



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCOS AURÉLIO MELO JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE MOTOR BLDC PARA ELETRIFICAÇÃO
DE PEQUENAS EMBARCAÇÕES NA REGIÃO AMAZÔNICA**

BELÉM

2025

MARCOS AURÉLIO MELO JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE MOTOR BLDC PARA ELETRIFICAÇÃO DE
PEQUENAS EMBARCAÇÕES NA REGIÃO AMAZÔNICA**

Dissertação apresentada no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto de Tecnologia como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Sistemas de Energia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Fonte Renováveis

Orientador: Prof. Dr. Wellington da Silva
Fonseca

BELÉM

2025

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

M528d Melo Junior, Marcos Aurélio.
 Desenvolvimento de Motor BLDC para Eletrificação de
 Pequenas Embarcações na Região Amazônica / Marcos Aurélio
 Melo Junior, . — 2025.
 111 f. : il. color.

 Orientador(a): Prof. Dr. Wellington da Silva Fonseca
 Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Pará,
 Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
 Engenharia Elétrica, Belém, 2025.

 1. Região Amazônica. 2. Design de Máquinas. 3. FEA. 4.
 Motores Brushless. I. Título.

CDD 621.3133

MARCOS AURÉLIO MELO JUNIOR

Desenvolvimento de Motor BLDC para Eletrificação de Pequenas Embarcações na Região Amazônica

Dissertação apresentada no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto de Tecnologia como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovado em 25 de Abril de 2025.
Conceito: Aprovado.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Wellington da Silva Fonseca
(Orientador – PPGEE / ITEC/ UFPA)

Prof. Dr. Thiago Soares Mota
(Avaliador Interno – PPGEE / UFPA)

Prof. Dr. Edson Ortiz de Matos
(Avaliador Externo ao Programa – FEEB / ITEC / UFPA)

Prof. Dr. Diorge de Souza Lima
(Avaliador Externo - UNIFESSPA)

Pois vocês sabem que a prova da sua fé produz perseverança. Tiago 1:3.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela Sua infinita bondade e por me manter resiliente em momentos difíceis, a minha mais profunda gratidão.

Agradeço ao professor Dr. Wellington da Silva Fonseca por me aceitar como orientando, pela oportunidade de pesquisar no Laboratório de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromecânicos (LCADE), bem como pela compreensão e apoio ao longo dessa grande jornada.

Sou grato à Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo suporte financeiro que viabilizou minha continuidade no programa.

Agradeço ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), ao Instituto de Ciências e Tecnologia (ITEC) e à Universidade Federal do Pará (UFPA).

Meu eterno agradecimento à minha família, que tanto me apoiou nos momentos mais difíceis, em especial à minha querida mãe, irmã e namorada. Sou infinitamente grato à minha namorada Aryane, que esteve ao meu lado durante toda essa jornada de estudos.

Quero deixar meus sinceros agradecimentos aos meus amigos de jornada, Iris, Priscila e todos os integrantes do laboratório LCADE, bem como aos membros do CEAMZON.

RESUMO

A transição energética é um tema amplamente discutido no cenário climático global, e a eletrificação de embarcações na Região Amazônica representa, simultaneamente, um desafio e uma estratégia inovadora voltada à promoção da sustentabilidade e à mitigação dos impactos ambientais causados pela queima de combustíveis fósseis no transporte fluvial. Considerando que as embarcações constituem o principal meio de deslocamento para as populações ribeirinhas, torna-se essencial repensar o atual sistema de propulsão baseado em motores a combustão, os quais têm se mostrado ambientalmente prejudiciais. Grande parte dessas embarcações utiliza motores que operam à base de combustíveis fósseis, responsáveis pela emissão de dióxido de carbono, óxidos de nitrogênio e outros poluentes atmosféricos e aquáticos. Tais emissões acarretam sérios prejuízos à saúde humana e à biodiversidade regional. Nesse contexto, os motores elétricos surgem como uma alternativa viável e eficaz, destacando-se pela maior eficiência energética e pela ausência de emissões diretas durante o funcionamento, contribuindo assim para uma navegação mais limpa e sustentável. Diante dessa realidade, torna-se cada vez mais necessário o desenvolvimento de tecnologias voltadas à otimização do desempenho dos motores elétricos, especialmente no que se refere ao seu projeto geométrico. Estudos que envolvem a modelagem computacional desses motores por meio de simulações eletromagnéticas têm demonstrado grande potencial para maximizar a eficiência e o torque, superando limitações dos métodos tradicionais de dimensionamento. Assim, este trabalho propõe uma análise numérica do projeto de um motor elétrico do tipo *Brushless Direct Current* (BLDC), desenvolvido com foco nas necessidades específicas da navegação ribeirinha em embarcações de pequeno porte. A geometria do motor será projetada e avaliada por meio de simulações computacionais com o uso do Método dos Elementos Finitos (MEF), considerando aspectos construtivos, eletromagnéticos e operacionais. Os resultados esperados concentram-se na definição de uma geometria otimizada que assegure regimes de operação estáveis, boa variabilidade de rotação, níveis satisfatórios de torque e eficiência superior a 95%.

Palavras-chave: Região Amazônica, Design de Máquinas, FEA e Motores *Brushless*.

ABSTRACT

Energy transition is a widely discussed topic in the global climate agenda, and the electrification of vessels in the Amazon region represents both a challenge and an innovative strategy aimed at promoting sustainability and mitigating the environmental impacts caused by the combustion of fossil fuels in inland waterway transport. Considering that boats are the main means of transportation for riverside populations, it is essential to rethink the current propulsion system based on internal combustion engines, which have proven to be environmentally harmful. Most of these vessels use engines powered by fossil fuels, which emit carbon dioxide, nitrogen oxides, and other atmospheric and aquatic pollutants. These emissions cause significant harm to human health and regional biodiversity. In this context, electric motors emerge as a viable and effective alternative, offering higher energy efficiency and zero direct emissions during operation, thus contributing to a cleaner and more sustainable navigation system. Given this reality, the development of technologies aimed at optimizing electric motor performance, particularly in terms of geometric design, becomes increasingly necessary. Studies involving computational modeling and electromagnetic simulations have shown great potential for enhancing motor efficiency and torque, surpassing the limitations of traditional design approaches. Therefore, this work proposes a numerical analysis of the design of a Brushless Direct Current (BLDC) motor, specifically developed to meet the operational demands of small-scale riverine vessels in the Amazon. The motor geometry will be designed and evaluated through computational simulations using the Finite Element Method (FEM), considering constructive, electromagnetic, and operational parameters. The expected results focus on defining an optimized geometry capable of ensuring stable operating regimes, good rotational variability, satisfactory torque levels, and efficiency above 95%.

Keywords: Amazon Region, Machine Design, FEA and Brushless Motors

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Distribuição senoidal dos enrolamentos de um PMSM.....	26
Figura 2 - Princípios de funcionamento de um BLDC.....	27
Figura 3 - Estágio de alimentação das fases de um motor BLDC trifásicos.	27
Figura 4 - Forma de onda de tensão induzida e corrente de fase em comparação com o estado do sensor Hall e a passagem por zero.....	28
Figura 5 - Motor BLDC com rotor interno.....	29
Figura 6 - Motor BLDC com rotor externo.	29
Figura 7 - Motor BLDC com rotor tipo disco.	30
Figura 8 - Modelo do motor BLDC com acionamento.	31
Figura 9 - Fluxo enlaçado do motor BLDC elementar.....	33
Figura 10 - Etapas de análise do procedimento do MEF.....	46
Figura 11 - Elementos de partição para cada domínio.	47
Figura 12 - Interpolação linear da função potencial ϕ_m no m-ésimo elemento triangular.....	50
Figura 13 - Representação das funções interpoladoras lineares da função ϕ_m	52
Figura 14 - Relações Fasoriais: Eixos d - q e Corrente.	54
Figura 15 - Diagrama fasorial de uma máquina síncrona.....	55
Figura 16 - Características de circuito aberto e fator de potência zero.	56
Figura 17 - Método Potier para encontrar excitação para um rotor redondo	57
Figura 18 - Tensão da reatância de vazamento do enrolamento final.	57
Figura 19 - Relutância em paralelo.....	58
Figura 20 - Laminação de cruzamento de fluxo.	59
Figura 21 - Máquina de relutância comutada com condição de Dirichlet.....	60
Figura 22 - Máquina síncrona com fluxo de eixo direto.	61
Figura 23 - Limites com condições periódicas.....	62
Figura 24 - Encontrando o fluxo concatenado utilizando o valor do centroide de A ou a média ponderada.....	63
Figura 25 - Constante de máquinas síncronas em função da potência por polos magnéticos..	68
Figura 26 - Modelo de Layout de Enrolamento com slot de passo integral.....	74
Figura 27 - Demonstração do modelo de enrolamento diamantado de dupla camada.	75
Figura 28 - Diferentes métodos de passo encurtado de bobina para enrolamento	76
Figura 29 - Diagrama esquemático físico e processo CVD 10JNEX900.....	78

Figura 30 - Efeito do acoplamento de campo multifísico nas propriedades magnéticas do 10JNEX900. (a) Tendência de B. (b) Tendência de P.....	78
Figura 31 - Curva B-H referente ao material 10JNEX900.....	79
Figura 32 - Mapa de Localização: Araxá/MG - Mina de Nb rica em TR (sob concessão da CBMM).....	80
Figura 33 - Ímã de Neodímio N42UH.....	82
Figura 34 – Geometria desenvolvida para modelagem da máquina.....	84
Figura 35– Layout de enrolamento implementado nas ranhuras da máquina.	85
Figura 36 – Malha desenvolvida pelo software.....	86
Figura 37 – Malha desenvolvida pelo software.....	86
Figura 38 – Tensão trifásica aplicada nos terminais da máquina.....	87
Figura 39 - Torque em função de posição angular.	87
Figura 40 - Mapa de Eficiência referente a geometria desenvolvida.	89
Figura 41 - Malha desenvolvida referente a geometria ajustada.	90
Figura 42 - Densidade de fluxo magnética com a geometria ajustada.	90
Figura 43 - Perfil de tensão referente a simulação com geometria ajustada.	91
Figura 44 - Comportamento do torque em função da posição referente a geometria ajustada.	92
Figura 45 - Mapa de eficiência referente a geometria aprimorada.....	93
Figura 46 - Curva de torque e velocidade face a eficiência do regime de operação da máquina.	94
Figura 47 - Malha referente ao modelo simulado no ANSYS Maxwell.	94
Figura 48 - Densidade de fluxo magnética para a simulação no ANSYS Maxwell.....	95
Figura 49 - Corrente requerida por fase a plena carga.	95
Figura 50 - Tensão induzida por fase nos terminais.....	96
Figura 51 - Torque mecânico entregue no eixo da máquina.	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 Geometria determinadas por meio do equacionamento proposto.	73
Tabela 2 - Parâmetros relacionado ao layout de enrolamento e dados gerais da máquina.	83
Tabela 3 – Parâmetros relacionado ao layout de enrolamento e dados gerais da máquina	84
Tabela 4 - Principais características de performance da máquina.....	88
Tabela 5 - Principais características de performance da máquina.....	92
Tabela 6 – Síntese dos resultados entre os softwares ANSYS Motor-CAD, Maxwell e RMxprt	98

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

EPE	Empresa de Pesquisa Energética
\emptyset^*	Função que se aproxima do potencial desconhecido
\emptyset_g	Fluxo magnético no entreferro
A_{1n}, A_{2n}, A_{3n}	Fatores para definir a densidade de fluxo do ímã permanente
A_g	Área da seção transversal do entreferro
B_g	Densidade de fluxo no entreferro
B_r	Densidade de fluxo remanescente
D_g	Diâmetro do entreferro
D_r	Diâmetro do rotor
D_{se}	Diâmetro externo do estator
D_{si}	Diâmetro interno do estator
I_d, I_a, I_0	Corrente da transformada de Park
K_{Br}	Fator para definir a densidade de fluxo radial do ímã permanente
$K_{B\theta}$	Fator para definir a densidade de fluxo tangencial do ímã permanente
L_{st}	Comprimento axial do motor
$L_{xx} L_{xy}$	Indutância própria de fase
M_n	Polarização radial
N_m	Número de polos
N_{ph}	Número de fases
N_s	Número de ranhuras
N_{spp}	Relação de distribuição de bobinas
P_{conv}	Potência convertida no entreferro
P_{mec}	Potência mecânica
P_s	Potência de saída entregue no eixo da máquina
R_a, R_b, R_c	Resistências de fase
R_i	Resíduos ponderados
[SS]	Matriz de rigidez
T_L	Torque de carga mecânico
T_e	Torque elétrico produzido no entreferro

e_a, e_b, e_c	Força eletromotriz
i_a, i_b, i_c	Correntes de linha
k_e	Constante de tensão
k_t	Constante de torque
k_v	Constante de velocidade
l'	Comprimento do entreferro
n_{sin}	Velocidade síncrona em rotações por minuto
r_{ext}	Raio externo do rotor
r_{inr}	Raio interno do rotor
r_r	Raio do rotor
r_s	Raio do estator
v_a, v_b, v_c	Tensões de fase
v_j	Função peso i-ésima
w_i	Função peso i-ésima
θ_e	Posição angular elétrica
θ_m	Posição angular mecânica do rotor
θ_p	Passo da bobina
Φ_j	j-ésimo coeficiente para se aproximar do potencial Φ
α_{PM}	Largura relativa do ímã permanente
μ_0	Permissividade do vácuo
μ_r	Permissividade relativa do meio
τ_p	Passo do polo
τ_u	Passo da ranhura
ω_e	Velocidade angular elétrica
ω_m	Velocidade angular do rotor
$[T]$	Termos conhecidos da matriz vetorial
$[\Phi]$	Vetor matriz dos coeficientes desconhecidos Φ_i
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
CBMM	Companhia Brasileira de Metalurgia e Mineração
CVD	Deposição química de vapor
EMOBAMAZON	Energia e Mobilidade aplicados ao contexto Amazônico
FINEP	Financiadora de Estudos e Projetos
FMM	Força Magneto Motriz
GEE	Gases de Efeito Estufa

IM	Motores de Indução
IMO	International Maritime Organization
MEF	Método de Elementos Finitos
PM	Ímãs Permanente
PM-BLDC	Permanent Magnet Brushless
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
SPM	Rotores de ímãs permanentes montados na superfície
VE	Veículos Elétricos
Γ	Limite do domínio
C	Coefficiente de atrito viscoso
G	Densidade de energia no volume do rotor da máquina
L	Operador diferencial
N	Número de voltas do enrolamento
P	Número de polos magnéticos
V	Função potencial genérica
j	Momento de inércia do motor
δ	Altura do entreferro
ε	Permissividade do meio
λ	Fluxo magnético enlaçado
ρ	Densidade de carga elétrica
χ	Relação entre o comprimento da máquina e o diâmetro do entreferro

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Considerações Iniciais.....	18
1.2	Eletrificação de Embarcações de Pequeno Porte: Perspectivas Técnicas e Sustentáveis	19
1.3	Estado da Arte e Revisão Bibliográfica.....	21
1.4	Objetivo Geral	23
1.5	Objetivos Específicos.....	23
1.6	Organização da Dissertação	23
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	25
2.1	Fundamentos de Motores BLDC	25
2.1.1	Modelo PMSM.....	25
2.1.2	Modelo BLDC.....	27
2.1.3	Modelo Matemático do Motor BLDC.....	30
2.1.4	Força Eletromotriz.....	31
2.1.5	Modelagem do Torque	34
2.1.6	Equação Eletromecânica	35
2.2	Distribuição de Campos no Entreferro	36
2.3	Softwares Utilizados nas Simulações	38
2.3.1	ANSYS Motor-CAD	38
2.3.2	ANSYS Maxwell.....	39
2.3.3	Considerações finais dos softwares	40
2.4	Considerações finais do Capítulo.....	40
3	MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS PARA MOTORES.....	41
3.1	Considerações iniciais	41
3.2	Princípios Básicos do Método de Elementos Finitos	41
3.2.1	Problemas de Campos com Condições de Contorno	41
3.2.2	Método Clássico para Solução de Problemas de Campo	43
3.2.3	O método Clássico de Resíduos de <i>Galerkin</i>	44
3.2.4	O Método Clássico Variacional	45
3.2.5	O Método de Elementos Finitos MEF	46
3.2.6	Partição do Domínio.....	47
3.2.7	Definição da Função de Interpolação	47

3.2.8	Formulação do Sistema	48
3.3	Aplicações do MEF em Problemas de Campo Bidimensionais.....	49
3.3.1	Problema de Campo Bidimensional.....	49
3.3.2	Interpolação Linear da função.....	50
3.4	Configurações Básicas de uma Máquina Síncrona	52
3.5	Funcionamento em Estado Estacionário: Cálculo da Excitação	53
3.5.1	A Transformação d-q-0	53
3.5.2	Diagrama Fasorial	53
3.5.3	Relacionando FMM ao Diagrama Fasorial: Caso Linear.....	56
3.5.4	Correção da Reatância do Enrolamento Final.....	57
3.6	Considerações da Modelagem	58
3.6.1	Permeabilidade Homogênea Equivalente Para correção de Comprimento.....	58
3.6.2	Condição de Dirichlet no Núcleo do Estator.....	60
3.6.3	Condições Limite de Periodicidade.....	60
3.6.4	Modelo de Implementação	62
3.7	Cálculo De Excitação	63
3.7.1	Encontrando o Fluxo Concatenado	63
3.7.2	Encontrando a Tensão de Terminal.....	64
3.8	Cálculo da Reatância para Regime Permanente.....	65
3.8.1	Reatância Síncrona de Eixo Direto X_d	65
3.8.2	Eixo de Quadratura Síncrono para Reatância X_q	66
3.9	Conclusão	66
4	DESENVOLVIMENTO DA MODELAGEM DO EQUIPAMENTO	68
4.1	Considerações Iniciais.....	68
4.2	Dimensões da Geometria da Máquina	68
4.2.1	Número de Ranhuras e Polos	69
4.2.2	Diâmetro do Entreferro	70
4.2.3	Diâmetro do Estator	71
4.2.4	Diâmetro do Rotor.....	72
4.3	Layout de Enrolamento	73
4.3.1	Enrolamento Diamantado.....	75
4.4	Principais Materiais Utilizados na Simulação do Protótipo do motor.....	77
4.4.1	Material 10JNEX900.....	77
4.4.2	Material N42UH.....	80

4.5	Conclusão	82
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	83
5.1	Considerações Iniciais.....	83
5.1.1	Parâmetros para Simulação Iniciais Geometria Encontrada	83
5.1.2	Performance da Máquina no Software ANSYS Motor-CAD	85
5.2	Simulações Após Ajuste na Geometria.....	89
5.2.1	Resultados ANSYS Motor-CAD	89
5.2.2	Resultados ANSYS Maxwell e RMxppt.....	93
5.3	Síntese dos Resultados	97
5.4	Considerações finais do capítulo.....	99
6	CONCLUSÃO	100
6.1	Trabalhos Futuros.....	101
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICOS	103

1 INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Iniciais

O turismo sustentável e o ecoturismo aquaviário têm ganhado destaque nos últimos anos como soluções de baixo impacto ambiental para regiões costeiras e ribeirinhas. Diversos estudos acadêmicos abordam essa temática, destacando sua relevância para o desenvolvimento sustentável (Grimm *et al.*, 2018; Franco, 2020).

