0,00442	0,00415	0,00406	0,00398	0,00390	0,00362
61,8	0,00445	0,00417	0,00408	0,00400	0,00392	0,00364
62	0,00446	0,00418	0,00410	0,00401	0,00393	0,00365
63	0,00454	0,00425	0,00416	0,00408	0,00400	0,00370
64	0,00462	0,00432	0,00423	0,00414	0,00406	0,00375
65	0,00470	0,00439	0,00429	0,00420	0,00412	0,00380

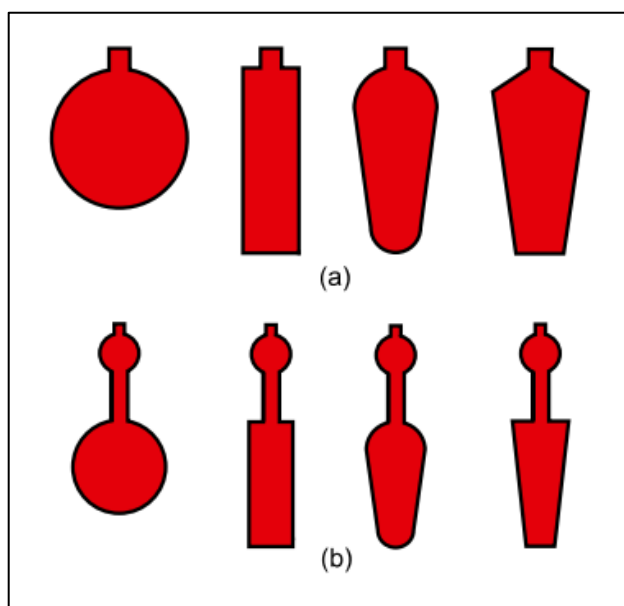
Fonte: adaptado de [23]

Anexo E - Tabela de coeficientes de temperatura (α_{al}) do cobre a 20°C

IACS (%)	Temperatura (°C)					
	0	15	20	25	30	50
95	0,00403	0,00380	0,00373	0,00367	0,00360	0,00336
96	0,00408	0,00385	0,00377	0,00370	0,00364	0,00339
97	0,00413	0,00389	0,00381	0,00374	0,00367	0,00342
97,5	0,00415	0,00391	0,00383	0,00376	0,00369	0,00344
98	0,00417	0,00393	0,00385	0,00378	0,00371	0,00345
99	0,00422	0,00397	0,00393	0,00382	0,00374	0,00348
100	0,00427	0,00401	0,00393	0,00385	0,00378	0,00352

Fonte: adaptado de [23]

Anexo F - Barras fundidas do rotor - a) camada simples b) camada dupla



Fonte: [23]

Anexo G – Densidades de fluxo magnético nas partes do motor

	Flux density B/T			
	Asynchronous machines	Salient-pole synchronous machines	Nonsalient-pole synchronous machines	DC machines
Air gap	0.7–0.90 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.85–1.05 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.8–1.05 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.6–1.1 ($B_{\max}$)
Stator yoke	1.4–1.7 (2)	1.0–1.5	1.1–1.5	1.1–1.5
Tooth	1.4–2.1 (stator)	1.6–2.0	1.5–2.0	1.6–2.0
(apparent maximum value)	1.5–2.2 (rotor)			(compensating winding) 1.8–2.2 (armature winding)
Rotor yoke	1–1.6 (1.9)	1.0–1.5	1.3–1.6	1.0–1.5
Pole core	—	1.3–1.8	1.1–1.7	1.2–1.7
Commutating poles	—	—	—	1.3