Segundo Gielen *et al.* (2019), os veículos movidos a combustíveis fósseis representam uma ameaça significativa ao meio ambiente, contribuindo para o aquecimento global e oferecendo riscos diretos e indiretos à saúde humana. Nesse contexto, a substituição dos motores de combustão interna por motores elétricos alimentados por fontes renováveis apresenta-se como uma alternativa mais eficiente e confiável.

Com o avanço da eletrificação dos transportes, observam-se iniciativas crescentes voltadas ao desenvolvimento de embarcações com sistemas propulsivos totalmente elétricos ou híbridos. Esses modelos utilizam tecnologias de armazenamento de energia capazes de atender à demanda operacional de forma mais limpa e sustentável (Dutta *et al.*, 2020; Damian *et al.*, 2022).

O transporte aquático desempenha papel crucial na Amazônia, conectando comunidades isoladas que carecem de infraestrutura terrestre e aérea. Entretanto, o uso predominante de motores a combustão movidos a combustíveis fósseis gera impactos ambientais significativos, como a emissão de gases poluentes, poluição sonora e contaminação dos rios. Além disso, há desafios logísticos relacionados ao alto custo e à irregularidade no fornecimento de combustíveis em áreas remotas (Bonilla *et al.*, 2021).

Diante da necessidade global de reduzir emissões de poluentes e aumentar a segurança energética, diversos países vêm implementando estratégias voltadas à construção de uma economia de baixo carbono. Uma das frentes mais promissoras nesse processo é a substituição de veículos a combustão por soluções alinhadas à mobilidade elétrica, como os barcos elétricos (Lima *et al.*, 2023).

No Brasil, o transporte hidroviário é essencial para a mobilidade de milhares de pessoas, especialmente na Região Amazônica. Segundo relatório da Assembleia Legislativa do Estado do Pará (ALEPA, 2023), comunidades ribeirinhas dependem quase exclusivamente das vias fluviais para se locomover, como ocorre no Arquipélago do Marajó. De acordo com a Agência de Regulação e Controle dos Serviços Públicos do Estado do Pará (Arcon-PA), cerca de 2 mil passageiros utilizam diariamente barcos regulares entre Belém e o Marajó.

A crescente demanda por soluções sustentáveis também tem impulsionado o mercado global de embarcações elétricas. De acordo com a Fortune Business Insights (2023), esse mercado foi avaliado em US\$ 3,83 bilhões em 2023, com projeção de atingir US\$ 17,20 bilhões até 2032, refletindo uma taxa de crescimento anual composta (CAGR) de 18,8%. No cenário nacional, estaleiros especializados em embarcações de serviço visualizam oportunidades promissoras tanto no mercado interno quanto no internacional (SINAVAL, 2025).

A Região Amazônica, que abriga a maior bacia de drenagem do mundo – a bacia do Rio Amazonas – desempenha papel fundamental no equilíbrio ecológico do planeta. Estendendo-se por nove países da América do Sul e com uma área de cerca de 6 milhões de km², essa bacia tem um fluxo superior a 200.000 m³/s, sendo a maior fonte de água doce e sedimentos para os oceanos. Além disso, influencia ciclos biogeoquímicos globais, como os do carbono e dos nutrientes, e contribui para a emissão de gases como dióxido de carbono e metano. A região também oferece recursos vitais para comunidades locais, como alimentação, transporte, agricultura e pecuária (Setti; Tabibi, 2024).

Por fim, segundo a Empresa de Pesquisa Energética (EPE, 2025), o transporte marítimo é responsável por aproximadamente 3% das emissões globais de gases de efeito estufa (GEE), o que afeta negativamente o meio ambiente e a saúde pública. Para mitigar esses impactos, a Organização Marítima Internacional (IMO) estabeleceu metas ambiciosas, como a redução de 20% das emissões até 2030 e a neutralidade de carbono até 2050. Entre as estratégias de descarbonização em debate estão o uso de motores bicombustíveis, combustíveis de baixo carbono e a adaptação da infraestrutura portuária para soluções mais sustentáveis.

Ademais, destaca-se que a pesquisa desenvolvida contribui de forma significativa para o avanço tecnológico na área de máquinas elétricas aplicadas à mobilidade sustentável. A partir da modelagem, simulação e implementação de um protótipo de motor BLDC adaptado às condições operacionais de embarcações de pequeno porte na Região Amazônica, o estudo oferece uma alternativa viável e energeticamente eficiente para substituir motores a combustão.

1.2 Eletrificação de Embarcações de Pequeno Porte: Perspectivas Técnicas e Sustentáveis

A eletrificação de embarcações de pequeno porte tem emergido como uma alternativa viável e estratégica para promover a mobilidade fluvial sustentável, especialmente em regiões sensíveis ambientalmente, como a Amazônia. O uso de motores elétricos em substituição aos motores de combustão interna oferece benefícios ambientais, econômicos e operacionais, alinhando-se aos objetivos globais de descarbonização e eficiência energética.

Estudos demonstram que a substituição dos sistemas de propulsão convencionais por motores elétricos reduz significativamente a emissão de gases poluentes e os níveis de ruído, o que é particularmente vantajoso em áreas naturais e de preservação ambiental (Ferreira, 2021). A utilização de fontes de energia renováveis, como sistemas fotovoltaicos embarcados, tem sido considerada promissora em projetos para regiões ensolaradas, como mostra a pesquisa de Silva *et al.* (2020), que avalia o desempenho de embarcações solares na região Norte do Brasil.

Além disso, sistemas híbridos que combinam motores elétricos e geradores a diesel vêm sendo explorados como solução intermediária, permitindo uma maior autonomia e flexibilidade operacional (Bastos, 2020). A adoção desses sistemas é apoiada por avaliações de viabilidade técnica e econômica que empregam métodos multicritério, como o *Analytic Hierarchy Process* (AHP), para identificar a melhor alternativa entre diferentes configurações (Vieira; Gomes; Nunes, 2020).

O contexto amazônico, por sua vez, demanda soluções tecnológicas adaptadas às realidades logísticas e sociais locais. O relatório do WWF Brasil (2022) enfatiza a necessidade de políticas públicas que incentivem a mobilidade fluvial elétrica, dada a relevância socioeconômica desse modal para comunidades ribeirinhas. Iniciativas que integram o uso de materiais naturais e renováveis, como fibra de juta e miriti na construção das embarcações, também têm sido propostas como estratégias para aumentar a sustentabilidade e reduzir custos (Ribeiro *et al.*, 2023).

Do ponto de vista técnico, a modelagem computacional dos sistemas de propulsão elétrica tem se mostrado fundamental. Abordagens baseadas em simulações eletromagnéticas, térmicas e estruturais por meio de softwares de engenharia têm sido empregadas para otimizar o desempenho dos motores e garantir sua confiabilidade operacional (Obadowski, 2020).

Entretanto, diversos desafios ainda precisam ser superados para consolidar essa transição tecnológica, incluindo a disponibilidade de infraestrutura para recarga elétrica, a capacitação de mão de obra e a necessidade de incentivos financeiros (Mapfre, 2023). Nesse sentido, a formação de profissionais qualificados e a promoção de pesquisas em universidades e centros tecnológicos são ações estratégicas para o avanço da eletrificação naval (Moura, 2023).

À medida que tecnologias de baterias mais eficientes e sistemas inteligentes de gerenciamento de energia avançam, é esperado que o custo-benefício das embarcações elétricas se torne cada vez mais competitivo, impulsionando sua adoção em larga escala (Santos; Mattos; Ribeiro, 2022).

1.3 Estado da Arte e Revisão Bibliográfica

Motores síncronos são amplamente utilizados em sistemas de tração elétrica que exigem alta eficiência, controle preciso de velocidade e bom desempenho dinâmico. Entre suas variantes mais comuns estão os motores de ímã permanente (PMSM) e os motores de relutância síncrona (SyRM), ambos com aplicações relevantes em veículos elétricos e embarcações. A principal característica desses motores é a operação do rotor em sincronia com o campo magnético girante do estator, garantindo controle estável mesmo em regimes variáveis de carga. Devido à eliminação do deslizamento e à possibilidade de otimizações geométricas avançadas, esses motores apresentam excelente densidade de potência, além de contribuírem para a descarbonização do setor de transporte (Ban, 2022).

No contexto da preservação ambiental e da crescente demanda por eficiência energética, torna-se essencial a adoção de motores energeticamente eficientes em diversas áreas. Esse cenário impulsiona a integração de métodos tradicionais de projeto de máquinas com técnicas de otimização avançadas. No entanto, o projeto de máquinas elétricas envolve equações altamente não lineares, o que torna as abordagens convencionais de otimização analítica menos eficazes (Mallik *et al.*, 2017).

A otimização energética de equipamentos elétricos é uma tendência global, especialmente considerando o alto consumo dos motores de indução, que representam cerca de 40% da demanda total de energia elétrica. Além disso, o crescimento do mercado de veículos elétricos e híbridos reforça a necessidade de soluções mais eficientes. Para lidar com a complexidade envolvida no desempenho e geometria das máquinas, especialmente com materiais não lineares, são requeridas otimizações matemáticas capazes de fornecer soluções rápidas e eficazes (Mallik *et al.*, 2017; Zarlo *et al.*, 2018).

Com o auxílio de ferramentas de otimização matemática, é possível expandir os limites de desempenho das máquinas elétricas, possibilitando projetos mais eficientes tanto na modelagem quanto nos sistemas de acionamento e controle, especialmente por meio do uso de inversores (Nell; Hameyer, 2018).

No cenário da tração elétrica para veículos, diversos tipos de motores vêm sendo utilizados, como os motores de indução, motores de relutância chaveados e os motores síncronos de ímãs permanentes (PMSM). Entretanto, os motores de corrente contínua sem escovas (BLDC) se destacam por sua alta eficiência, maior densidade de potência e menores perdas térmicas, características que os tornam atrativos para aplicações veiculares (Kumar *et al.*, 2020).

Além disso, esses motores oferecem vantagens em comparação com os motores de indução, como compactidade, maior densidade volumétrica de energia e elevada eficiência. Contudo, apresentam limitações, como a redução do torque em altas velocidades sob cargas elevadas e o ruído audível causado pela pulsação de torque (Rauth; Samanta, 2020).

De acordo com Shin *et al.* (2020), os motores BLDC também exigem menos manutenção e oferecem maior eficiência energética em comparação aos motores DC tradicionais. Esses fatores, somados à redução dos custos dos dispositivos de acionamento e ao avanço das tecnologias de controle, contribuem para a substituição gradual dos motores DC pelos BLDC.

A popularidade das máquinas síncronas sem escovas com ímãs permanentes, conhecidas como motores PM-BLDC (Permanent Magnet Brushless DC), tem crescido rapidamente. Isso se deve às suas características como tamanho compacto, facilidade de controle e alta confiabilidade operacional, especialmente em aplicações de mobilidade elétrica (Banchhor *et al.*, 2022).

Os motores BLDC também são amplamente empregados em veículos elétricos por sua alta eficiência, boa relação torque/peso e operação livre de escovas, o que reduz os custos com manutenção. Seu design facilita o controle preciso de velocidade e torque, características ideais para aplicações automotivas. Nesse contexto, as simulações computacionais avançadas, realizadas por meio de softwares de engenharia, permitem otimizar a geometria e o desempenho desses motores, garantindo maior eficiência energética e melhor adaptação às exigências dos veículos elétricos (Kumar *et al.*, 2022).

Com o aumento das preocupações ambientais, os motores BLDC vêm sendo cada vez mais preferidos em aplicações de baixa potência em veículos elétricos, devido à sua simplicidade de construção e facilidade de controle. O principal desafio no desenvolvimento desses motores está na aplicação de algoritmos de otimização rápidos e eficazes que considerem as tolerâncias de fabricação, de modo a evitar falhas em larga escala na produção (Mahmouditabar *et al.*, 2024).

Nesse cenário, o design dessas máquinas, aliado ao uso de simulações computacionais por meio de métodos numéricos, tem impulsionado o desenvolvimento de tecnologias e conceitos fundamentais para melhorar o desempenho de motores BLDC em novas aplicações, como as embarcações navais na Região Amazônica (Campos *et al.*, 2024; Melo Junior *et al.*, 2024).

Dessa forma, no presente trabalho é proposto uma análise numérica do design de um motor elétrico do tipo Brushless Direct Current (BLDC) como alternativa inovadora e eficiente

para substituir motores de combustão interna em embarcações de pequeno porte. O modelo proposto foi simulado em ambiente computacional por meio da técnica do Método dos Elementos Finitos (MEF), permitindo avaliar seu desempenho eletromagnético e eficiência energética.

Os resultados dessa pesquisa se relacionam ao projeto da Rede de pesquisa para Desenvolvimento Tecnológico e Extensão Inovadora de Materiais Avançados em Energia e Mobilidade aplicados ao contexto Amazônico (EMOBAMAZON), aprovado em edital da Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP - DOU Seção 3, p.9, n.66, 06/04/2022).

1.4 Objetivo Geral

O presente estudo visa determinar a geometria de um modelo de motor do tipo *Brushless Direct Current* (BLDC) otimizado para aplicação em embarcações ribeirinhas da Amazônia, por meio de simulações computacionais baseadas no Método dos Elementos Finitos (MEF), a fim de avaliar seu desempenho e viabilidade como alternativa aos motores de combustão interna.

1.5 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos se concentram em:

1. Definir as dimensões essenciais da geometria para a desenvolvimento do motor com base na potência estabelecida.
2. Realizar simulações eletromagnéticas utilizando o Método dos Elementos Finitos (MEF) para avaliar desempenho, eficiência, torque e perdas do motor.
3. Realizar simulações computacionais utilizando diferentes ferramentas de análise como o ANSYS Moto-CAD e ANYS Maxwell e RMXprt.
4. Obtenção da eficiência da máquina implementada, por meio das simulações e ajustes, superior a 95%.

1.6 Organização da Dissertação

Neste capítulo 1 é apresentado as considerações iniciais, a contextualização global da temática do trabalho, destacando a importância do transporte aquaviário diante dos problemas ambientais que esse setor enfrenta. Em seguida, é realizada uma revisão do estado da arte, abordando a preferência por máquinas síncronas, com ênfase nos motores BLDC, para aplicação na mobilidade elétrica.

No capítulo 2 é mostrado a fundamentação teórica sobre o motor BLDC, incluindo a modelagem matemática do seu comportamento. Além disso, são abordados os modelos matemáticos da distribuição de campos no entreferro para máquinas síncronas. Por fim, é feita uma descrição básica do funcionamento dos softwares utilizados neste trabalho.

No capítulo 3 é apresentado o modelo matemático utilizado no Método dos Elementos Finitos (MEF), desde sua formulação inicial até a modelagem em 2D, por meio das equações. Além disso, é abordada a modelagem matemática empregada na representação dessa técnica de soluções numéricas para máquinas síncronas.

No capítulo 4 é ilustrado a definição das dimensões da geometria da máquina, assim como a determinação dos parâmetros utilizados na implementação da simulação. Além disso, são descritos os materiais empregados e o modelo de layout de enrolamento adotado no motor.

No capítulo 5 é apresentado os resultados das análises eletromagnéticas realizadas em ambiente computacional, por meio dos softwares utilizados. O modelo da máquina foi implementado e simulado, posteriormente ajustado e novamente simulado, sendo então analisadas suas características de desempenho.

E por último, no capítulo 6 é mostrado o fechamento das análises realizadas no estudo de forma objetiva, além de propor trabalhos futuros que podem contribuir para o avanço dessa linha de pesquisa.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Fundamentos de Motores BLDC

As máquinas de corrente contínua geralmente possuem um enrolamento específico para gerar o fluxo magnético necessário ao seu funcionamento. Esse enrolamento pode ser alimentado de forma independente ou conectado ao circuito da armadura. Por outro lado, algumas máquinas utilizam ímãs permanentes em vez de bobinas de campo para criar o fluxo magnético, sendo essas conhecidas como máquinas de ímãs permanentes (PM) (Hendershot; Miller, 2010).

Os ímãs permanentes oferecem uma solução eficiente para a excitação de campo em máquinas de corrente alternada, eliminando perdas no cobre e reduzindo a complexidade do sistema. No entanto, seu alto custo ainda é um desafio. Máquinas síncronas utilizam condutores no rotor para excitação, pois apresentam menor custo apesar de algumas perdas. Ainda assim, motores de ímãs permanentes se destacam em aplicações de tração elétrica e híbrida, sendo amplamente adotados devido à sua alta eficiência e densidade de potência (Gieras, 2010; Husain, 2011).

De maneira geral, as máquinas de ímãs permanentes sem escovas podem ser divididas em duas categorias, conforme o formato da onda de tensão induzida nos enrolamentos do estator. A primeira é a máquina síncrona de ímã permanente, também chamada de *brushless AC* (PMSM ou PM BLAC), e a segunda é a máquina trapezoidal de ímã permanente, conhecida como *brushless DC* (PM BLDC). Essas classificações serão detalhadas nos próximos tópicos.