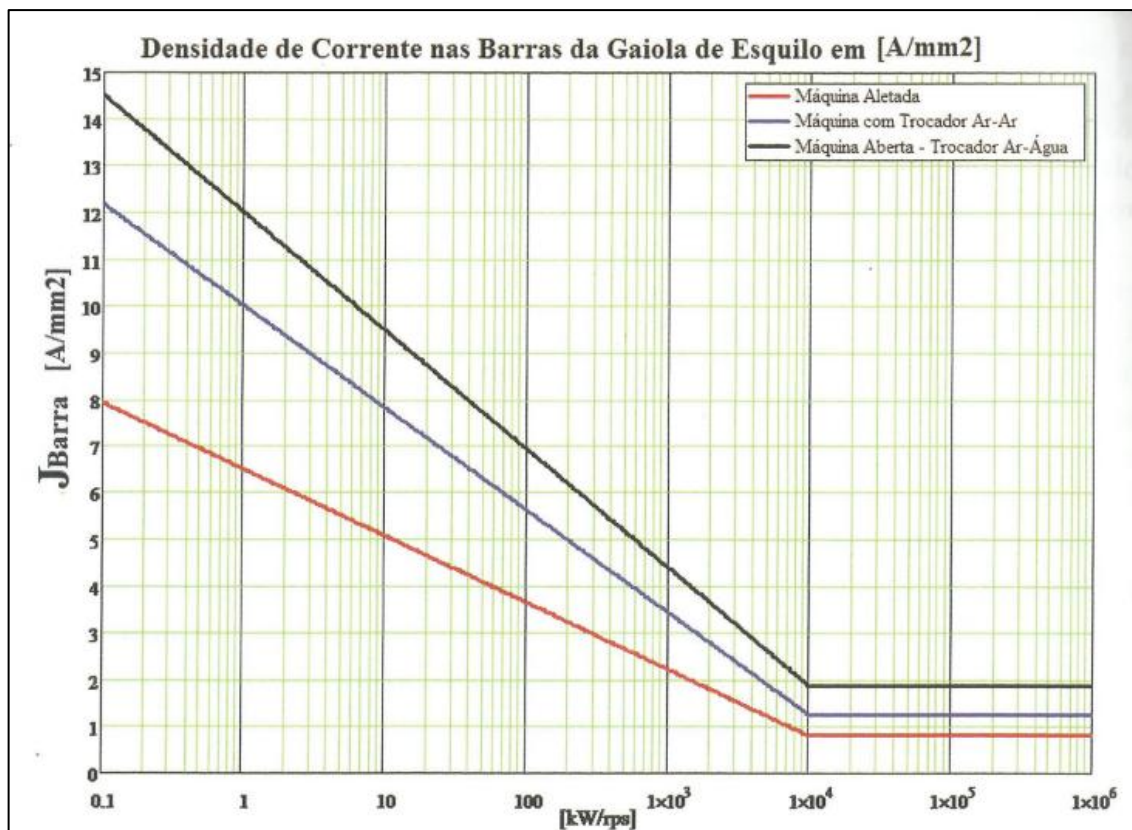
Fonte: [22], p.283

Anexo H - Combinação de ranhuras da gaiola de rotor – motores trifásicos

Ranhuras no estator (N_s)	Ranhuras no rotor (N_r)
24	10-12-14-16/32-34-36-38
36	22-24-26-28/44-46-48-50
48	32-34-36-38/58-60-62-64
60	44-46-48-50/70-72-74-76
72	56-58-60-62/82-84-86-88
84	68-70-72-74/94-96-98-100
96	80-82-84-86/106-108-110-112
108	92-94-96-98/118-120-122-124
120	104-106-108-110/130-132-134-136
132	116-118-120-122/142-144-146-148

Fonte: [23]

Anexo I - Gráfico da densidade de corrente nas barras do rotor



Fonte: [23]

Anexo J - Comparação da máquina em cada parcela da estrutura (a vazio)

Parcela da máquina	Corrente de fase (A)	Velocidade síncrona (rpm)	Torque (Nm)
Inteira	1,714	1798,694	0,187
Metade	1,714	1798,692	0,187
Quarto	1,714	1798,689	0,186

Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo K - Aba "excitations" do ajuste da excitação (nominal) das bobinas do estator

Winding

General Defaults

Name: PhaseA

Parameters

Type: Voltage ☐ Solid ☒ Stranded

Initial Current: 0 mA

Resistance: \$Rph

Inductance: \$Lcb

Voltage: $1.41 \cdot \$V_{ph_rms} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \$f \cdot time)$

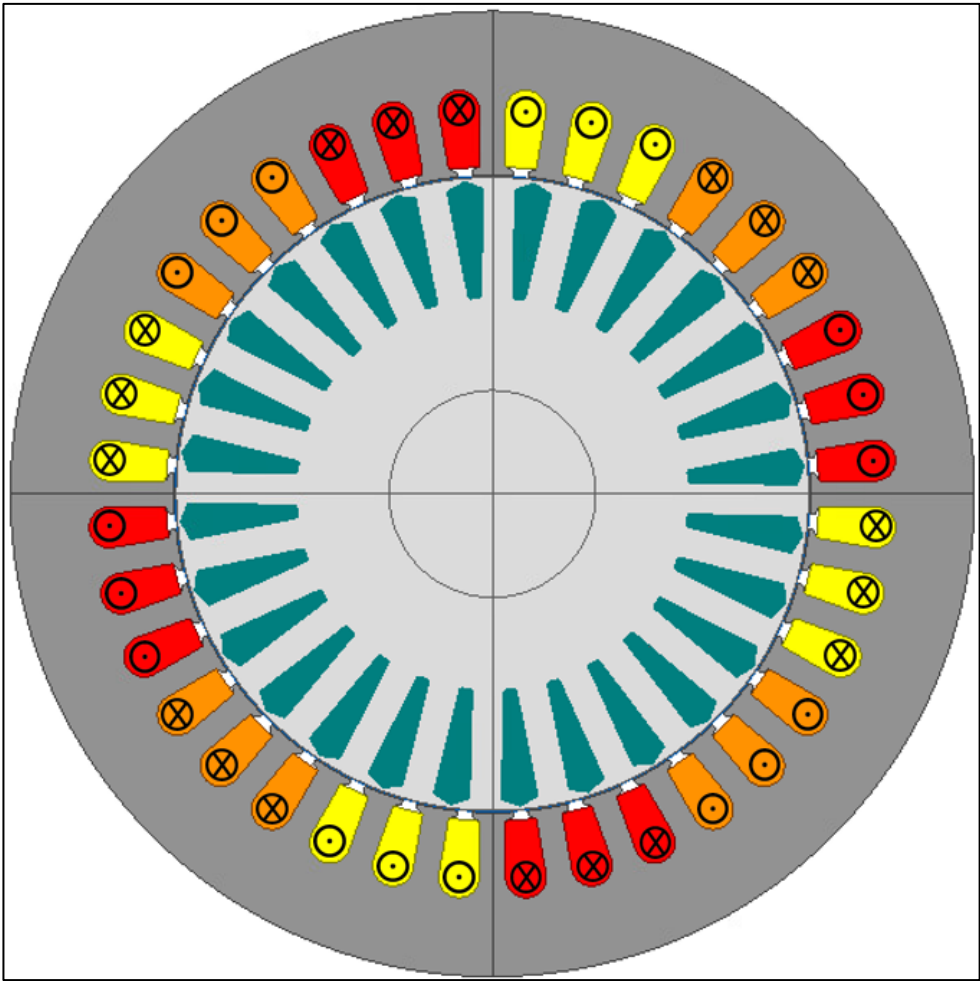
Number of parallel branches: 2

Use Defaults

\$wtrib	0.45	mm
\$hr0	0.45	mm
\$dy1	5.297	mm
\$dy2	1.811	mm
\$Rph	10.66	ohm
\$Ntc	89	
\$Lstk	90	mm
\$Vph_rms	220	V
\$Rer	7.9577e-05	ohm
\$f	60	Hz
\$Lcb	3.466	mH
\$stk_factor	0.94	

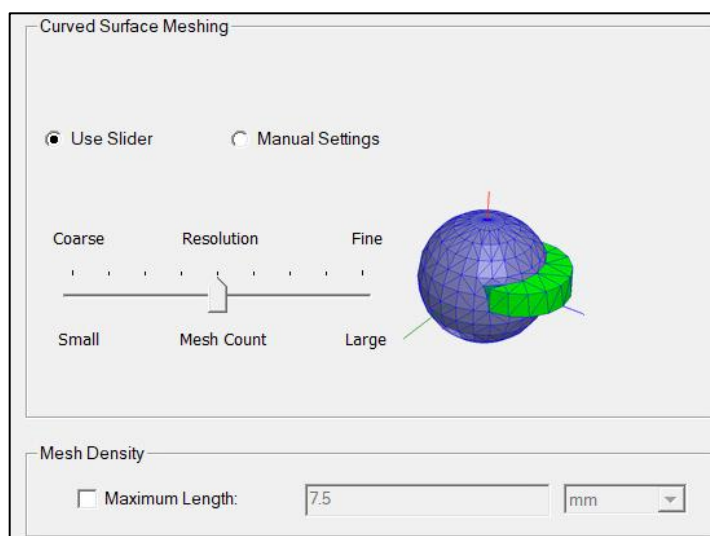
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo L - Polarização das tensões de fase do estator