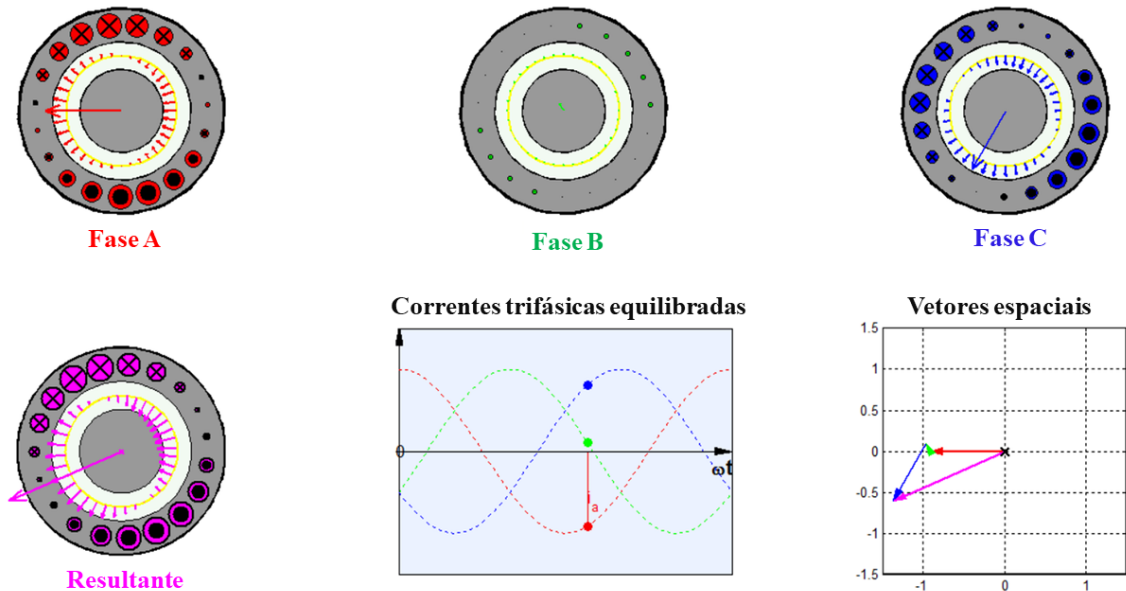
2.1.1 Modelo PMSM

O *Permanent Magnet Synchronous Motor* (PMSM ou BLAC) é um motor síncrono de ímãs permanentes cujo campo de excitação é gerado pelos ímãs no rotor. Esse campo interage com o campo girante, originado da alimentação trifásica equilibrada do estator, e essa interação faz com que o campo do rotor acompanhe o campo do estator, gerando torque (Husain, 2011).

Uma característica desse tipo de máquina é que, em vez de os enrolamentos estarem concentrados em torno de uma peça polar específica ou de uma região espacial delimitada, eles são distribuídos ao longo da circunferência do estator de forma senoidal e não uniforme. Ao observar a Fase B na Figura 1, nota-se que os círculos menores representam menos voltas ou voltas mais espaçadas, indicando menor densidade de enrolamentos, enquanto os círculos maiores representam uma maior densidade. Essa propriedade faz com que a força

magnetomotriz, a tensão e a corrente dessa máquina tenham formato senoidal (Husain, 2011; Pyrhonen, 2013).

Figura 1 - Distribuição senoidal dos enrolamentos de um PMSM.



Fonte: Raiz, 2016, adaptada.

Para garantir um torque suave, o controlador da máquina deve manter as correntes em sincronismo com o rotor. Isso é feito por um algoritmo de controle em um processador digital, que usa sensores de posição e corrente. Assim como nos motores de corrente contínua com ímãs, é possível operar acima da velocidade nominal na região de potência constante por meio do enfraquecimento de fluxo, aplicando correntes no estator que se opõem ao fluxo do rotor (Gieras, 2010; Husain, 2011).

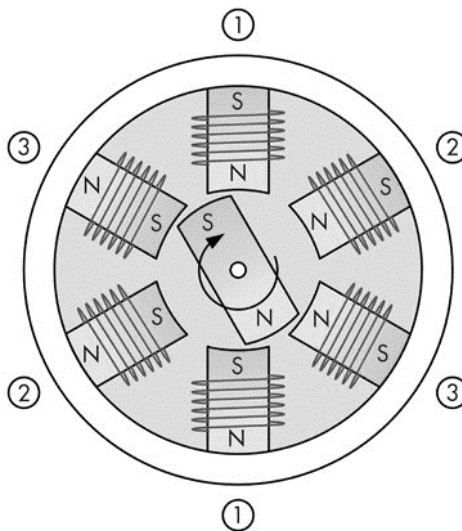
O PMSM, assim como outros motores de ímã permanente, destaca-se pela alta densidade de potência, eficiência e facilidade de arrefecimento, devido sua baixa perda resistiva presentes no rotor. Seu controle vetorial permite operação em torque e velocidade constantes, além de ajustes de corrente, tensão e aceleração. Embora exija sensores de posição de alta resolução, seu controle ainda é mais simples que o de um motor de indução, que requer a estimativa de parâmetros variáveis (Husain, 2011).

Ademais, sobre as desvantagens do PMSM, estão relacionados dos custos, tanto do motor, quanto de seu controlador, que podem ser recompensados por uma alta eficiência. Além disso, esses motores são sensíveis a altas temperaturas, devido ao risco de desmagnetização de seus ímãs (Husain, 2011; Hanselman, 2003).

2.1.2 Modelo BLDC

O motor PM BLDC, também conhecido como motor de corrente contínua sem escovas, possui excitação por ímãs no rotor e tensão induzida trapezoidal devido à distribuição concentrada dos enrolamentos do estator. Diferente do PMSM, suas correntes de fase são retangulares. Seu funcionamento baseia-se na comutação das fases, alinhando o rotor progressivamente (Husain, 2011). Na Figura 2 pode-se observar o princípio de funcionamento dessa máquina, na qual o rotor tende a alinhar-se com as fases, conforme elas vão sendo comutadas.

Figura 2 - Princípios de funcionamento de um BLDC.

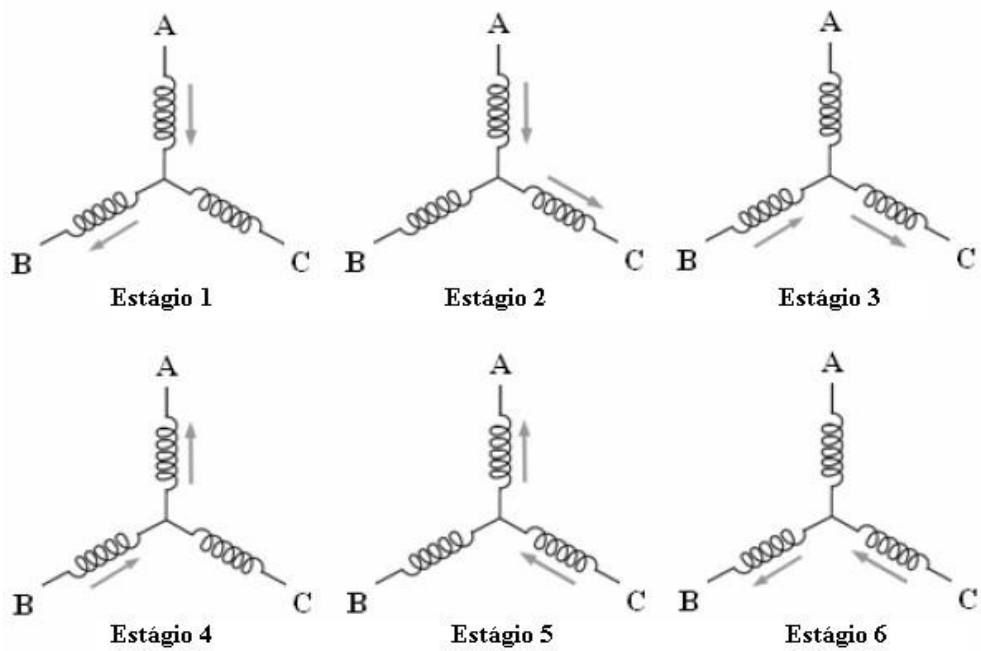


Fonte: Zarr, 2014, adaptada.

Os motores BLDC são amplamente utilizados, desde ventoinhas de computadores até equipamentos médicos, devido à simplicidade do controle. Em máquinas trifásicas, apenas seis posições discretas do rotor por rotação elétrica são suficientes para sincronizar as correntes com a tensão induzida, garantindo a produção de torque. Isso é viabilizado por três sensores Hall no estator, espaçados em 120°, eliminando a necessidade de sensores de alta resolução exigidos pelos PMSM (Husain, 2011; Ehsani, 2010).

Ademais, os motores BLDC são capazes de serem conduzidos de maneira ainda mais simples, dispensando a necessidade de sensores Hall, ao estimar a posição do rotor através das tensões induzidas nas fases (Hendershot; Miller, 2010; Pyrhonen, 2013). Assim, cada estágio da sequência de comutação de um motor BLDC trifásico é realizada energizando uma fase positivamente e outra fase negativamente, levando a terceira a ficar aberta, como ilustrado na Figura 3.

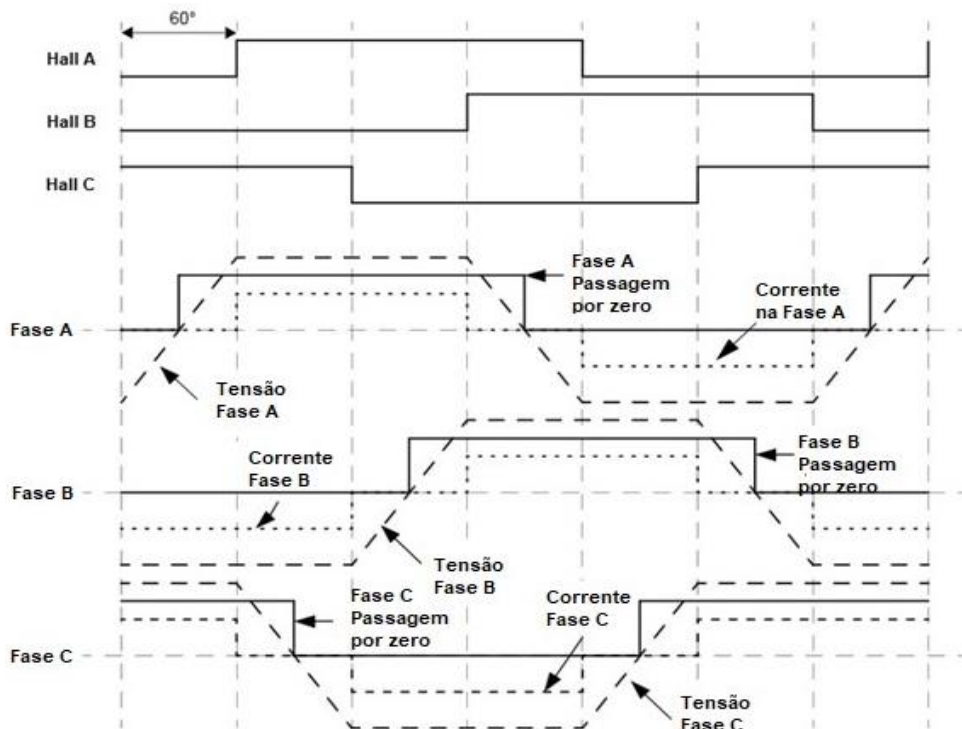
Figura 3 - Estágio de alimentação das fases de um motor BLDC trifásicos.



Fonte: Digikey, 2013, adaptada.

Nesse sentido, em um motor BLDC sem sensor, a tensão induzida nas bobinas das três fases varia de forma trapezoidal à medida que o motor gira. A combinação do cruzamento das três tensões por zero pode ser usada para determinar a sequência de alimentação das bobinas, conforme ilustrado na Figura 3.

Figura 4 - Forma de onda de tensão induzida e corrente de fase em comparação com o estado do sensor Hall e a passagem por zero.



Fonte: Digikey, 2013, adaptada.

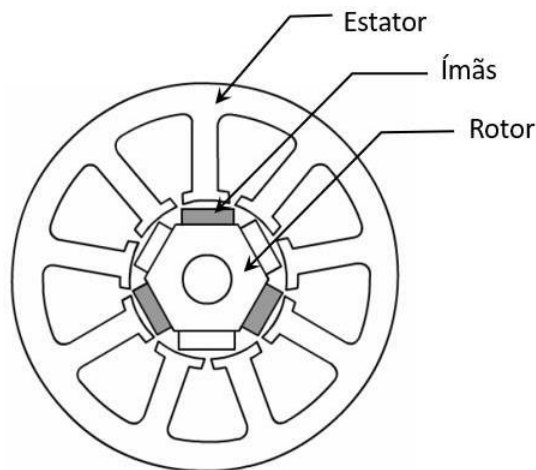
Além disso, há diversos estudos sobre as técnicas utilizadas para a medição da tensão induzida. No entanto, a mais simples compara a tensão induzida na bobina ociosa com uma tensão de controle, que pode ser metade da tensão de alimentação ou a tensão em um ponto virtual criado por uma malha de resistores conectados em paralelo a cada bobina.

Os motores BLDC podem diferir quanto à construção do rotor, estator e enrolamentos. Os três tipos mais comuns encontrados na literatura são (Hendershot; Miller, 2010).

- Rotor interno Figura 5;
- Rotor externo Figura 6;
- Rotor em disco Figura 7.

Um motor BLDC de rotor interno (*inrunner*) possui um estator semelhante ao das máquinas síncronas comuns e das máquinas de indução. Suas principais vantagens incluem a facilidade de resfriamento do estator, alta velocidade e baixa inércia. No entanto, apresenta como desvantagens a dificuldade na montagem dos enrolamentos e o baixo torque.

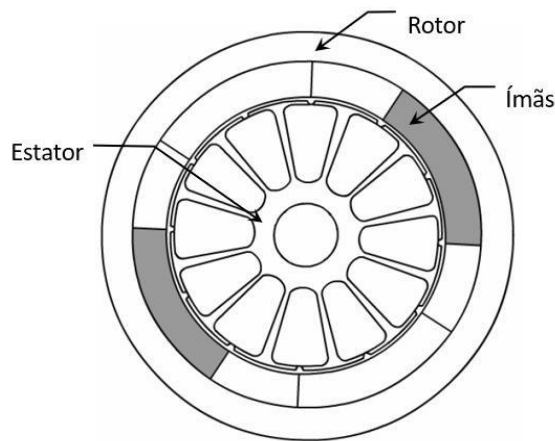
Figura 5 - Motor BLDC com rotor interno.



Fonte: Hendershot; Miller, 2010, adaptada.

O motor BLDC de rotor externo (*outrunner*) oferece alto torque e baixa velocidade em comparação ao de rotor interno, devido ao maior raio do rotor e à possibilidade de mais polos. Sua popularidade se deve ao baixo custo de fabricação, já que o estator exposto facilita a produção e o enrolamento automatizado. No entanto, sua principal desvantagem é a dificuldade de refrigeração, pois o estator fica na parte interna, dificultando a dissipação de calor (Hendershot; Miller, 2010; Pyrhonen, 2013).

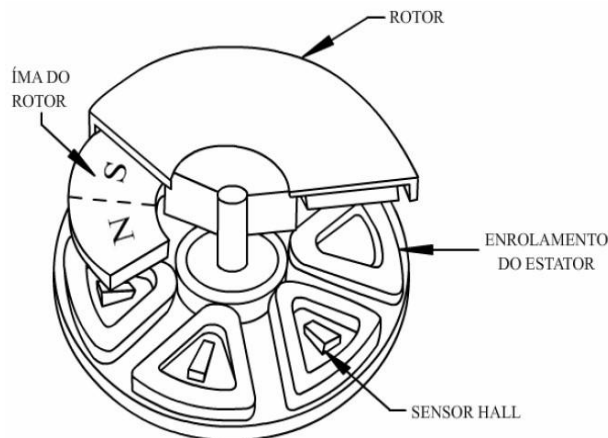
Figura 6 - Motor BLDC com rotor externo.



Fonte: Hendershot; Miller, 2010, adaptada.

O motor BLDC com rotor em disco, também conhecido como motor de fluxo axial, destaca-se pelo baixo custo e pela ausência de oscilação de torque, devido à inexistência de ranhuras. Além disso, uma máquina axial comum possui um entreferro grande, o que resulta em alta dispersão do fluxo magnético (Hendershot; Miller, 2010; Pyrhonen, 2013).

Figura 7 - Motor BLDC com rotor tipo disco.



Fonte: Hendershot; Miller, 2010, adaptada.

Os motores BLDC apresentam diferentes configurações de rotor, cada uma com características específicas para distintas aplicações. O rotor interno é ideal para alta velocidade e eficiência térmica, enquanto o rotor externo oferece maior torque e custo reduzido de fabricação. Já o rotor em disco se destaca pelo baixo custo e suavidade no torque, embora tenha maior dispersão do fluxo magnético. A escolha do tipo adequado depende do equilíbrio entre desempenho, eficiência e viabilidade econômica para cada aplicação.

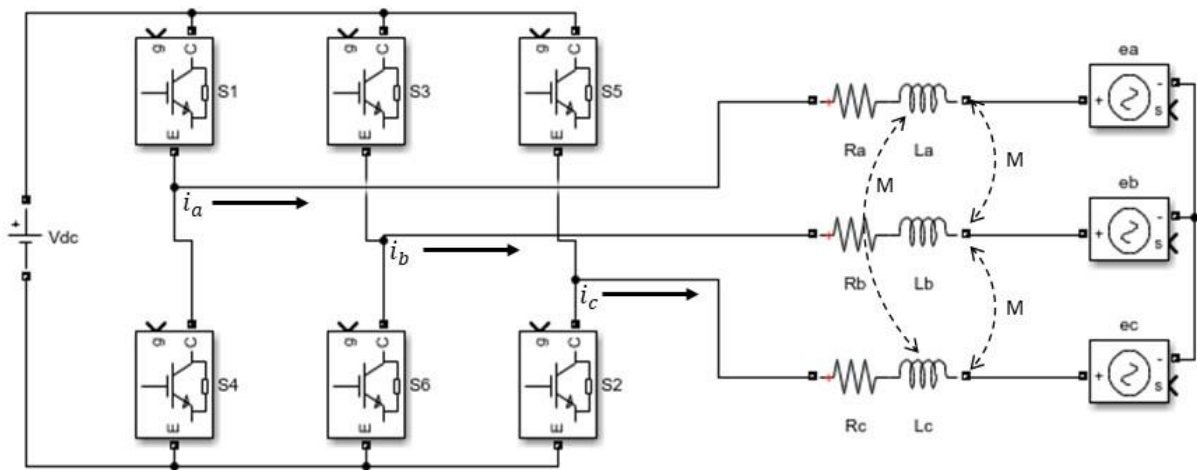
2.1.3 Modelo Matemático do Motor BLDC

A Figura 2.10 apresenta o modelo clássico de um motor BLDC trifásico em configuração “Y”, conectado a um inversor trifásico de seis pulsos. Os inversores têm a função

de converter a tensão contínua de entrada em uma tensão alternada trifásica de saída, mantendo a mesma amplitude, porém com frequência variável (Rashid, 2014).

Cada transistor de potência recebe o comando de condução de um sistema de controle sincronizado com a posição do rotor, conforme discutido anteriormente. Assim, em um motor trifásico, cada transistor conduz por 120° elétricos, e apenas dois transistores operam simultaneamente em qualquer instante, como ilustrado na Figura 8.

Figura 8 - Modelo do motor BLDC com acionamento.



Fonte: Silva, 2018, pág. 15, adaptada.

Para efeito de cálculo, as correntes induzidas no rotor podem ser negligenciadas devido à alta resistividade, tanto da carcaça quanto dos ímãs (Hanselman, 2003).

As equações deduzidas nos subitens a seguir são válidas para condições ideais de fluxo enlaçado e força eletromotriz. No entanto, na prática, a densidade de fluxo no entreferro não apresenta uma forma quadrada, pois o fluxo enlaçado não segue exatamente um comportamento triangular, como ilustrado na Figura 9. Determinar com precisão as formas de onda exigiria uma abordagem mais rigorosa, porém a análise apresentada ainda proporciona uma compreensão significativa do funcionamento desse tipo de motor.

2.1.4 Força Eletromotriz

As equações das três fases do circuito da Figura 9, referentes à tensão de fase são:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Onde:

v_a, v_b, v_c : Tensão de fase;

i_a, i_b, i_c : Correntes de linha;

R_a, R_b, R_c : Resistências de fase;

L_{xx} : Indutância própria de fase;

L_{xy} : Indutância própria de fase;

e_a, e_b, e_c : Forças eletromotrizes.

Assumindo que as resistências de todas as fases são iguais a R e que não há mudança na indutância com ângulo do rotor, pela simplificação de que o rotor é de polos lisos, tem-se:

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (2)$$

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (3)$$

Substituindo as Eq. (2) e (3) na Eq. (1) tem-se

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

Considerando que as correntes do estator são equilibradas:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5)$$

Simplificando a Eq. (4):

$$Mi_b + Mi_c = -Mi_a \quad (6)$$

Substituindo novamente na equação (4), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & M & M \\ M & L-M & M \\ M & M & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

Assim, com base na Lei de Indução de Faraday:

$$e_a = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d\lambda}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e \frac{d\lambda}{d\theta} \quad (8)$$

$$\lambda = -N\phi_g \quad (9)$$

Considerando que:

$$\theta_e = (p/2)\theta_m \xrightarrow{\text{leva}} \omega_e = (p/2)\omega_m \quad (10)$$

onde:

λ : Fluxo enlaçado [Web-espira];
 N : Número de voltas do enrolamento;
 ϕ_g : Fluxo magnético no entreferro [Wb];
 Θ_e : Posição angular elétrica [rad];
 Θ_m : Posição angular mecânica do rotor [rad];
 ω_e : Velocidade angular elétrica [rad/s];
 ω_m : Velocidade angular do rotor [rad/s];
 p : Número de polos magnéticos.

Aplicando as Eq. 9 e 10 em 8, obtém-se:

$$e_a = \frac{p}{2} \omega_m = \frac{d\lambda}{d\theta_e} = \frac{p}{2} \omega_m \frac{dN\phi_g}{d\theta_e} \quad (11)$$

Supondo que o fluxo enlaçado varia linearmente de um valor mínimo ($-\phi_g$) em $\Theta_e = 0^\circ$ a um valor máximo (ϕ_g) em $\Theta_e = 180^\circ$, conforme a Fig. 9, tem-se que:

$$e_a = \frac{p}{2} \omega_m = \frac{d\lambda}{d\theta_e} = \frac{p}{2} \omega_m \frac{dN\phi_g}{d\theta_e} = \frac{p}{2} \omega_m \frac{2N\phi_g}{\pi} \quad (12)$$

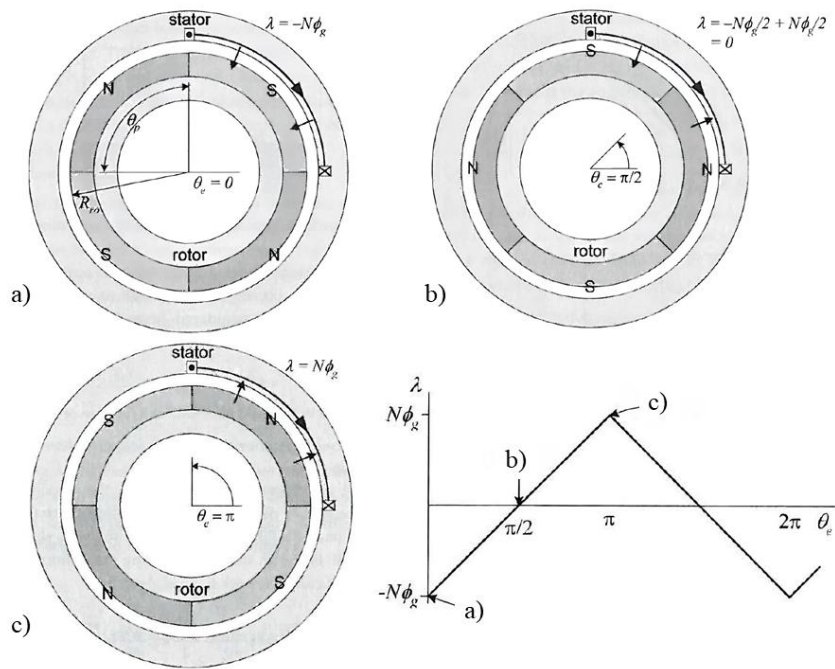
Essa Eq. Pode ser simplificada, visto que o fluxo magnético no entreferro pode ser descrito como (Hendershot; Miller, 2010; Hanselman, 2003):

$$\phi_g = B_g A_g = B_g R_{r0} \theta_p L_{st} \quad (13)$$

Na qual:

B_g : Densidade de fluxo no entreferro [Web/m²];
 A_g : Área da seção transversal do entreferro [m²];
 R_{r0} : Raio do entreferro na superfície do ímã [m];
 Θ_e : Posição angular elétrica [rad];
 Θ_m : Posição angular mecânica do rotor [rad];
 θ_p : Passo da bobina [rad/s];
 L_{st} : Comprimento axial do motor.

Figura 9 - Fluxo enlaçado do motor BLDC elementar.



Fonte: Hanselman, 2003, pág. 76, adaptada.

Considerando que:

$$\theta_p = 2\pi / p \quad (14)$$

Substituindo a Eq. 14 na Eq. 13, posteriormente na Eq. 12, obtêm-se a amplitude da força eletromotriz:

$$|e_a| = \frac{p}{2} \omega_m \frac{2N}{\pi} \left(\frac{2\pi}{p} B_g L_{st} R_{r0} \right) = 2NB_g L_{st} R_{r0} \omega_m = k_e \omega_m \quad (15)$$

A Eq. 15 relaciona a força eletromotriz com a velocidade do rotor através da constante de força eletromotriz k_e [$V.s/rad$], semelhante a uma máquina de corrente contínua. É possível notar que para uma mesma tensão de alimentação, a velocidade de um motor em construção pode ser definida através das variáveis construtivas que compõem k_e (Hendershot; Miller, 2010; Hanselman, 2003).

2.1.5 Modelagem do Torque

Assumindo que os enrolamentos das três fases são iguais e que há duas fases conduzindo em todo instante, a amplitude da corrente de pico de fase (i_a) é igual a amplitude da corrente contínua (i_{cc}) de alimentação. Portanto, através da equação de conservação de energia tem-se:

$$P_{conv} = T_e \omega_m = e_a i_{cc} \quad (16)$$

Em que:

P_{conv} : Potência convertida no entreferro [W];

T_e : Torque elétrico produzido no entreferro [Nm].

Substituindo a Eq. 15 na Eq. 16, obtém-se:

$$|T_e| = \frac{|e_a| i_{cc}}{\omega_m} = 2NB_g L_{st} R_{r0} i_{cc} = k_t i_{cc} \quad (17)$$

A Eq. 17 relaciona o torque produzido pela máquina com a corrente de alimentação através da constante de torque k_t [Nm/A], semelhante à máquina de corrente contínua. É possível prova que k_e e k_t são numericamente iguais em unidade referente ao sistema SI, por meio da Eq. 17 de conversão de energia (Hendershot; Miller, 2010).

$$P_{conv} = T_e \omega_m = e_a i_{cc} = (k_t i_{cc}) \left(\frac{e_a}{k_e} \right) = \frac{k_t}{k_e} e_a i_{cc} \xleftrightarrow{se} k_t = k_e \quad (18)$$

É muito comum utilizar a constante de velocidade, sendo esta a relação entre a rotação da máquina, usualmente em rotações por minuto, e a tensão de alimentação (Hendershot; Miller, 2010). Considerando que na condição do motor operar a vazio, isto é, sem carga, a tensão induzida (e_a) será aproximadamente igual à tensão de alimentação (V_{dc}), tem-se que:

$$k_v = \frac{60}{2\pi} \frac{1}{k_e} \quad (19)$$

Sendo esta constante medida em rpm/V .

2.1.6 Equação Eletromecânica

A equação eletromecânica diferencial de um motor BLDC expressa a relação entre o torque eletromagnético gerado e os parâmetros elétricos e mecânicos do sistema, ou seja, descreve o comportamento dinâmico da velocidade angular do motor para um sistema simples. A formulação geral dessa equação pode ser representada por (Hendershot; Miller, 2010; ; Hanselman, 2003):

$$T_e = T_L + j \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (20)$$

Onde:

T_e : é o torque eletromagnético gerado pelo motor [Nm];

J : é o momento de inércia do rotor [kgm²];

$\frac{d\omega}{dt}$: é a aceleração angular [rad/s²];

B : é o coeficiente de atrito viscoso [Nms];

ω : é a velocidade angular do rotor [rad/s];

T_L : é o torque da carga mecânica [Nm].

Essa equação descreve a dinâmica do rotor do motor BLDC, mostrando que o torque gerado é responsável por vencer a inércia do sistema, as perdas por atrito e o torque da carga aplicada.

2.2 Distribuição de Campos no Entreferro

Segundo Zhu *et al* (2007), a distribuição do campo no entreferro, para quaisquer condições de carga em máquinas elétricas, pode ser determinada com base em duas principais componentes: a contribuição dos campos magnéticos de circuito aberto, gerados pelos ímãs presentes no rotor, e os campos magnéticos oriundos dos enrolamentos trifásicos, ou seja, da reação da armadura presente na máquina, dada por

$$\vec{B}_L(r, \alpha, t) = \vec{B}_m(r, \theta) + \vec{B}_a(r, \alpha, t) \quad (21)$$

Para o modelo radial e circunferencial, onde θ é a posição angular do rotor, tomando como referência o eixo do polo magnético, e α é a posição angular do estator, considerando como referência o eixo da fase *A* do enrolamento, tem-se que $\theta = \alpha - \omega_r t$, em que ω_r representa a velocidade angular mecânica.

Nesse sentido, a distribuição de circuito aberto da densidade de fluxo no entreferro, referente aos modelos de motores com ímãs permanentes sem a presença de ranhuras e equipados com magnetização radial ou paralela, é dada, para o caso de magnetização da compo paralela, pela Eq. 22.

$$\vec{B}_{m\theta}(r, \theta) = \sum_{i=1,3,5}^{\infty} K_B(n) f_{B\theta}(r) \text{sen}(np\theta) \quad (22)$$

onde $K_B(n)$, f_{Br} e $f_{B\theta}$ são apresentadas pela Eq. 23 para o produto $np \neq 1$ é dada por

$$K_B(n) = \frac{\mu_0 M_n}{2\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1} \left\{ \frac{(A_{3n} - 1) + 2 \left(\frac{r_{inr}}{r_r} \right)^{np+1} - (A_{3n} + 1) \left(\frac{r_{inr}}{r_r} \right)^{2np}}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{r_{inr}}{r_s} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[\left(\frac{r_r}{r_s} \right)^{2np} - \left(\frac{r_{inr}}{r_{exr}} \right)^{2np} \right]} \right\} \quad (23)$$

$$f_{Br}(r) = 1 + \left(\frac{r_s}{r} \right)^{np-1} \left(\frac{r_r}{r_s} \right)^{np+1} + \left(\frac{r_r}{r} \right)^{np+1} \quad (24)$$

$$f_{B\theta}(r) = -\left(\frac{r}{r_s}\right)^{np-1} \left(\frac{r_r}{r_s}\right)^{np+1} + \left(\frac{r_r}{r}\right)^{np+1} \quad (25)$$

Os fatores K_B , f_{Br} e $f_{B\theta}$ na Eq. 22 dependem do número de pares do polo p , da posição radial do entreferro r , do raio interno do estator r_s e dos raios interno e externos da superfície do ímã do rotor r_{inr} e r_{exr} , assim como da permeabilidade relativa do ímã μ_r .

$$M_n = 2 \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_{PM} \frac{\text{sen}\left(\frac{n\pi\alpha_{PM}}{2}\right)}{\frac{n\pi\alpha_{PM}}{2}} \quad (26)$$

Onde M_n é a polarização radial que depende da largura relativa do ímã α_{PM} referente a densidade de fluxo remanescente B_r como apresentado na Eq. 24 e a Eq. 25 mostra a polarização paralela (Zhu *et al*, 2007).

$$M_n = \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_{PM} (A_{1n} + A_{2n}) + np \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_{PM} (A_{1n} + A_{2n}) \quad (27)$$

então

$$A_{1n} = \frac{\text{sen}\left[(np+1)\alpha_p \frac{\pi}{2p}\right]}{(np+1)\alpha_p \frac{\pi}{2p}} \quad (28)$$

$$A_{2n} = 1 \text{ para } np = 1$$

$$A_{2n} = \frac{\text{sen}\left[(np-1)\alpha_p \frac{\pi}{2p}\right]}{(np+1)\alpha_p \frac{\pi}{2p}} \quad \text{para } np \neq 1 \quad (29)$$

$$A_{3n} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{2M_{r_i} - 1}{M_1} \quad \text{para } np = 1 \\ \left(np - \frac{1}{np} \right) \frac{M_{r_n}}{M_n} + \frac{1}{np} \quad \text{para } np \neq 1 \end{array} \right\} \quad (30)$$

Na qual α_p é a relação entre o arco do polo magnético e o passo do polo, e B_r e μ_r são a remanência do ímã e o recuo relativo à permeabilidade, respectivamente (Zhu *et al*, 2007).

2.3 Softwares Utilizados nas Simulações

Nesta seção será descrito o modo básico de funcionamento referente aos softwares da ANSYS, sendo estes o Maxwell 2D, RMxprt e Motor-CAD.

2.3.1 ANSYS Motor-CAD

O Motor-CAD é um software especializado no projeto e simulação de motores elétricos. Embora informações específicas sobre sua data de criação não estejam amplamente disponíveis, sabe-se que o software foi desenvolvido pela empresa *Motor Design Limited* (MDL), que possui uma longa trajetória na área de design de máquinas elétricas. Em 2019, a ANSYS Inc. firmou uma parceria com a MDL, integrando o Motor-CAD ao seu portfólio de ferramentas de simulação, resultando no ANSYS Motor-CAD (James, 2019).

O ANSYS Motor-CAD é uma ferramenta de projeto de máquinas elétricas para simulações multifísicas com alta performance em toda a faixa de variação de operação de torque-velocidade. Ele permite para seus usuários engenheiros de projetos avaliarem topologias e conceitos de motores em uma gama faixa de operação, produzindo design otimizados para desempenho, eficiência e tamanho. Os módulos integrados a plataforma; eletromagnéticos, térmicos, laboratório e mecânico, permitem que os cálculos multifísicos sejam realizados de forma rápida e efetiva (ANSYS, 2025).

Além disso, o software conta com uma ampla biblioteca de modelos parametrizados personalizáveis, além de topologias magnéticas, térmicas e mecânicas baseadas em modelos. Ademais, a ferramenta entrega Análise de Elementos Finitos bidimensionais acoplados à soluções analíticas, bem como geometrias programáveis e correlações empíricas referente à estudos de *Computational Fluid Dynamics* (CFD) (ANSYS, 2025).

Nesse sentido, o Motor-CAD apresenta uma interface amigável de fácil compreensão e iterações com a plataforma, na qual, dependendo do modelo de máquina que é escolhido para projetar, inicialmente é determinadas as dimensões ferente a geometria a ser simulada. Posteriormente, são determinados os materiais envolvidos no projeto, bem com as características de implementação como; escolha do modelo de layout de enrolamento, número de polos da máquina, a potencias desejada e conexões das bobinas para o modo de operação.

Além disso, e definido também a polarização dos ímãs permanentes, número de bobinas por fase, e para o presente estudo em questão é definido a tensão DC no barramento de entrada do controlado especificado na interface de configurações.

Dado o término referente as parametrizações da máquina, a solução para o cálculo é realizada de maneira que há uma janela de monitoramento durante o processamento. Referente

ao pós-processamento, o software possui uma aba dedicada a visualização dos gráficos de tensão, corrente, torque e fluxo magnético além de dessas informações, existe a possibilidade de acrescentar mais grandezas físicas de diferentes formas de análise pertinentes a simulação.

Dessa forma, a geometria do projeto simulado pode ser exportada em formato adequado para a importação em outro software CAD ou na ferramenta ANSYS Maxwell, que será explicada adiante.

2.3.2 ANSYS Maxwell

O ANSYS Maxwell é um software de simulação eletromagnética baseado no Método dos Elementos Finitos (MEF), usado no projeto de motores, transformadores e outros dispositivos eletromecânicos. Ele foi originalmente desenvolvido pela Ansoft Corporation e, em 2008, passou a integrar o portfólio da ANSYS, Inc., após a aquisição da Ansoft (ANSYS, 2008).

A Ansys Maxwell é um solucionador de campos eletromagnéticos para máquinas elétricas, transformadores, carregamento sem fio, travas de ímã permanente, atuadores e outros dispositivos mecânicos elétricos. Ele resolve campos magnéticos e elétricos estáticos, no domínio da frequência e variáveis no tempo. A Maxwell também oferece interfaces de *design* especializadas para máquinas elétricas e conversores de energia (ANSYS, 2025).

Nesse sentido, o *software* ainda dispõe, quando é de interesse dos usuários realizar simulações de máquinas elétricas, de uma ferramenta muito útil para modelagem da geometria e outros parâmetros relacionados ao funcionamento, o RMxpvt. Este é fundamental para a determinação das dimensões e informações de entrada, e posteriormente é realizado os cálculos, porém este é analítico e são baseados nos dados inseridos inicialmente, estes resultados analíticos mostram uma projeção prévia sobre as características de operação da máquina.

Além disso, esses resultados prévios mostram curvas de torque-velocidade, eficiência do sistema, entre outros aspectos intrínsecos para cada projeto simulado. Logo após esse processo de construção da máquina no RMxpvt, essa simulação prévia é exportada para o ambiente Maxwell 2D ou 3D, a depender do interesse de cada estudo. No ambiente máquina é otimizado toda a simulação incrementando as condições relacionados a simulação como, por exemplo, as condições de contorno, correntes de excitação e a escolha dos materiais podem ser definidas pelo RMxpvt e ajustadas no ambiente Maxwell, caso haja necessidade.