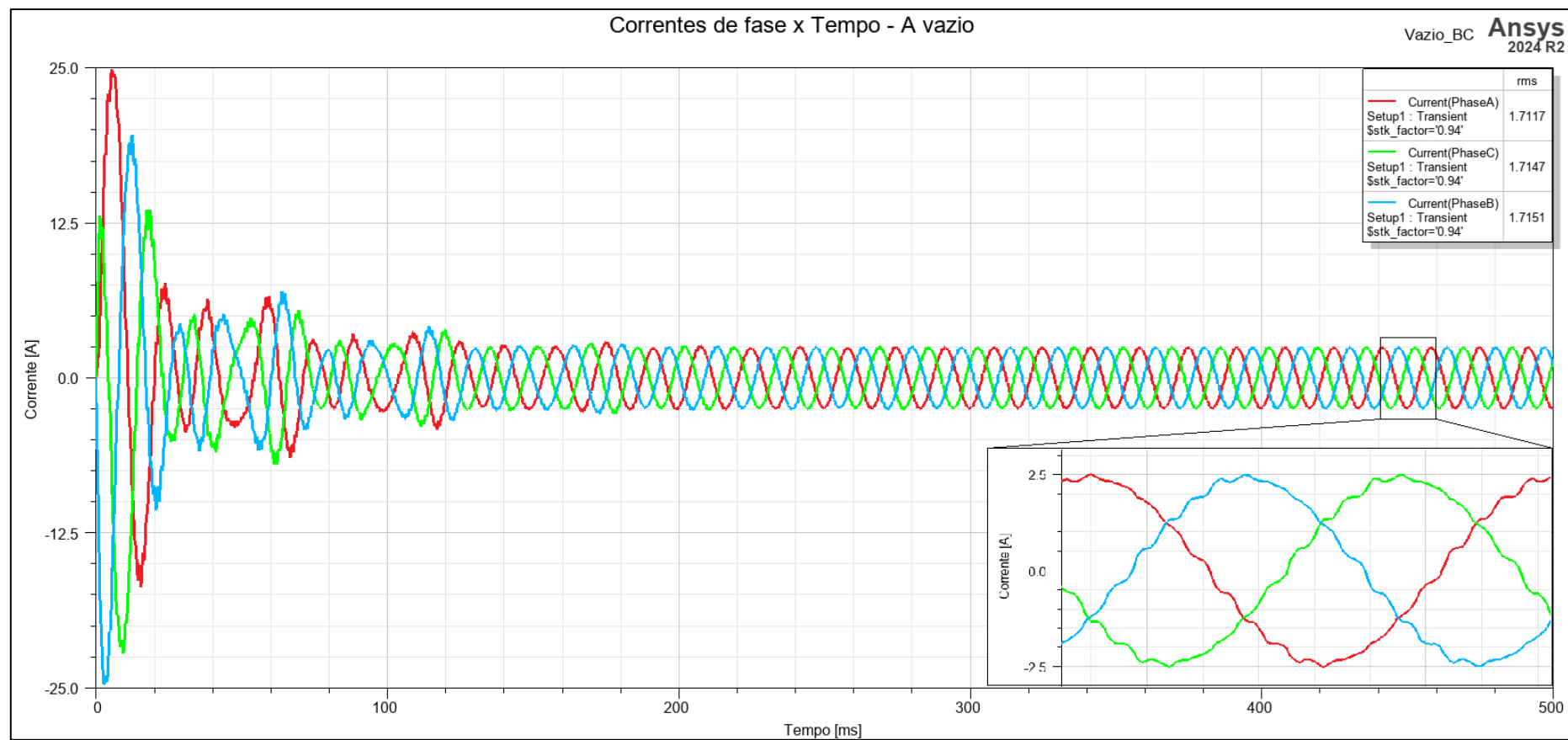
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo M - Configuração de resolução da malha de simulação