O projeto no ambiente Maxwell também é desenvolvido a malha da geometria, sendo esta baseada no Método de Elementos Finitos (MEF), na qual o desenho é subdividido em um número de elementos triangulares interconectados por meio dos nós, sendo este contexto, sobre

o processo matemático para a construção da malha baseada no MEF, demonstrado no capítulo adiante.

Após esta etapa, o próximo passo é a análise dos resultados que o software consegue entregar, sendo esta área uma gama de possibilidade de apresentar as informações obtidas por meio da simulação, onde estas podem ser combinadas entre si além serem apresentadas por meio de gráficos ou exportadas em arquivo ".csv" para análise em outra ferramenta.

Portanto, essa poderosa ferramenta com simulação em 2D e 3D traz uma capacidade de análise multifísica muito importante para a compreensão dos fenômenos referente ao estudo de campos eletromagnéticos.

2.3.3 Considerações finais dos softwares

Dessa forma, o modelo de resolução de problemas de campos eletromagnéticos adotado pelos *softwares* ANSYS Motor-CAD e Maxwell baseia-se em princípios matemáticos do Método dos Elementos Finitos, já consolidado na comunidade acadêmica há bastante tempo. Assim, seu método de cálculo será apresentado no próximo capítulo, enfatizando os principais aspectos que essas ferramentas consideram na solução de problemas de campos eletromagnéticos.

2.4 Considerações finais do Capítulo

Neste capítulo, foram apresentados os fundamentos teóricos do modelo de motor estudado, bem como sua modelagem matemática e comportamento. Além disso, foi detalhado o modelo matemático da distribuição dos campos magnéticos no entreferro, com ênfase na magnetização paralela, demonstrada por meio das equações. Também foram discutidas as funcionalidades básicas dos softwares de simulação utilizados no estudo, evidenciando sua importância na análise e validação dos resultados. As informações abordadas aqui servirão de base para os próximos capítulos, nos quais a aplicação referente as simulações serão exploradas com maior profundidade.

3 MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS PARA MOTORES

3.1 Considerações iniciais

Para construção deste capítulo, foram utilizados os princípios matemáticos de Elementos Finitos (MEF) sendo as referências Bianchi (2005) e Salon (1995) como base para o presente objeto de estudo do capítulo. Assim, este visa a aplicação voltado para problemas de campos bidimensionais, além da modelagem utilizando o método com enfoque em máquinas síncronas de ímãs permanentes.

3.2 Princípios Básicos do Método de Elementos Finitos

O aumento da necessidade de precisão no projeto e análise de máquinas elétricas impulsionou o uso de modelos numéricos baseados na solução das equações de Maxwell para calcular campos elétricos e magnéticos. Devido à complexidade geométrica e à não linearidade dos materiais, soluções analíticas são raras, tornando os métodos numéricos, como o método dos elementos finitos (MEF), essenciais. O MEF permite a solução de campos mesmo em materiais não homogêneos, anisotrópicos ou não lineares, dividindo o domínio em elementos finitos e aplicando equações de campo a cada um deles (Bianchi, 2005; Volakis, 1998).

3.2.1 Problemas de Campos com Condições de Contorno

Segundo Bianchi (2005) um problema de campo vetorial é descrito por equações diferenciais, sendo estas definidas em um domínio genérico D juntamente com as condições de contorno. Este restringe os campos ao longo o limite do contorno Γ do presente domínio em análise.

$$L = \phi(P, t) = f(P, t) \quad (31)$$

Na Eq. 31 L é um operador diferencial, $\phi(P, t)$ é a função desconhecida a ser determinada, e $f(P, t)$ definida como uma função de fonte. Além disso, destaca-se ainda que ambos ϕ e f são funções da posição no espaço, $P(x, y, z)$ e no tempo.

3.2.1.1 O operador Diferencial L

O operador diferencial L representa uma operação linear, satisfazendo a propriedade de aditividade e a propriedade de produto por uma constante. Nos problemas eletromagnéticos, a Equação 4.1 é dada pela equação de Poisson apresentada na Eq. 32, Laplace ou Helmholtz, na qual ϕ é um campo escalar ou vetorial

$$\nabla \cdot (-\nabla V) = \frac{\rho}{\varepsilon} = -\nabla^2 V = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (32)$$

onde;

- ∇ é um operador nabla;
- V é uma função potencial genérica;
- ρ é a densidade de carga;
- ε é a permissividade de meio.

Por exemplo, no caso de um problema eletrostático, ϕ indica o potencial elétrico V , e sua distribuição é descrita pela equação de Poisson. A função fonte é a distribuição da densidade de carga livre $f = \rho$ onde a Eq. 32 pode ser reescrita como

$$-\vec{\nabla} \cdot (\varepsilon \vec{\nabla} V) = \rho \quad (33)$$

em que um meio não homogêneo é considerado, de modo que a permissividade ε pode ser não constante na região analisada. Assim, o operador diferencial L é então expresso por

$$L = -\nabla \cdot (\varepsilon \nabla) \quad (34)$$

3.2.1.2 Condições de Contorno

As condições que expressam o comportamento da função ϕ na condição de contorno Γ são chamadas de condições de restrição ou de limite. Dentre essas condições, pode-se atribuir uma condição de *Dirichlet*, determinada quando um valor da função ϕ , que é atribuído na fronteira Γ , ou uma condição de Neumann, quando um determinado valor da derivada de ϕ e como resultado um vetor normal à fronteira Γ é atribuído. Ademais, podem ser atribuídas condições de periodicidade, impondo valores iguais de ϕ em diferentes partes da fronteira Γ (Bianchi, 2005).

Então se Γ_1 for uma parte do limite de Γ , a condição de *Dirichlet* pode ser entendida como:

1. Condições homogêneas (condição de contorno do primeiro tipo):

$$\phi = 0 \rightarrow \Gamma_1 \quad (35)$$

2. Condições não homogêneas:

$$\phi = \phi_f \rightarrow \Gamma_1 \quad (36)$$

Se considerar Γ_2 como o resto da parte total da condição Γ , as condições de *Neumann* pode ser representado como

1. Condições homogêneas (condição de contorno do segundo tipo):

$$\frac{\partial \phi}{\partial n} = 0 \rightarrow \Gamma_2 \quad (37)$$

2. Condições homogêneas (condição de contorno do terceiro tipo):

$$\frac{\partial \phi}{\partial n} + k\phi = 0 \rightarrow \Gamma_2 \quad (38)$$

3. Condições não homogêneas (condição de contorno do terceiro tipo):

$$\frac{\partial \phi}{\partial n} + k\phi = \phi_g \rightarrow \Gamma_2 \quad (39)$$

Segundo Iório Jr. e Iório (2018), as condições de contorno são restrições impostas às equações diferenciais para definir de forma única a solução de um problema de campo, garantindo que a função desconhecida ϕ seja bem determinada na fronteira Γ do domínio D .

3.2.2 Método Clássico para Solução de Problemas de Campo

Alguns métodos para resolver os problemas de campo são agora ilustrados. Particularmente, o método residual clássico de *Galerkin*, na qual a função w_i é igual a função de interpolação v_1 , em contrapartida o método variacional clássico de Rayleigh-Ritz baseia-se no funcional de energia (Bianchi, 2005).

A metodologia presente nos resíduos ponderados visa definir uma função ϕ^* que aproxima a função desconhecida ϕ o mais próximo possível. Tal função é comumente expressa como uma combinação linear de funções básicas, como

$$\phi^*(P, t) = \sum_{j=1}^N \Phi_j v_j(P, t) \quad (40)$$

onde v_j pode ser funções de interpolação, também chamadas de funções de expansão ou funções de base, enquanto Φ_j são os coeficientes desconhecidos que devem ser determinados durante o processo de cálculo. Tal combinação deve aproximar adequadamente a solução exata, satisfazendo ao mesmo tempo o operador diferencial apresentado pela Eq. 4.1 e as condições de contorno supracitadas anteriormente (Bianchi, 2005).

Os dois primeiros métodos, o método residual clássico de *Galerkin* e o método variacional clássico de Rayleigh-Ritz, levam em consideração todo o domínio de análise. As

funções v_j são definidas em todo o domínio. Por outro lado, no método dos elementos finitos, todo o domínio é dividido em subdomínios. Então a função ϕ^* é uma combinação de funções v_j que são definidas nos presentes subdomínios em questão. Consequentemente, como os subdomínios são de dimensões reduzidas, as funções interpoladoras v_j podem ser muito simples (Bianchi, 2005).

3.2.3 O método Clássico de Resíduos de *Galerkin*

O método residual clássico de *Galerkin* trata diretamente a Eq. 31, na qual é resolvido problemas de campo reduzindo o resíduo da equação apresentada. Além disso, ela baseia-se no seguinte pressuposto de que a função ϕ^* que melhor se aproxima da solução exata ϕ respondente ao resíduo igual a zero, ou pelo menos muito baixo, em todo o domínio de análise (Rocha *et al*, 2013).

$$r = L\phi^* - f \quad (41)$$

Fixando algumas funções de peso w_i , o método residual força a integral dos resíduos Eq. 41, ponderados por meio da função w_i , a ser zero sobre o volume do domínio τ_D . Dessa forma, isso força a seguinte condição:

$$R_i = \int_{\tau_D} w_i (L\phi^* - f) d\tau = 0 \quad (42)$$

Existem diferentes métodos de resíduos ponderados. O método mais conhecido e utilizado é o método de *Galerkin*, onde as funções peso w_i são escolhidas iguais à função interpolação v_i

$$w_i = v_i \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (43)$$

Geralmente esta escolha resulta em uma solução mais precisa (Bianchi, 2005).

Além disso, utilizando a aproximação da Equação 40, a Eq. 41 obtém-se a Eq. 44,

$$R_i = \int_{\tau_D} v_i L \left(\sum_{j=1}^N \Phi_j v_j \right) - v_i f d\tau \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (44)$$

Esta equação produz um sistema de equações que pode ser expresso como

$$[SS][\phi] = [T] \quad (45)$$

onde $[\phi]$ é o vetor coluna dos coeficientes desconhecidos Φ_i , $[SS]$ é um vetor matricial que depende das funções interpoladoras cujos elementos são dados por

$$s_{ij} = \frac{1}{2} \int_{\tau_D} (v_i L v_j + v_j L v_i) d\tau \quad (46)$$

Se o operador L satisfaz a condição referente aos espaços vetoriais, o vetor matriz [SS] é simétrico, sendo esses elementos representados pela Eq. 47

$$s_{ij} = \int_{\tau_D} v_i L v_j d\tau \quad (47)$$

assim, o sistema de equações obtido pelo método de *Galerkin* é o mesmo obtido pelo método variacional, que será apresentado mais adiante. Dessa forma, [T] na Eq. 45 é o vetor coluna cujos elementos dependem da função fonte f . Então, eles são dados por

$$t_{ij} = \int_{\tau_D} v_i f d\tau \quad (48)$$

3.2.4 O Método Clássico Variacional

O método variacional é uma metodologia matemática que não possui relação com o MEF, sendo este uma técnica numérica, na qual sendo este associado ao modelo variacional constituem um conjunto de duas noções distintas que dão origem a um método usualmente chamado método variacional por elementos finitos (Assumpção, 1996).

O método variacional, também conhecido como método de Rayleigh-Ritz ou método de Ritz, resolve problemas de campo por meio de uma abordagem na sua forma integral. Nesse sentido a partir da Eq. 4.1, se estabelece um funcional energético adequado, de modo que seu mínimo corresponda à solução do problema de campo, que é quando a equação de campo Eq. 4.1 e as condições de contorno foram estabelecidas (Bianchi, 2005).

Dessa forma, este funcional que se caracteriza como uma fonte energética do sistema é chamado apenas de variacional e seu processo de busca da solução do problema diferencial torna-se então um processo de busca do mínimo do funcional.

Assim, como o mínimo do funcional em relação à função ϕ corresponde à solução da Equação (4.1), ele pode ser expresso como

$$F(\phi) = \frac{1}{2} \langle L\phi, \phi \rangle - \frac{1}{2} \langle \phi, f \rangle - \frac{1}{2} \langle f, \phi \rangle \quad (49)$$

A função ϕ é substituída pela função ϕ^* dada pela Eq. 4.10, onde v_j são novamente definidos em todo o domínio D. Assim, substituindo a Eq. 40 na Eq. 49, e colocando a zero as derivadas da função variacional F em relação aos coeficientes desconhecidos Φ

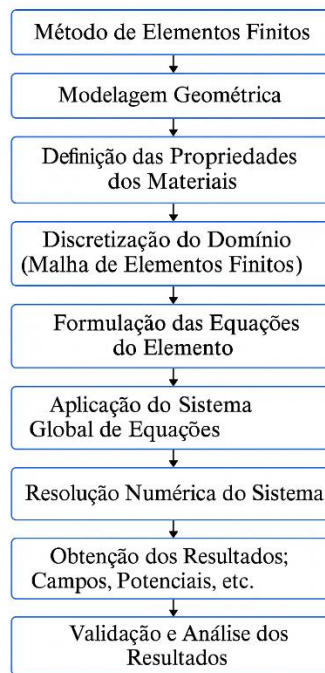
$$\frac{\delta F}{\delta \Phi_i} = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (50)$$

obtém-se um sistema de matrizes de equações lineares, semelhante ao da Eq. 45. Dessa forma, o método variacional requer que as propriedades referente a Eq. 40 sejam válidas, como consequência o vetor matriz [SS] é simétrico e o sistema é idêntico ao obtido pelo método residual de *Galerkin* anteriormente explicado (Almeida, 2021).

3.2.5 O Método de Elementos Finitos MEF

O método dos elementos finitos baseia-se essencialmente na subdivisão de todo o domínio referente ao número fixo de subdomínios existente. Apesar dos métodos clássicos descritos acima, onde as funções interpoladoras v_i são definidas em todo o domínio D , no MEF elas são definidas apenas em cada subdomínio (Silva, 2022).

Figura 10 - Etapas de análise do procedimento do MEF.



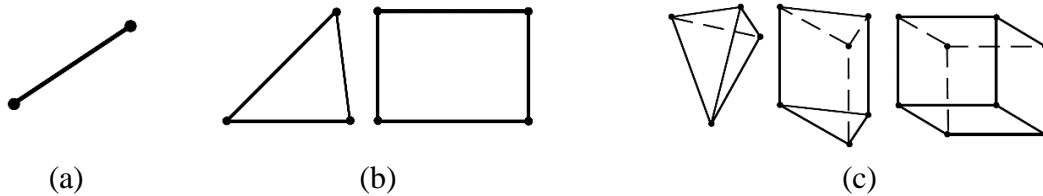
Fonte: Elaborado pelo auto.

Assim, devido à pequena dimensão destes subdomínios, a função ϕ é aproximada por funções interpoladoras simples cujos coeficientes são as quantidades desconhecidas. A solução do problema de campo é obtida quando esses coeficientes desconhecidos são encontrados (Bianchi, 2005).

3.2.6 Partição do Domínio

A primeira etapa do método dos elementos finitos é dividir o domínio. Todo o domínio D é subdividido em N_m elementos D_m ($m = 1, 2, 3, \dots, N_m$). A maneira de conseguir tal subdivisão afeta muito a precisão da solução. Assim, em problemas unidimensionais, o domínio é uma curva e cada subdomínio é um segmento, conforme mostrado na Fig. 11(a). A conexão dos diferentes segmentos forma a curva original. Para problemas bidimensionais, o domínio é uma superfície e cada subdomínio é um polígono, geralmente um triângulo ou retângulo, conforme é apresentado na Fig. 11(b). Em problemas tridimensionais, o domínio é um volume e cada subdomínio é um tetraedro, um prisma triangular ou um sólido retangular, Fig. 11(c).

Figura 11 - Elementos de partição para cada domínio.



Fonte: Bianchi (2005), pg 34.

3.2.7 Definição da Função de Interpolação

O segundo passo consiste na escolha da função interpoladora aproximando a função desconhecida em cada m -ésimo elemento presente no domínio. Assim, se um polinômio de primeira ordem for escolhido, uma interpolação linear é alcançada, logo, com um polinômio de segunda ordem, uma interpolação quadrática é obtida na solução. Além disso, também pode ser escolhido um polinômio de ordem superior; entretanto, embora produzam maior precisão na interpolação, requerem uma formulação mais complexa e por esse motivo, são pouco adotadas. Portanto, uma vez escolhida a ordem do polinômio, a solução desconhecida em cada m -ésimo elemento é escrita na Eq. 50,

$$\phi_m^*(x, y, z, t) = \sum_{j=1}^n \Phi_{mj} v_{mj}(x, y, z, t) \quad (51)$$

onde n é o número de nós do elemento, Φ_{mj} é o valor de ϕ no j -ésimo nó do m -ésimo elemento, enquanto v_{mj} é a função interpoladora referida ao j -ésimo nó do m -ésimo elemento. A ordem mais alta da função define também a ordem do elemento.

3.2.8 Formulação do Sistema

Para resolução desses problemas de campo, os valores de Φ_{mj} devem ser calculados para os nós de cada elemento. Além disso, é necessário preparar um sistema de equações, cuja solução corresponda aos valores Φ_{mj} . Assim, para desenvolver este sistema, podem ser adotados tanto o método variacional quanto o método residual, de forma semelhante à explicada acima, mas aplicados a cada elemento separadamente. No caso do método de Galerkin, representado na Eq. 42 é aplicada a cada elemento. A integral residual é zerada. No m -ésimo elemento, as n integrais dadas por

$$R_{im} = \int_{\tau} v_i (\mathbf{L}\phi^* - f_m) d\tau \quad (52)$$

$$R_{im} = \int_{\tau} v_i \left(\sum_{j=1}^n \Phi_{mj} v_{mj} \right) d\tau - \int_{\tau} v_i f_m d\tau \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (53)$$

são colocados iguais a zero. Dessa forma, obtém-se um sistema de n equações com as n incógnitas Φ_{mj} . Ademais, aplicando a Eq. 52 a todos os N_m elementos que formam o domínio, e considerando as relações que ligam os elementos adjacentes, isso resulta em um sistema de matrizes deste tipo:

$$[SS][\phi] - [T] = 0 \quad (54)$$

que são formadas por N_n equações, com N_n incógnitas Φ_j . Para o método variacional o funcional é dado pela Eq. 50 e 51.

$$F(\phi^*) = \sum_{m=1}^M F(\phi_m^*) \quad (55)$$

$$F(\phi^*) = \sum_{m=1}^M \left[\frac{1}{2} \int_{\tau} \phi_m^* L \phi_m^* d\tau - \frac{1}{2} \int_{\tau} f_m \phi_m^* d\tau \right] \quad (56)$$

E na sua forma matricial resulta em:

$$F(\phi^*) = \frac{1}{2} [\phi]^t [SS][\phi] - [\phi]^t [T] \quad (57)$$

Para resultado do sistema são necessárias as definições das condições estacionárias ao funcional, o qual é atribuir a zero todas as derivadas parciais da Eq. 57 em relação a Φ_j , sendo estas:

$$\frac{\delta F}{\delta \Phi_j} = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (58)$$

Dessa forma, é possível obter um sistema de N_n equações da mesma forma da Eq. 53. Porém, para se utilizar o método variacional, a matriz $[SS]$ é de natureza simétrica, uma vez que a condição representada pela Eq. 40 deve ser satisfeita. Isto não é verificado em geral com o método de Galerkin (Bianchi, 2005).