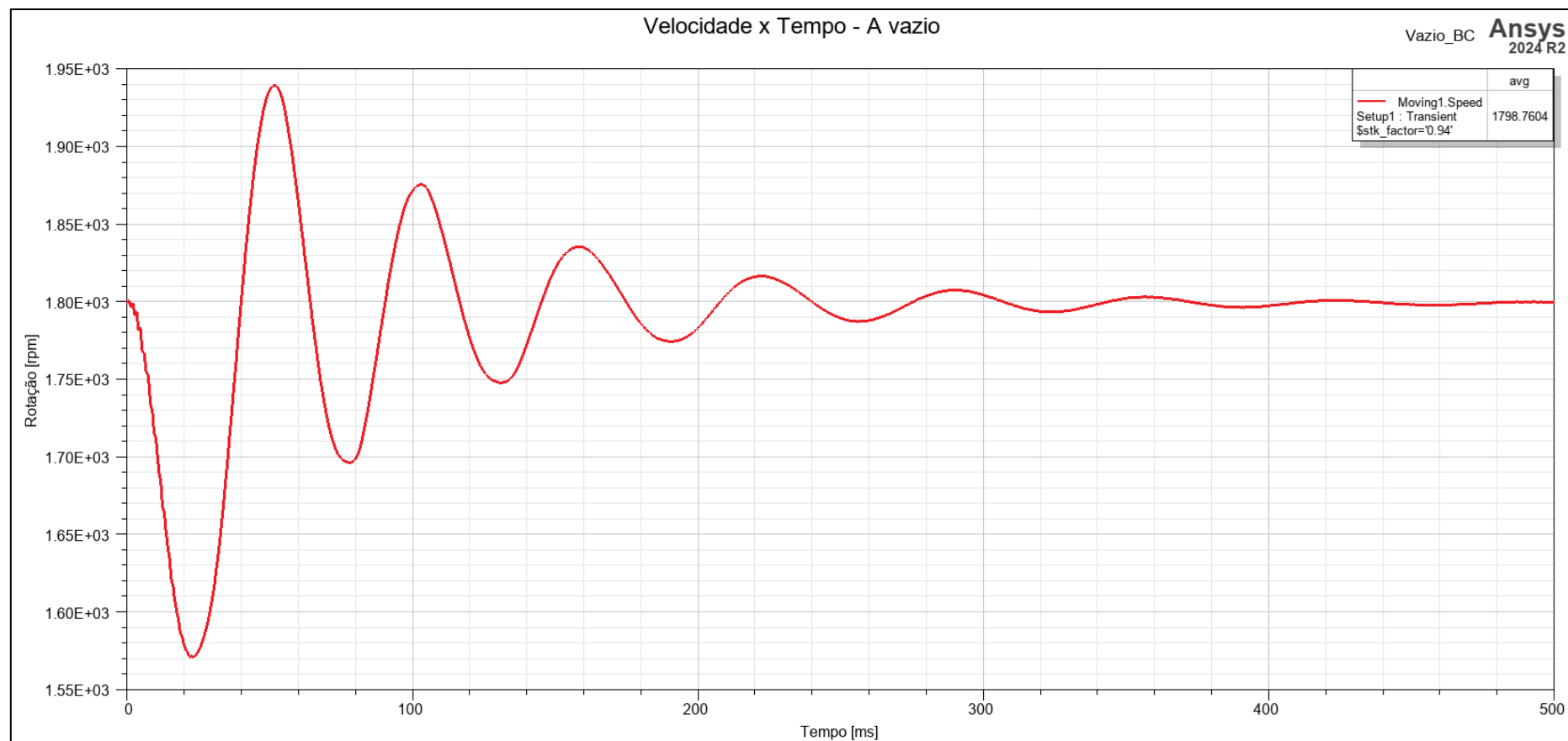
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo N - Correntes de fase - a vazio



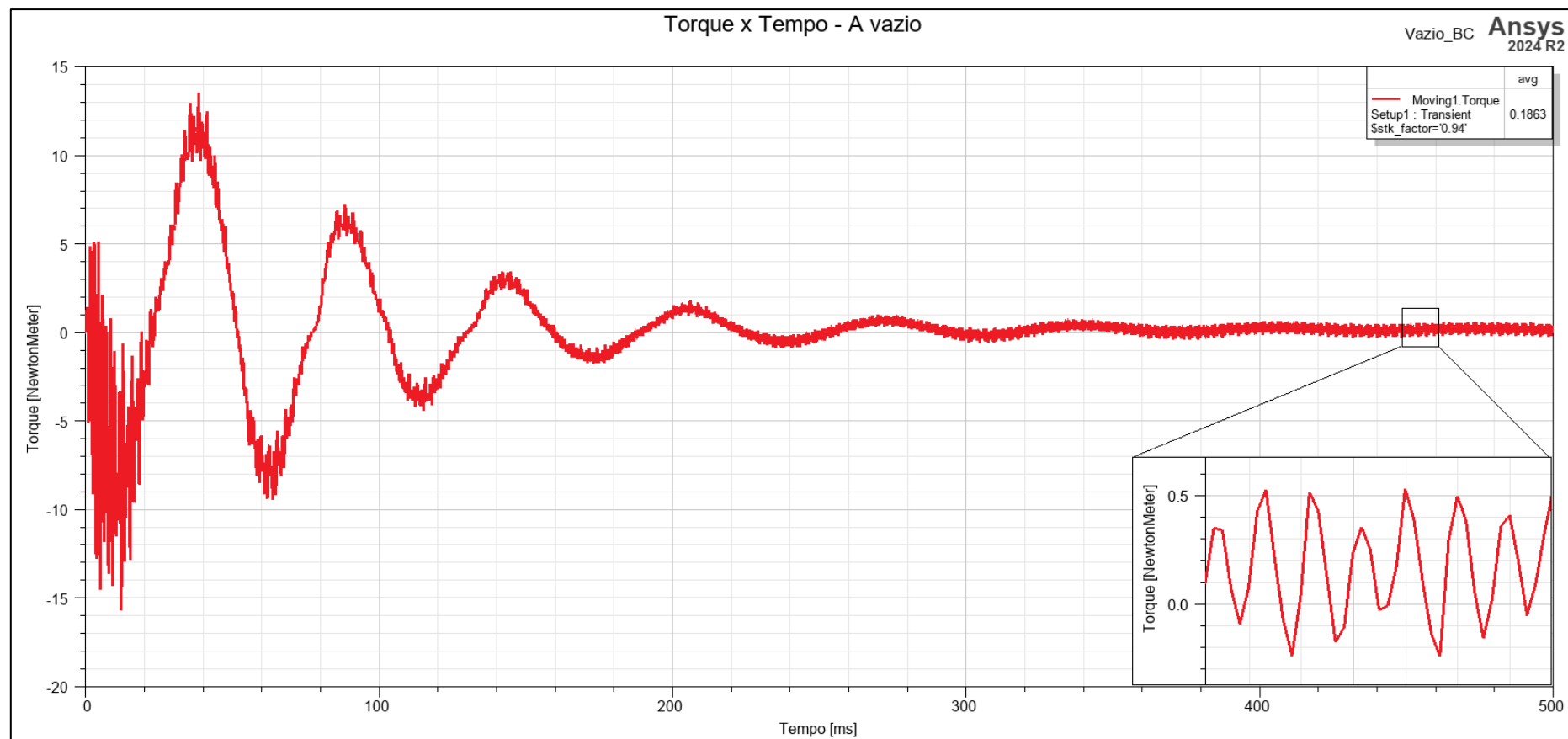
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo O - Velocidade - a vazio



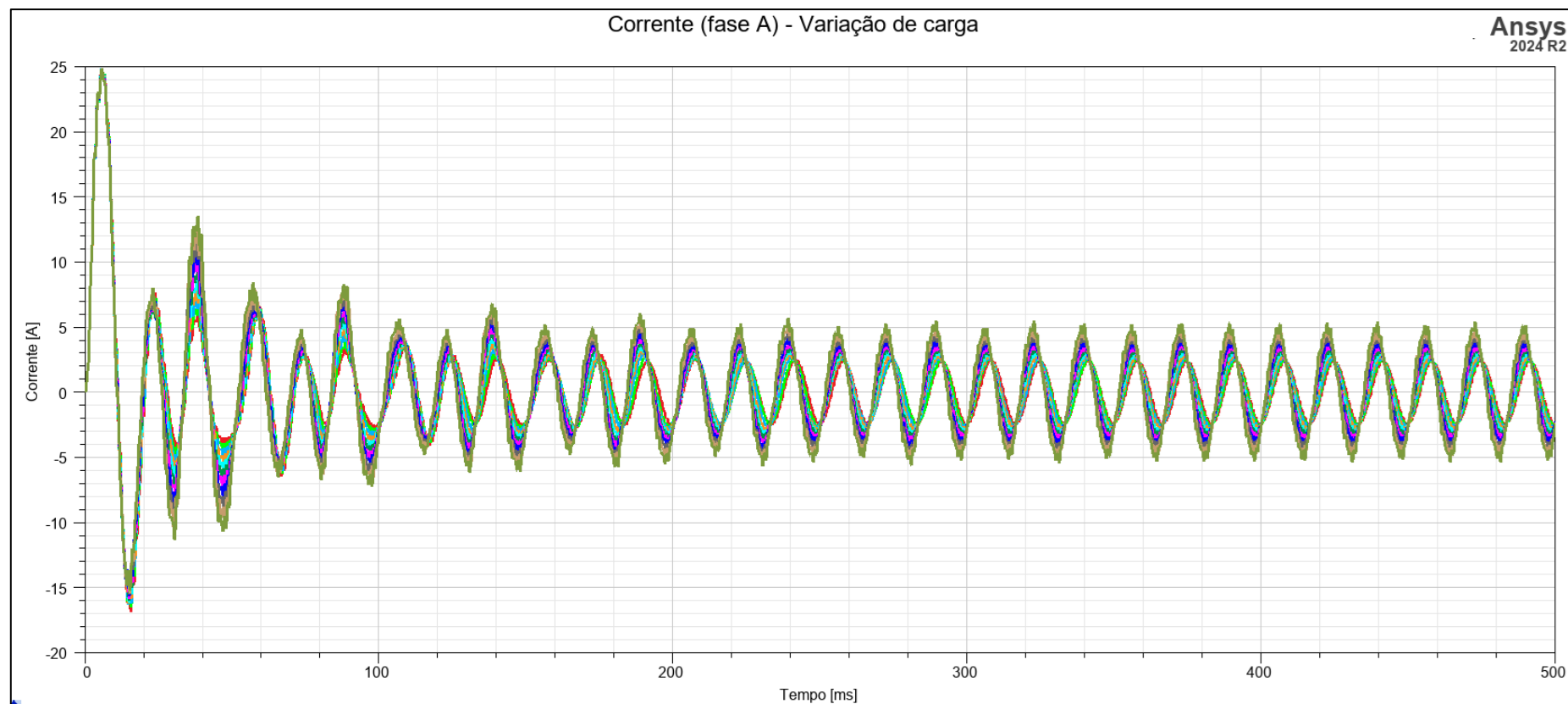
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo P - Torque - a vazio