3.3 Aplicações do MEF em Problemas de Campo Bidimensionais

A maioria dos problemas de campo na análise de máquinas elétricas pode ser resolvida por meio de uma abordagem bidimensional (2D), apesar do crescente uso de modelagens tridimensionais. A análise 2D oferece vantagens como a redução do tempo de cálculo, desde que os fenômenos omitidos sejam compensados por correções adequadas (Salon, 1995).

Esta seção abordará a aplicação do Método dos Elementos Finitos (MEF) em problemas de campo 2D, utilizando coordenadas cartesianas.

3.3.1 Problema de Campo Bidimensional

Para os problemas de campo em uma análise 2D, o domínio considerado é uma superfície S e seu limite é uma curva. Assim, seja ϕ a função desconhecida que se deseja determinar. Na qual ela é uma função escalar das coordenadas espaciais x e y , ou seja, $\phi = \phi(x, y)$. Nesse sentido, a dependência do tempo é omitida. Seja f a função fonte, que também é função de x e y , e independente do tempo. O problema de campo 2D é definido pela equação diferencial de segunda ordem

$$-\vec{\nabla} \cdot (\alpha \vec{\nabla} \phi) + \beta \phi = -\frac{\partial}{\partial x} \left(\alpha_x \frac{\partial \phi}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\alpha_y \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) + \beta \phi = f \quad (59)$$

juntamente com as condições de contorno que são impostas na fronteira Γ do domínio. São condições de contorno de *Dirichlet* na porção Γ_1 do contorno:

$$\phi = \phi_f \quad \Gamma_1 \quad (60)$$

Na Eq. 59 e na Eq. 61, α_x , α_y e β são parâmetros conhecidos que estão relacionados à propriedade física dos materiais no domínio de estudo. As Eq. 60 e 61, k , ϕ_f e ϕ_g são parâmetros conhecidos que estão relacionados à propriedade física do limite. Em particular, ϕ_f e ϕ_g são funções que descrevem as fontes ao longo das curvas limite. A notação diferencial

da Eq. 59 é de natureza geral, cujas equações de Laplace, Poisson e Helmholtz são as formas particulares. Corresponde ao dado na E. 31, onde o operador diferencial corresponde a Eq. 61.

$$L = -\frac{\partial}{\partial x} \left(\alpha_x \frac{\partial \phi}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(\alpha_y \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) + \beta \quad (61)$$

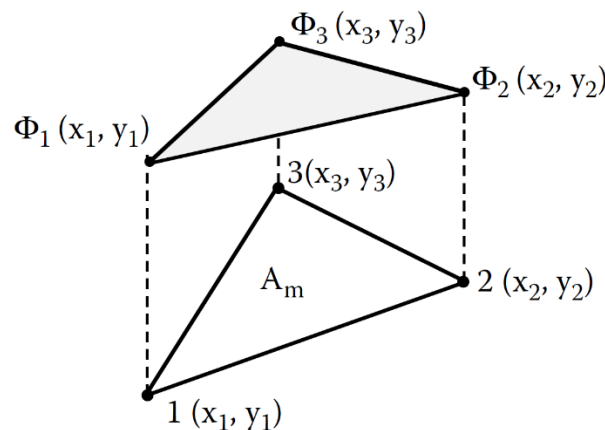
3.3.2 Interpolação Linear da função

O domínio 2D é subdividido em um número finito e suficientemente elevado de elementos. No caso mais simples, são elementos de forma triangular, não necessariamente iguais, mas não se cruzando. Cada vértice é chamado de nó e todos eles configuram a malha. Suponhamos que a estrutura foi dividida em N_m elementos finitos, e o número total de nós é N_n . Assim, cada um deles assume o valor Φ_i da função potencial ϕ . Em virtude das pequenas dimensões dos elementos, as funções de interpolação $v_i(x, y)$ podem ser simples. Assim, uma interpolação linear da função ϕ é assumida para cada m-ésimo elemento triangular, dada por

$$\phi_m(x, y) = a + bx + cy \quad (62)$$

Ademais, no três nós do triângulo, os três i-ésimos valores são dados pela Eq. 63. A partir do conhecimento do valor da função nos nós de cada elemento finito, ou seja, Φ_1 , Φ_2 e Φ_3 , por meio da Eq. 62, é possível calcular a função potencial em qualquer outro ponto do elemento. Isto está representado na Fig. 12.

Figura 12 - Interpolação linear da função potencial ϕ_m no m-ésimo elemento triangular.



Fonte: Bianchi (2005), pg 44.

$$\begin{aligned}
\Phi_1 &= a + bx_1 + cy_1 \\
\Phi_2 &= a + bx_2 + cy_2 \\
\Phi_3 &= a + bx_3 + cy_3
\end{aligned} \tag{63}$$

Portanto, se os três valores do potencial forem dados nos três nós do elemento, é possível resolver o sistema presente pela Eq. 63 referente as três incógnitas a , b e c . Para o primeiro momento, é colocado

$$A_m = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} \tag{64}$$

$$= \frac{1}{2} [(x_2y_3 - x_3y_2) + (x_3y_1 - x_1y_3) + (x_1y_2 - x_2y_1)]$$

que representa a área do m -ésimo elemento triangular, conforme mostrado na Fig. 12. Dessa forma, pela regra de Cramer, resulta que

$$\begin{aligned}
a &= \frac{1}{2A_m} [\Phi_1(x_2y_3 - x_3y_2) + \Phi_2(x_3y_1 - x_1y_3) + \Phi_3(x_1y_2 - x_2y_1)] \\
b &= \frac{1}{2A_m} [\Phi_1(y_2 - y_3) + \Phi_2(y_3 - y_1) + \Phi_3(y_1 - y_2)] \\
c &= \frac{1}{2A_m} [\Phi_1(x_3 - x_2) + \Phi_2(x_1 - x_3) + \Phi_3(x_2 - x_1)]
\end{aligned} \tag{65}$$

Assim

$$\begin{aligned}
a &= \frac{1}{2A_m} [\Phi_1p_1 + \Phi_2p_2 + \Phi_3p_3] \\
b &= \frac{1}{2A_m} [\Phi_1q_1 + \Phi_2q_2 + \Phi_3q_3] \\
c &= \frac{1}{2A_m} [\Phi_1r_1 + \Phi_2r_2 + \Phi_3r_3]
\end{aligned} \tag{66}$$

Na qual

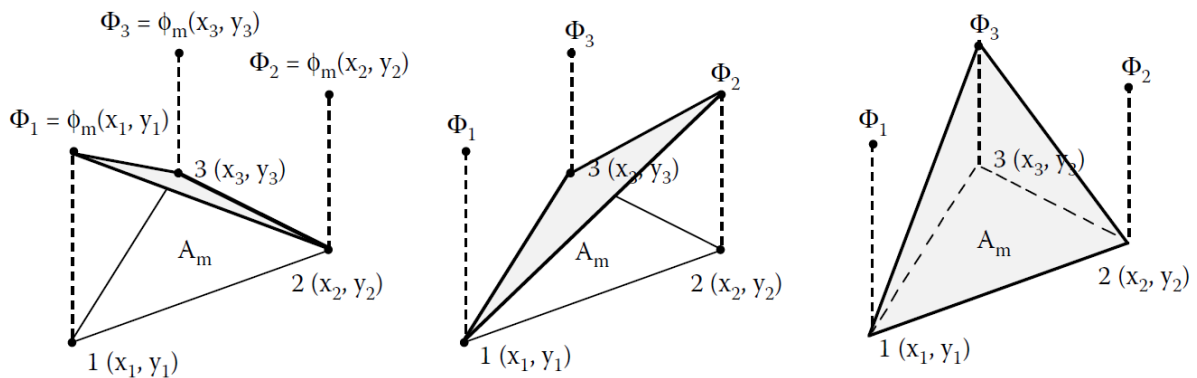
$$\begin{aligned}
p_1 &= x_2y_3 - x_3y_2 & q_1 &= y_2 - y_3 & r_1 &= x_3 - x_2 \\
p_2 &= x_3y_1 - x_1y_3 & q_2 &= y_3 - y_1 & r_2 &= x_1 - x_3 \\
p_3 &= x_1y_2 - x_2y_1 & q_3 &= y_1 - y_2 & r_3 &= x_2 - x_1
\end{aligned} \tag{67}$$

A Eq. 62 expressa a função desconhecida $\phi_m(x, y)$, dentro do m-ésimo elemento finito triangular. Pode ser reescrito como

$$\begin{aligned}\phi_m(x, y) &= \left(\frac{1}{2A_m} \sum_{i=0}^3 p_i \Phi_i \right) + \left(\frac{1}{2A_m} \sum_{i=0}^3 q_i \Phi_i \right) \cdot x + \left(\frac{1}{2A_m} \sum_{i=0}^3 r_i \Phi_i \right) \cdot y \\ &= \sum_{i=0}^3 \frac{(p_i + q_i x + r_i y)}{2A_m} \cdot \Phi_i \\ &= \sum_{i=0}^3 v_i(x, y) \cdot \Phi_i\end{aligned}\tag{68}$$

Além disso, é possível definir a função $\phi_m(x, y)$, em cada ponto do triângulo como uma combinação linear dos valores Φ_1 , Φ_2 e Φ_3 em os nós do próprio triângulo. Fica então evidente que, para obter o campo, basta calcular os valores da função desconhecida $\phi_m(x, y)$, nos nós de cada elemento que formam todo o domínio. Na Eq. 68, foram destacadas as funções interpoladoras $v_i(x, y)$, com $i = 1, 2, 3$, que interpolam a função $\phi_m(x, y)$. Cada um deles pode ser representado graficamente, conforme ilustrado na Fig. 13.

Figura 13 - Representação das funções interpoladoras lineares da função ϕ_m .



Fonte: Bianchi (2005), pg 45.

3.4 Configurações Básicas de uma Máquina Síncrona

Este capítulo estuda o funcionamento de máquinas síncronas em estado estacionário, destacando a análise de geradores por elementos finitos. A configuração mais comum possui um estator laminado com enrolamento de corrente alternada e um rotor com corrente contínua ou ímãs permanentes. A FMM (Força Magneto Motriz) do estator gira na velocidade síncrona, criando um campo magnético constante no rotor, sem correntes de Foucault. As perdas no núcleo são calculadas no pós-processamento, e análises estáticas desconsideram pequenos efeitos, como harmônicos espaciais e variações de permeabilidade nos dentes (Salon, 1995).

3.5 Funcionamento em Estado Estacionário: Cálculo da Excitação

O cálculo da excitação sob carga é essencial no projeto de motores e geradores síncronos, determinando a corrente de campo necessária e o fator de potência. Na análise por elementos finitos, esse problema é classificado como inverso, pois a corrente de campo é a incógnita, enquanto normalmente a corrente é a variável independente. Além disso, a posição do eixo direto em relação ao pico da corrente do estator dificulta a análise. Essas questões são resolvidas combinando o modelo de elementos finitos com as equações do diagrama fasorial (Salon, 1995).

3.5.1 A Transformação d-q-0

A transformação $qd0$ ou transformação de Park para a corrente presente no estator é dada pela Eq. 69

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\phi) & \cos\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\phi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\text{sen}(\phi) & -\text{sen}\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\text{sen}\left(\phi - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (69)$$

Os valores da sequência zero não é prioridade a priori, uma vez que estes serão zero para as condições de equilíbrio em estado estacionário. Assim, pode-se escrever

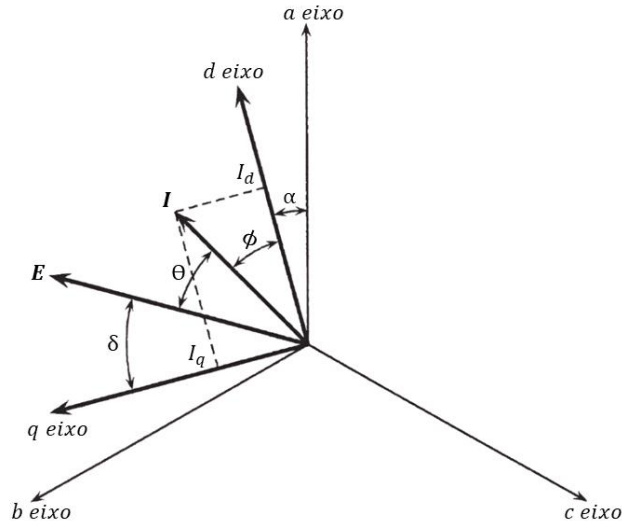
$$\begin{aligned} i_a &= I_p \cos(\omega t + \phi) \\ i_b &= I_p \cos(\omega t + \phi - 2\pi / 3) \\ i_c &= I_p \cos(\omega t + \phi - 2\pi / 3) \end{aligned} \quad (70)$$

3.5.2 Diagrama Fasorial

O cálculo da excitação em máquinas síncronas é tradicionalmente feito por meio do diagrama fasorial, que serve como base para um procedimento iterativo na determinação da corrente de campo e do ângulo α . Inicialmente, o terminal de tensão E_a , a corrente do estator I_a e o fator de potência são especificados, enquanto os parâmetros da máquina X_d e X_q são utilizados nos cálculos de design, assumindo resistência do estator r_a desprezível. A equação correspondente pode ser representada graficamente pelo diagrama fasorial, que também ilustra

a equivalência da corrente trifásica, girando à velocidade síncrona e alinhada ao eixo magnético da fase a no instante de pico da corrente da fase n (Salon, 1995).

Figura 14 - Relações Fasoriais: Eixos d - q e Corrente.



Fonte: Salon (1995), pg 125.

Na Figura 14, o eixo direto é α graus do eixo magnético da fase a . A corrente está a ϕ graus do eixo direto, conforme indicado pela Eq. 70. Da mesma forma, pode-se definir um vetor de tensão equivalente que conduz a corrente pelo ângulo do fator de potência θ . O eixo de quadratura está a 90° da linha do eixo direto e é separado da tensão pelo ângulo de torque δ . As tensões do estator são:

$$\begin{aligned} E_d &= I_d r_a + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega\psi_q \\ E_q &= I_q r_a + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega\psi_d \end{aligned} \quad (71)$$

Normalmente, r_a é muito pequeno e o termo de queda resistiva é ignorado. Para constante de operação de estado, sem variação de tempo no quadro de referência $dq0$, as equações referentes ao fluxo concatenado são

$$\begin{aligned} \psi_d &= -L_d I_d + L_{afd} I_f \\ \psi_q &= -L_q I_q \end{aligned} \quad (72)$$

onde L_{afd} é a indutância mútua entre o enrolamento de campo e o enrolamento de eixo direto. Normalmente, a tensão e a corrente são especificadas e deve-se encontrar o campo corrente junto ao ângulo de torque δ . Dessa forma, os valores de X_d e X_q que são função do ponto de operação

não são conhecidos. O diagrama é mostrado para operação atrasada, superexcitada. A tensão interna E_i , é definida como

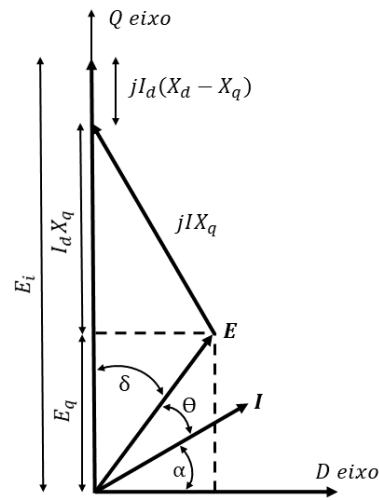
$$E_i = X_{afd} I_f$$

$$E_i = E_a + jX_q I + (X_d - X_q) I_d \quad (73)$$

Assim, deve-se encontrar uma relação para do ângulo ϕ referente a posição do eixo direto do eixo magnético da fase a. Isso é

$$I_a = I \cos(\phi) \quad (74)$$

Figura 15 - Diagrama fasorial de uma máquina síncrona.



Fonte: Salon (1995), pg 130.

$$I_b = I \cos\left(\phi + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$I_c = I \cos\left(\phi + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (75)$$

ou em termos das correntes contínua e de quadratura

$$I_a = I_d \cos(\phi) - I_q \text{sen}(\phi)$$

$$I_b = I_d \cos\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right) - I_q \text{sen}\left(\phi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$I_c = I_d \cos\left(\phi - \frac{4\pi}{3}\right) - I_q \text{sen}\left(\phi - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (76)$$

3.5.3 Relacionando FMM ao Diagrama Fasorial: Caso Linear

Os valores de X_d e X_q são ajustados para considerar a saturação do aço magnético, que opera próximo ao limite econômico. A saturação aumenta a corrente de campo necessária, e antes dos métodos numéricos, eram usadas curvas de saturação e fator de potência zero para correção. O método de Potier fornece uma estimativa inicial para elementos finitos, determinando a reatância fictícia com base em testes de fábrica (Salon, 1995).

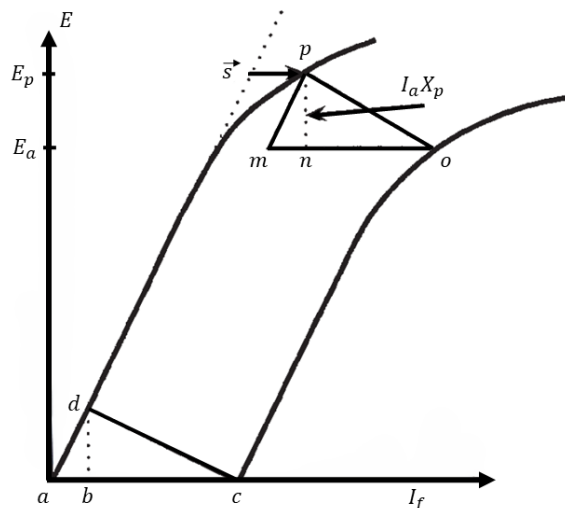
A corrente de campo necessária para a corrente nominal em curto-circuito é representada pelo segmento ac , com a tensão interna $I_a X_d$ dividida entre a queda da reatância de fuga $I_a X_l$ (ab) e a reatância da armadura $I_a X_{ad}$ (bc). Como a saturação é linear nesse intervalo, forma-se o triângulo (acd), onde a altura (bd) equivale a $I_a X_l$. A reatância de Potier é determinada deslocando esse triângulo sobre a curva do fator de potência zero, com a altura (np) representando sua queda da reatância (Salon, 1995).