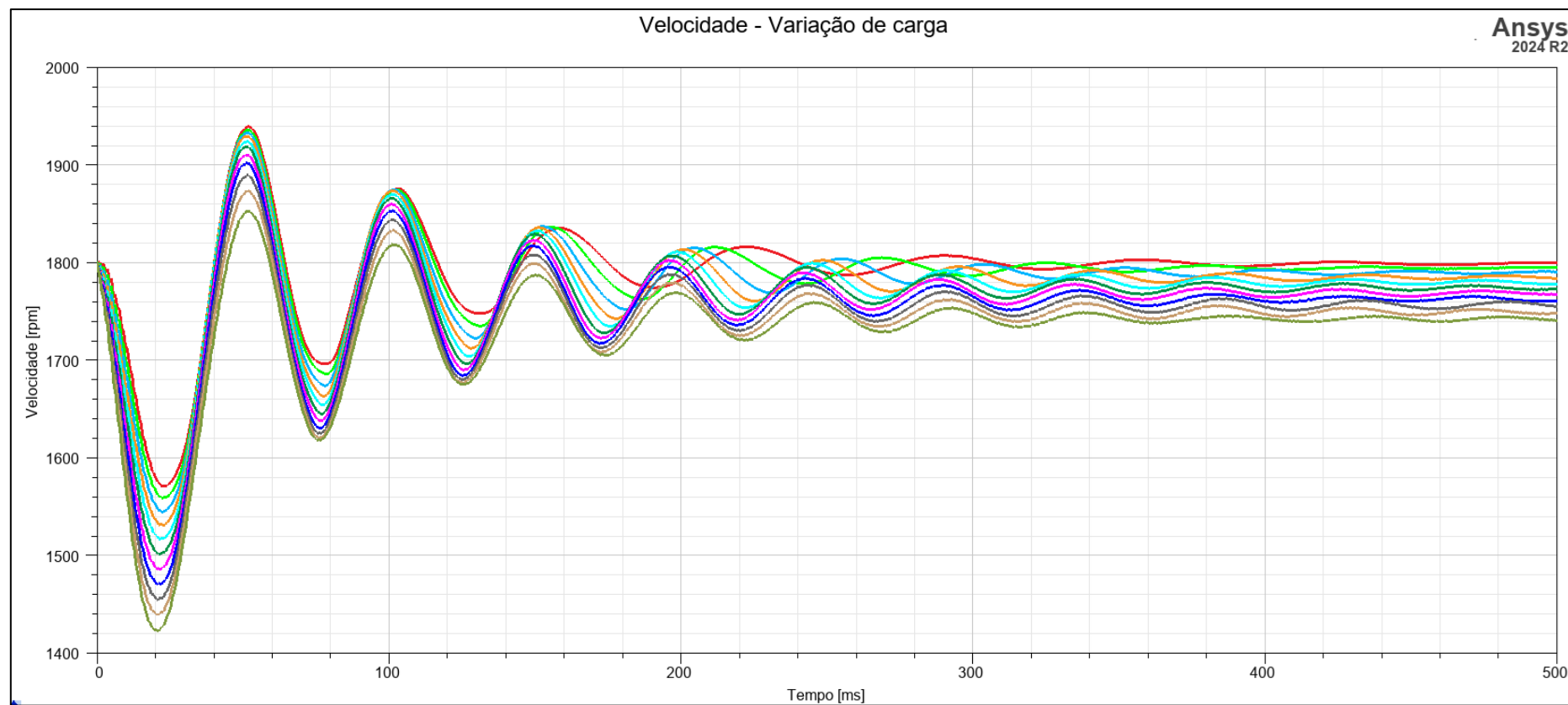
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo Q - Correntes de fase - Variação de carga



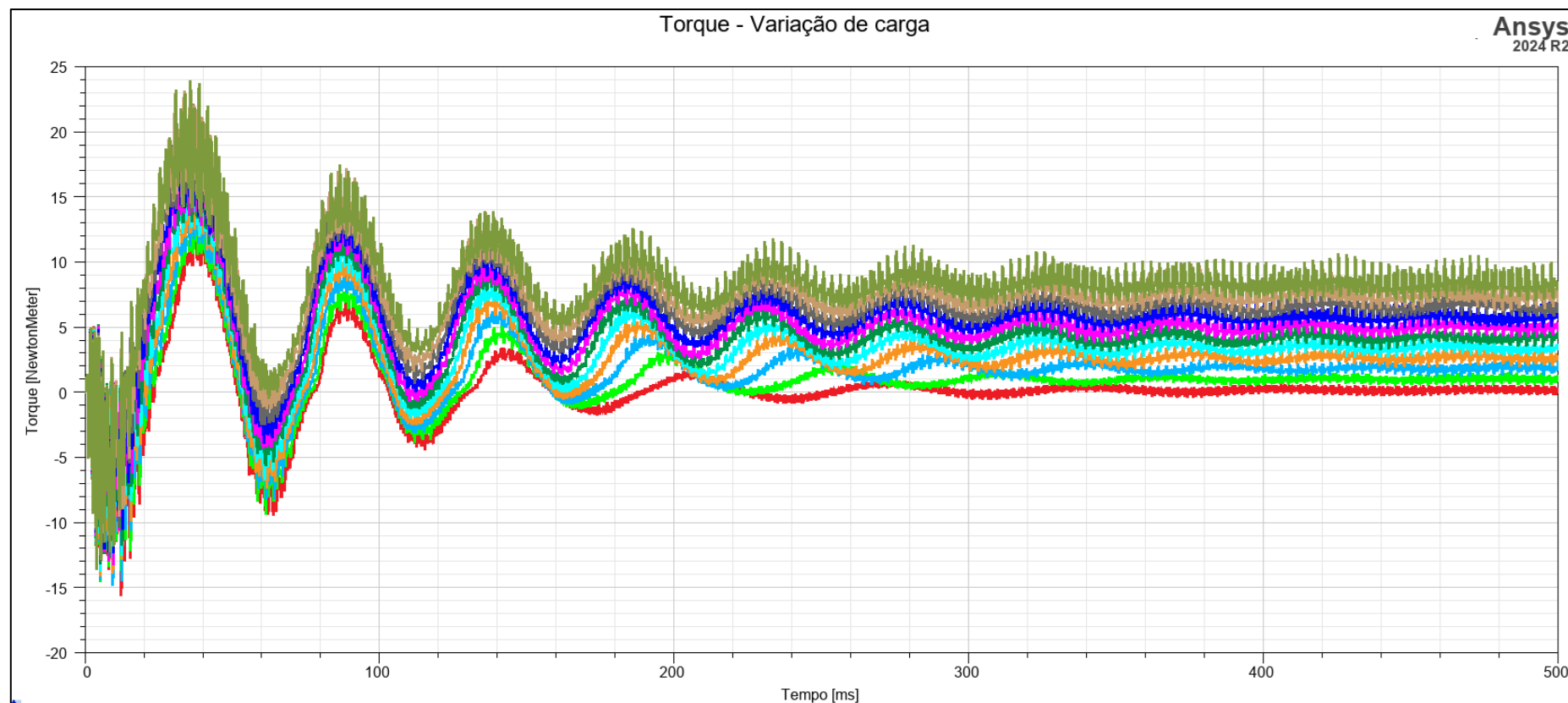
Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo R - Velocidade - Variação de carga



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

Anexo S - Torque - Variação de carga



Fonte: elaborado pelo autor, 2025

APÊNDICES

Apêndice A - Estudo do fator de empilhamento entre laminado e sólido

Empilhamento	Corrente de fase (A)	Velocidade (rpm)	Torque (Nm)
Laminado (fator = 1)	1,5622	1799,7659	0,1733
Sólido	1,5623	1799,9125	0,1746

Fonte: elaborado pelo autor, 2025