A linha paralela ad até cruzar a curva de circuito aberto. A altura np representa a queda da reatância de Potier. A reatância de Potier pode ser encontrada por

$$X_p = \frac{np}{I_a} \quad (77)$$

a reatância de Potier é semelhante à reatância de fuga, mas inclui nela alguns dos efeitos da saturação. Assim, o diagrama fasorial, a tensão atrás da reatância de Potier E_p .

Figura 16 - Características de circuito aberto e fator de potência zero.



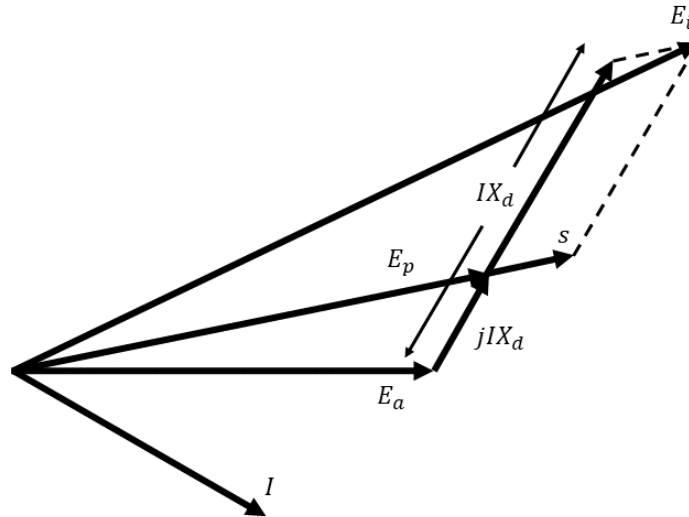
Fonte: Salon (1995), pg 133.

$$E_p = E_a + I_a X_p \quad (78)$$

Este valor é uma medida do fluxo magnético no entreferro, o valor da tensão da reatância de Potier e as voltas da corrente do rotor são necessárias para produzir tensão sem carga. A

diferença entre número de voltas da corrente do entreferro é chamada S . O vetor de saturação é então adicionado à tensão interna E_i na direção de E_p , conforme mostrado na Fig. 17.

Figura 17 - Método Potier para encontrar excitação para um rotor redondo



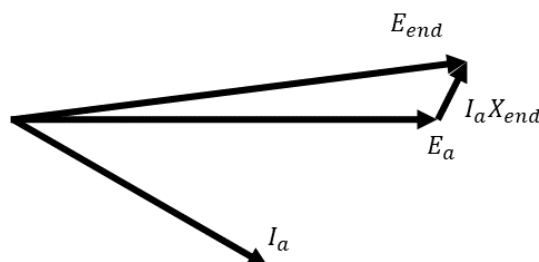
Fonte: Salon (1995), pg 134.

Além disso, a ideia é que o fluxo principal esteja 90° à frente do E_p e é aqui que a máquina está mais saturada. O método de Potier utiliza dados de saturação do eixo direto, que são geralmente os únicos disponíveis. Ele resulta em maior corrente de campo no rotor e menor ângulo de torque em comparação ao método insaturado. Apesar de aproximado, fornece estimativas mais precisas e pode ser usado como ponto de partida para determinar a corrente do rotor e o ângulo α .

3.5.4 Correção da Reatância do Enrolamento Final

A tensão de terminal pode ser calculada diretamente a partir da solução de elementos finitos. Na visão bidimensional adotada no presente capítulo, nenhuma consideração é levada em conta para a reatância do estator referente ao enrolamento final. Para casos de carga haverá uma queda de tensão no final reatância de fuga do enrolamento conforme apresentado na Fig. 18.

Figura 18 - Tensão da reatância de vazamento do enrolamento final.



Fonte: Salon (1995), pg 134.

A reatância do enlace do enrolamento final é considerada uma quantidade fixa, sendo esta utilizada como entrada para o cálculo. Como a corrente e o ângulo de fase em relação à tensão terminal são conhecidos, a tensão da reatância de fuga do enrolamento final pode ser encontrada. Assim, a tensão que na verdade é a restrição do cálculo dos elementos finitos.

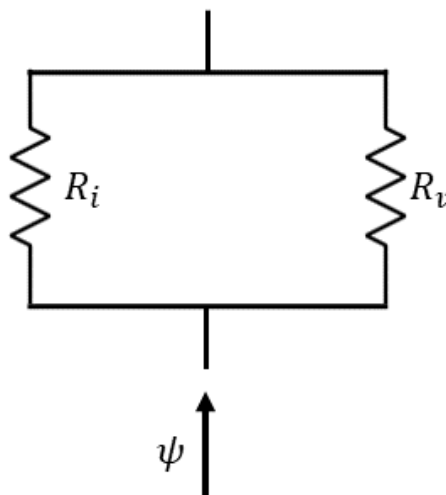
3.6 Considerações da Modelagem

Para uma determinada corrente de campo, se faz necessário uma solução magnetostática não linear. Existem várias características geométricas da máquina síncrona que devem ser levados em conta para melhorar a precisão e eficiência do cálculo.

3.6.1 Permeabilidade Homogênea Equivalente Para correção de Comprimento

A modelagem para a pilha de laminações, geralmente é criado um material homogêneo com as mesmas propriedades macroscópicas de toda a pilha. Em posse de um sistema cartesiano e assume-se que o fluxo está na direção vertical, então a relutância apresentada pelo sistema é a combinação paralela das relutâncias presente nas pilhas e o sistema de ventilação. Isso é ilustrado no circuito magnético presente na Fig. 19. Para o caso bidimensional, os valores das relutâncias por unidade de profundidade são encontrados a partir da Eq. 78.

Figura 19 - Relutância em paralelo.



Fonte: Salon (1995), pg 136.

$$R_i = \frac{h}{\mu_i \omega_p} \quad (79)$$

Para laminações o modelo matemático é dado por

$$R_v = \frac{h}{\mu_0 \omega_v} \quad (80)$$

para o sistema de ar, h é a altura do pack, ω_p a largura do pack, μ_i a permeabilidade do ferro e ω_v a largura da ventilação. O equivalente a relutância da combinação é encontrado por meio da combinação paralela de as relutâncias individuais.

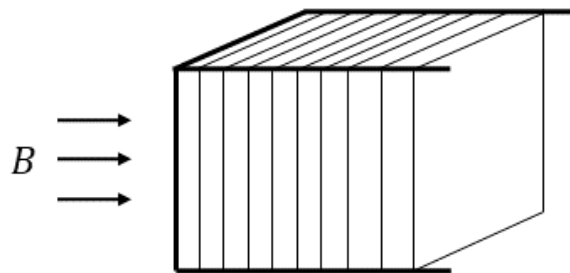
$$R_{eq} = R_i \parallel R_v = \frac{h}{\mu_i \omega_i + \mu_0 \omega_v} \quad (81)$$

Uma permeabilidade equivalente que pode ser usada em um material homogêneo de largura $\omega_{eq} = \omega_i + \omega_v$ é

$$\mu_{eq} = \frac{\mu_i \omega_i + \mu_0 \omega_v}{\mu_i + \omega_v} \quad (82)$$

como $\mu_i \gg \mu_0$ para casos não saturados, a permeabilidade do aço e a largura do aço são os fatores dominantes. Por esta razão geralmente optam-se por usar o chamado comprimento de ferro ativo e ignora o caminho de ar paralelo. Isto é muitas vezes uma boa aproximação se os caminhos de ar forem estreitos e o aço não estiver saturado (Salon, 1995).

Figura 20 - Laminação de cruzamento de fluxo.



Fonte: Salon (1995), pg 137.

Esta formulação também pode ser utilizada no caso de uma pilha apenas de laminações para levar em conta o fator de empilhamento. Quando as laminações são empilhadas juntas, o comprimento total da pilha é da ordem de 5% maior que o comprimento real ou comprimento do ferro ativo. Isto se deve aos inevitáveis espaços deixados entre laminações. Suponha que o fator de empilhamento seja 0,95. Uma correção para a permeabilidade pode ser obtida tomando 95% de aço em paralelo com 5% de ar (Salon, 1995).

Considerando-se o caso quando o fluxo é direcionado ao longo das laminações, a situação é diferente quando se considera o fluxo que atravessa as laminações. Um exemplo é a consideração da penetração axial do fluxo no ferro final. Considerar a geometria da Fig. 20.

Este modelo, devido aos espaços de empilhamento, o fluxo atravessa 5% de ar em série com 95% de aço. A relutância equivalente por unidade de profundidade é então

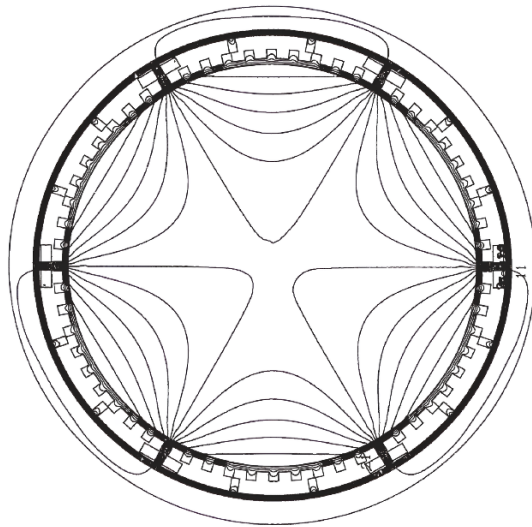
$$R_{eq} = \frac{0,95\omega_i}{\mu_i h} + \frac{0,05\omega_i}{\mu_0 h} \quad (83)$$

para o aço insaturado são agora os pequenos espaços de ar que são dominantes e a permeabilidade efetiva é bastante pequena, sendo aproximadamente $20\mu_0$.

3.6.2 Condição de Dirichlet no Núcleo do Estator

Em problemas magnetostáticos, define-se ($A = 0$) no limite externo do núcleo do estator, assumindo que nenhum fluxo escape, embora isso nem sempre seja exato. Máquinas síncronas são projetadas para evitar saturação severa, mas se o cálculo indicar alta saturação, o modelo deve incluir parte do espaço externo e afastar o limite ($A = 0$). Em casos extremos, como em máquinas de relutância comutada, adiciona-se uma camada de ar para melhor representar o fluxo magnético (Salon, 1995).

Figura 21 - Máquina de relutância comutada com condição de Dirichlet.



Fonte: Salon (1995), pg 139.

3.6.3 Condições Limite de Periodicidade

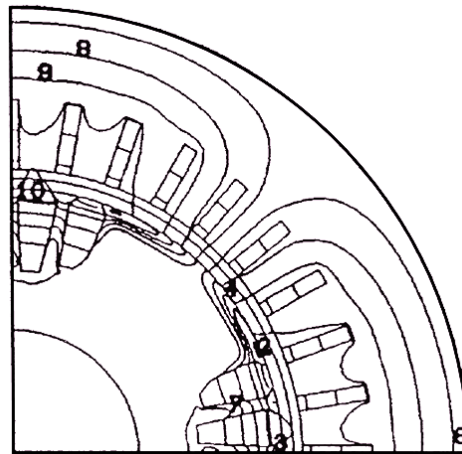
Uma máquina síncrona pode ter muitos polos. É bastante caro mesmo para geradores de turbina de dois ou quatro polos para representar toda a seção transversal. Em máquinas hidrelétricas, nas quais pode-se ter dezenas de postes, isso é proibitivo. Assim, por muitas vezes pode-se usar uma condição de simetria para analisar apenas um ou dois polos. Esse é chamada de condição de contorno de periodicidade. Considere uma máquina síncrona apenas com excitação direta do eixo da Fig. 21. Observe que o eixo direto é uma linha de simetria. A

corrente no rotor tem uma simetria estranha em torno da corrente do eixo direto. A geometria também é simétrica neste caso, mas isso pode não ser verdade dependendo do número de slots do estator. Não há corrente nos enrolamentos do estator e para este caso o eixo direto é uma linha de fluxo e podemos defini-lo como $A = 0$. Isto é verdade mesmo se os efeitos de saturação forem considerados. Podemos descrever isso condição de simetria por

$$A(\phi) = -A(-\phi) \quad (84)$$

O limite externo do furo do estator também é definido como $A = 0$, mas isso se deve a suposição de que todo o fluxo permanece dentro do núcleo do estator.

Figura 22 - Máquina síncrona com fluxo de eixo direto.



Fonte: Salon (1995), pg 142.

Quando a máquina opera sob carga, o eixo direto deixa de ser uma linha de simetria ou fluxo, pois a saturação no rotor torna-se assimétrica entre as bordas de ataque e fuga do polo. As correntes do estator geralmente não geram campos simétricos ao redor do eixo direto, exceto no caso de fator de potência zero. Sem uma linha de fluxo identificável, não é possível aplicar a condição de contorno de Dirichlet. No entanto, há simetria, sendo as seguintes condições normalmente validadas são:

- A geometria do rotor e o sistema de corrente se repetem a cada 2 polos.
- A geometria do estator e o sistema atual se repetem a cada 2 polos

Se o estator tiver um número inteiro de slots por polo por fase, os campos e a solução se repetem a cada dois polos. Caso contrário, é necessário identificar um grupo repetível para encontrar essa simetria. Nesse cenário, os potenciais ao longo de um raio são iguais aos de um raio a dois polos de distância, permitindo a substituição de uma linha de potenciais por outra para garantir uma solução única. Essa repetição, válida mesmo sob saturação, define a condição

de contorno de periodicidade. Um método alternativo é a condição antiperiódica, onde o potencial vetorial em um raio é igual em magnitude, mas oposto em sinal ao de um polo adjacente, garantindo que o fluxo que entra por um lado saia pelo outro a 180°. Isso possibilita modelar apenas um polo, mesmo em casos de enrolamento fracionário, tornando essa condição uma aproximação frequentemente utilizada (Salon, 1995).

3.6.4 Modelo de Implementação

Considere a malha da Figura 10, a equação para o nó b é

$$S_{bb}A_b + S_{ba}A_a + S_{bc}A_c + S_{bf}A_f + S_{bg}A_g = f_b \quad (85)$$

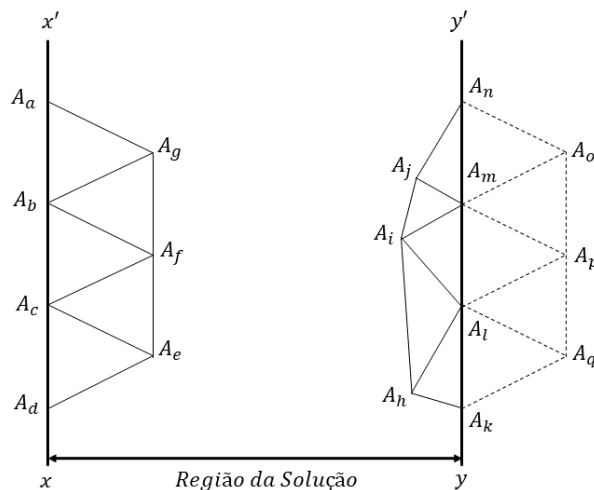
No limite dependente tem-se o nó correspondente m . Se a máquina fosse modelada com a geometria inteira, os elementos teriam se estendido para a direita de linha aa' . Esses nós externos são mostrados usando linhas pontilhadas. O correspondente equação para o nó m é

$$S_{mm}A_m + S_{mn}A_n + S_{mj}A_j + S_{mi}A_i + S_{ml}A_l + S_{mp}A_p + S_{mo}A_o = f_m \quad (86)$$

Agora, considerando a relação entre os nós ao longo de xx' e yy' . Estes estão relacionados por uma constante complexa C . Assim, para $C = 1$ tem-se a condição de periodicidade, para $C = -1$, a condição de antiperiodicidade. Além disso, a condição $C = a + jb$ pode ser utilizada para problemas de ondas viajantes em que existe uma fração de polo, como em alguns motores de indução. Então obtêm-se

$$\begin{aligned} A_n &= CA_a \\ A_m &= CA_b \\ A_l &= CA_c \end{aligned} \quad (87)$$

Figura 23 - Limites com condições periódicas.



Substituindo a Eq. 87 na 85

$$S_{mm}CA_b + S_{mn}CA_a + S_{ml}CA_c + S_{mj}A_j + S_{mi}A_i + S_{mo}CA_g + S_{mp}CA_f = f_m \quad (88)$$

Se eliminar as incógnitas na fronteira direita, yy' . Eq. 88, no entanto, há conexões com o exterior, por exemplo S_{mo} . Nota-se que por simetria $S_{mo} = S_{bg}$. Assim, substituir estes exteriores conexões em termos dos interiores. Agora obtêm-se um conjunto de equações que impõe periodicidade às custas de uma largura de banda um pouco maior.

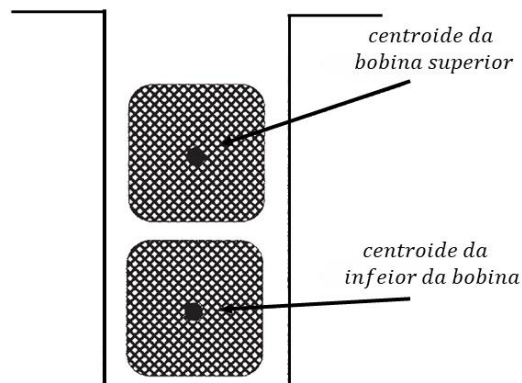
3.7 Cálculo De Excitação

Em máquinas trifásicas, a corrente do estator é distribuída em slots discretos com defasamento de 60° entre fases. Essa representação pode prejudicar a convergência devido aos harmônicos espaciais. Uma abordagem rigorosa envolve múltiplas soluções não lineares para extrair a onda fundamental do fluxo, mas isso eleva o custo computacional. Uma alternativa mais eficiente é ajustar os valores de corrente para obter uma distribuição senoidal, o que é válido na maioria das máquinas com passo curto, pois já geram uma FMM próxima do formato senoidal (Salon, 1995).

3.7.1 Encontrando o Fluxo Concatenado

A partir de uma solução de potencial vetorial, o fluxo concatenado é encontrado subtraindo-se os potenciais vetoriais nos dois lados da bobina e multiplicando a diferença pelo comprimento. Normalmente em um enrolamento completo de duas camadas, a bobina estará no topo de um slot em uma posição e retornar 180° (elétrico) na parte inferior de outra vaga. Os potenciais vetoriais podem ser obtidos no centroide das bobinas sem muita perda de precisão. Um tratamento mais rigoroso seria usar uma média ponderada dos potenciais em vários pontos da bobina, conforme é apresentado na Fig. 24.

Figura 24 - Encontrando o fluxo concatenado utilizando o valor do centroide de A ou a média ponderada.



Fonte: Salon (1995), pg 146.

Dessa forma, se a diferença de potencial vetorial através de uma bobina de ΔA , então o fluxo concatenado total da fase a será

$$\psi_a = l \sum_{i=1}^N \Delta A_i \quad (89)$$

Onde l é o comprimento da máquina.

3.7.2 Encontrando a Tensão de Terminal

Para encontrar a tensão terminal, assume-se que a densidade do fluxo tem apenas um componente espacial fundamental. Assim, tem-se uma solução que representa um instante do tempo e com isso pode-se encontrar o fluxo concatenado ψ_a , ψ_b e ψ_c neste instante. Ao assumir que as condições de sequência são puramente positivas, o fluxo concatenado de pico de todas as fases são iguais e são separadas por $\omega t = \frac{2\pi}{3}$. Neste caso, um útil relacionamento é que a qualquer momento

$$E_{uRMS} = \omega \sqrt{\psi_a^2 + \psi_b^2 + \psi_c^2} \quad (90)$$

Conhecendo a tensão linha a linha *RMS*, podemos definir o pico da tensão de fase multiplicando por $\sqrt{\frac{2}{3}}$. O ângulo de fase da tensão pode ser encontrado encontrando os ângulos de fase do fluxo concatenado. A tensão conduzirá o fluxo concatenado em 90° já que $E = j\omega\psi$. Se assumirmos condições equilibradas

$$\begin{aligned} \psi_a &= \psi_p \angle \theta_0 \\ \psi_b &= \psi_p \angle \left(\theta_0 - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \psi_c &= \psi_p \angle \left(\theta_0 - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (91)$$

O fluxo concatenado ψ_p pode ser obtido por meio das tensões de fases representado pela Eq. 91

$$\psi_p = \frac{E_a}{\omega} \quad (91)$$

Como ψ_a , ψ_b e ψ_c são conhecidos a partir da solução de elementos finitos, qualquer uma das equações acima pode ser resolvida para encontrar θ_0 , que é o ângulo entre o pico da fase a referente ao fluxo concatenado e o da corrente da fase a . Na prática, os resultados podem ser

ligeiramente diferentes dependendo de qual equação for selecionada. Isto é devido ao fato de que harmônicos e saturação estão presentes na solução (Salon, 1995).

3.8 Cálculo da Reatância para Regime Permanente

As reatâncias de estado estacionário X_d e X_q , podem ser deduzidas por meio dos resultados referente aos elementos finitos. A definição destas chamadas reatâncias saturadas não é necessária determina-las. A reatância é um conceito linear e não podemos atribuir muito rigor a o procedimento descrito nas Eq. 96 e 97.

As reatâncias são normalmente dadas por unidade e estão relacionadas a quantidades básicas que para o estator são geralmente definidas como os valores nominais por fase. A base tensão V_b , é a linha para a tensão neutra. A unidade Volt-Amperes VA_b , são o total de Volt-Amperes dividido pelo número de fases, Impedância de base Z_b é

$$Z_b = \frac{V_b^2}{VA_b} \quad (92)$$

e I_b é definido com

$$I_b = \frac{V_b}{Z_b} \quad (93)$$

3.8.1 Reatância Síncrona de Eixo Direto X_d

A reatância síncrona do eixo direto é importante no desempenho em estado estacionário de uma máquina síncrona. As correntes são distribuídas senoidalmente no enrolamento presente no de modo que o campo produzisse picos no eixo direto e atinge o pico no eixo da quadratura. O enrolamento de campo fica desenergizado ou circuito aberto. A indutância do enrolamento do eixo direto neste caso é a reatância síncrona X_d . Assim, a Indutância é o fluxo concatenado por ampere de corrente, então

$$L = \frac{\psi}{I} \quad (94)$$

Assim, excitando o estator com Amperes-Espiras equivalentes, deve-se considerar cuidados para incluir corretamente o número adequado de voltas. Dessa forma, o elemento finito potencial vetorial pode facilmente encontrar solução o fluxo ψ passando por uma bobina. Esta é apenas uma diferença no potencial vetorial na localização das duas bobinas, dados às vezes a profundidade do problema. O fluxo gral e o fluxo concatenado estão relacionados por

$$L = N\ell\Delta A \quad (95)$$

Se modelar um polo conforme descrito anteriormente usando condições de contorno antiperiódicas, obtém-se a indutância por fase por polo. Deve-se multiplicar isso por um número de polos e dividido pelo número de caminhos paralelos para obter a indutância por fase. Para encontrar a indutância do eixo direto, precisamos de outro fator. Assumir que o enrolamento fictício do eixo d tem o mesmo número de voltas que a fase enrolamento. Para uma máquina de fase m , a corrente do eixo d teria que ser $m/2$ vezes tão grande quanto a corrente de fase para produzir a mesma FMM no eixo d que o enrolamento de fase m . Então

$$L_d = L / \left(\frac{m}{2} \right) \quad (96)$$

Então

$$X_d = \frac{\omega_b L_d}{Z_b} \quad (97)$$

3.8.2 Eixo de Quadratura Síncrono para Reatância X_q

A reatância síncrona do eixo de quadratura encontrada é da mesma forma que foi determinada a reatância síncrona do eixo direto. Dessa forma, o enrolamento do eixo de quadratura é o mesmo como o enrolamento do eixo direto, mas é deslocado no espaço em 90° elétrico. Sem corrente de campo, o enrolamento do eixo de quadratura deve ser excitado, picos de corrente no direto eixo, e definir uma condição de contorno de Dirichlet homogênea na quadratura do eixo. A relação entre o fluxo concatenado do eixo de quadratura e a corrente do eixo de quadratura é a indutância síncrona do eixo de quadratura (Salon, 1995).

3.9 Conclusão

A aplicação do Método de Elementos Finitos (MEF) em máquinas síncronas, particularmente em máquinas de ímãs permanentes, é fundamental para obter análises precisas dos campos elétricos e magnéticos complexos, considerando a geometria não linear das estruturas e os materiais anisotrópicos. O presente capítulo destaca a importância do MEF como uma técnica numérica eficiente para resolver problemas de campos bidimensionais em máquinas síncronas, onde uma solução analítica raramente é viável. O método é utilizado para dividir o domínio de análise em subdomínios menores, facilitando a solução das equações de Maxwell.

Além disso, o estudo enfatiza a relevância da excitação correta e do cálculo de corrente de campo em estado estacionário para o desempenho ideal dessas máquinas. A transformação de Park e o diagrama fasorial são apresentados como ferramentas essenciais para simplificar as

análises dessas correntes. No contexto das máquinas síncronas, a capacidade do MEF em prever o comportamento das máquinas sob diferentes condições operacionais reforça sua aplicabilidade no design e na otimização de motores.

4 DESENVOLVIMENTO DA MODELAGEM DO EQUIPAMENTO

4.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo, será descrita a metodologia para o desenvolvimento da geometria da máquina em questão, bem como as características essenciais para a modelagem matemática, representando as dimensões físicas e estruturais relevantes para a construção eficiente deste estudo, que se refere ao motor *Brushless Direct Current*.

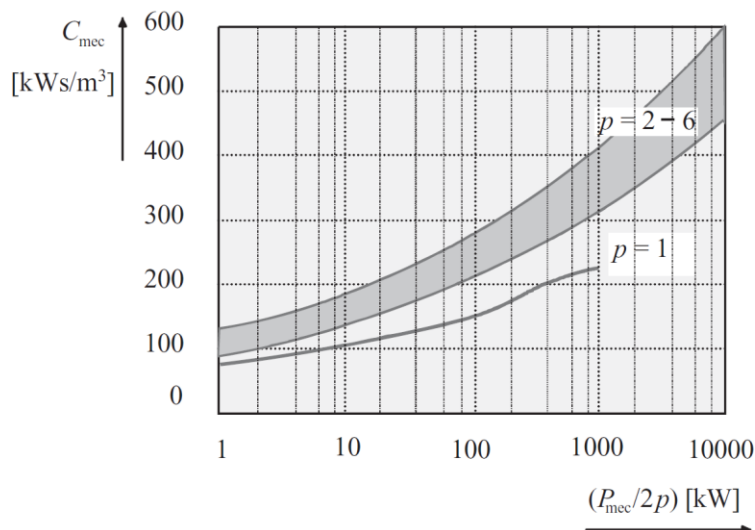
4.2 Dimensões da Geometria da Máquina

As principais características para o desenvolvimento do projeto do motor BLDC foram estabelecidas com base na potência entregue no eixo da máquina, com o objetivo de que o futuro protótipo garanta a substituição dos motores a combustão interna utilizados por ribeirinhos no tráfego fluvial da Região Amazônica. Assim, o motor a ser projetado terá uma potência nominal de 3,677 kW, ou seja, 5 cv.

A definição da potência nominal de 5 cv (3,677 kW) para o motor BLDC fundamenta-se no uso predominante de motores de rabeta 5,5 hp em embarcações pesqueiras artesanais no reservatório da UHE Tucuruí, evidenciado por Magno (2016), refletindo a adequação da solução proposta à realidade operacional local.

Em máquinas bem projetadas, a densidade de corrente linear e a densidade de fluxo dependem do tamanho da máquina, de modo que ambas aumentam à medida que o tamanho da máquina cresce. Como resultado, a constante da máquina também varia conforme o seu tamanho. A Figura 25 ilustra a constante de indução da máquina para máquinas síncronas de diferentes tamanhos de potência por polo (Pyrhonen, 2013).

Figura 25 - Constante de máquinas síncronas em função da potência por polos magnéticos.



Fonte: Pyrhonen (2013). Pg 306.

As constantes de máquina variam entre diferentes tipos de máquinas e são determinadas com base no conhecimento empírico e na tradição de construção, resultando em valores divergentes na literatura. Com frequência de alimentação constante, a velocidade periférica do rotor em máquinas de campo rotativo é proporcional ao passo do polo, tornando as constantes da máquina funções desse parâmetro e da frequência. Como o passo do polo não pode ser deduzido dos valores nominais, a constante da máquina é frequentemente expressa em função da potência por polo ($P_{mec}/2p$). pois a razão entre comprimento e passo dos polos tende a ser constante, independentemente do número de pares de polos (Pyrhonen, 2013).

4.2.1 Número de Ranhuras e Polos

Para determinar as dimensões principais da máquina, foi necessário, primeiramente, definir o número de ranhuras do motor. O número de slots por polo por fase é considerado um número inteiro menor ou igual a dois, conforme apresentado na Eq. 98. Essa restrição se deve principalmente a aspectos construtivos e, na maioria dos casos, atende a esse requisito (Hanselman, 2003).

$$N_{spp} = \frac{N_s}{\frac{N_m}{N_{ph}}} \quad (98)$$

Na qual:

- N_{spp} Relação para distribuição de bobinas;
- N_s Número de ranhuras;
- N_m Número de polos;
- N_{ph} Número de fases.

Assim, o número de slots (ranhuras) e polos a serem implementados na simulação foi determinado com base no layout do modelo utilizado no projeto. Essa definição apresenta um certo grau de complexidade devido aos fatores de distribuição das bobinas envolvidos no processo. Portanto, conforme descrito acima, a Eq. 98 mostra que a razão entre o número de slots e o número de polos sobre a quantidade de fases em que o motor opera deve ser $N_{spp} > 2$ (Hanselman, 2003). Dessa forma, a combinação que proporcionou maior equilíbrio na distribuição das bobinas, como será explicado mais adiante, foi de 6 polos e 36 ranhuras, com essa distribuição dividida em três fases.

O número de slots e polos foi definido com base na Eq. 98 para garantir conformidade e alcançar os valores desejados de torque e velocidade no eixo da máquina. No layout de

enrolamento, a distribuição das bobinas foi ajustada para compatibilizar os pares de bobinas por fase em cada ranhura, posicionando seus pontos médios angulares o mais próximo possível de 0°E e 180°E. Bobinas próximas de 0°E são enroladas em uma direção, enquanto as próximas de 180°E são enroladas na direção oposta. Essa configuração permite a interação do campo magnético do estator com o campo magnético do rotor, promovendo sua rotação conforme os parâmetros de comutação do controlador da máquina (Hanselman, 2003).

4.2.2 Diâmetro do Entreferro

Para determinar o diâmetro do entreferro da máquina, é importante compreender que ele possui um diâmetro externo e um interno. Assim, esta subseção se concentrará inicialmente na determinação do diâmetro externo do entreferro. Primeiramente, é necessário definir a densidade de energia que a máquina pode conter para um determinado volume. Com base na Figura 1, a densidade de energia foi estabelecida de acordo com a potência total de saída da máquina e a quantidade de polos em que ela pode operar.

Nesse sentido, o valor definido para a densidade de energia foi de 158 kW/m³. Dessa forma, a Eq. 99 estabelece que o volume do rotor da máquina é igual à razão entre a potência e o produto da densidade de energia pela velocidade do motor atribuída.

$$D_g^2 l' = \frac{P_s}{G n_{sin}} \quad (99)$$

Onde:

- P_s Potência de saída entregue no eixo da máquina [kW];
- D_g Diâmetro do entreferro [mm];
- G Densidade de energia no volume do rotor da máquina [kW/m³];
- n_{sin} Velocidade síncrona em rotações por segundos [rad/s];
- l' Comprimento do entreferro [mm].

Em máquinas padrão, existe uma relação entre o comprimento equivalente da máquina e o diâmetro do entreferro, logo (Pyrhonen, 2013).

$$\chi = \frac{l'}{D_g} \quad (100)$$

Em que χ é a relação entre o comprimento da máquina e diâmetro do entreferro.

Agora, tem-se duas equações 99 e 100 para determinar o diâmetro do entreferro D_g e o comprimento equivalente da máquina l' . O comprimento equivalente da máquina é definido

com base nas espessuras das lâminas estabelecidas no projeto. Entretanto, neste estudo, nos concentraremos apenas no diâmetro do entreferro, apesar da forte relação entre esses parâmetros. A Eq. 101 apresenta a relação entre o comprimento e o diâmetro do entreferro em uma máquina síncrona com número de polos maior que um (Pyrhonen, 2013).

$$\chi \approx \frac{\pi}{4p} \sqrt{p} \quad (101)$$

Assim, com base nos valores referente a quantidade de polos presentes na máquina preestabelecidos, obtém-se.

$$\chi \approx \frac{\pi}{4 \cdot 3} \sqrt{3} \approx 0,453$$

Dessa forma, é possível calcular o diâmetro do entreferro por meio da Eq. 102 apresentada a seguir.

$$D_g = \sqrt[3]{\frac{P_s}{\chi \cdot G \cdot n_{\text{sin}}}} \quad (102)$$

Ademais, com base nos valores de potência de saída da máquina, densidade de energia e velocidade definidos, foi possível determinar o diâmetro do entreferro. Assim, segundo Pyrhonen (2013), esse D_g diâmetro também pode ser interpretado como o diâmetro interno do estator. $D_g = D_{si}$.

$$D_g = \sqrt[3]{\frac{3,6775}{0,453 \cdot 158 \cdot 60}} = 0,09496$$

$$D_g \approx 95mm$$

4.2.3 Diâmetro do Estator

Para o dimensionamento do diâmetro externo do estator, primeiramente, define-se o diâmetro interno, que foi determinado na subseção anterior. Assim, a relação teórica entre o diâmetro interno e o diâmetro externo do estator D_{si}/D_{se} , a relação entre o diâmetro interno do estator ao diâmetro externo, é aproximadamente 0,6 (Pyrhonen, 2013).

Assim, o diâmetro externo do estator pode ser encontrado por meio da Eq. 103.

$$D_{se} = \frac{D_{si}}{0,6} \quad (103)$$

4.2.4 Diâmetro do Rotor

Para determinar o diâmetro do rotor, é essencial calcular a altura do entreferro, que impacta significativamente as características elétricas da máquina. Um entreferro reduzido diminui a corrente de magnetização, mas aumenta as perdas por correntes parasitas e harmônicos. Apesar de sua importância, não há um valor teórico ideal, sendo sua altura geralmente definida por equações empíricas (Pyrhonen, 2013).

Assim, a Eq. 104 determina o comprimento do entreferro e pode ser aplicada a máquinas assíncronas, síncronas e motores com ímãs permanentes no rotor (Pyrhonen, 2013).

$$\delta = \frac{0,18 + 0,006 \cdot P_s^{0,4}}{1000} \quad (104)$$

Onde:

- δ é o comprimento do entreferro;
- P_s é a potência elétrica de saída da máquina.

Para máquinas elétricas de alta velocidade, o entreferro deve ser aumentado em relação ao valor padrão para minimizar perdas excessivas de ferro nos dentes do estator e do rotor. Em motores com rotores sólidos, esse ajuste é ainda mais crucial, pois um entreferro maior reduz significativamente as perdas na superfície do rotor, enquanto o aumento da corrente de magnetização no estator tem um impacto menor nas perdas totais (Pyrhonen, 2013).

Portanto, com base no resultado da Equação 4.6 e nas características de velocidade da máquina em estudo, o comprimento do entreferro foi aumentado em 10% em relação ao valor obtido.

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{0,18 + 0,006 \cdot 3677,5^{0,4}}{1000} = 3,4 \times 10^{-4} \\ \delta &= 1,1 \cdot 3,4 \times 10^{-4} \\ \delta &= 3,74 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

Assim, com o comprimento do entreferro determinado, é possível calcular o diâmetro do rotor D_r por meio da Eq. 105.

$$D_r = D_{si} - 2 \cdot \delta \quad (105)$$

Após substituição das variáveis já determinadas, o diâmetro do rotor é encontrado.

$$\begin{aligned} D_r &= 95 - 2 \cdot 0,3741 \\ D_r &\cong 94,25 \text{mm} \end{aligned}$$

Ademais, a Tabela 1 apresenta as dimensões encontradas para a geometria utilizada na simulação do motor BLDC, conforme a imagem. Nesse sentido, após a definição da geometria, os dados foram implementados nos softwares Ansys Motor-CAD e Ansys RMxprt, mencionados anteriormente.

Tabela 1 Geometria determinas por meio do equacionamento proposto.

Dimensões Principais da Geometria	mm
Diâmetro do entreferro	95
Diâmetro interno do estator	95
Diâmetro externo do estator	158,3
Diâmetro externo do rotor	94,25
Comprimento do entreferro	0,75

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dessa forma, a geometria desenvolvida está representada na Figura 35, no capítulo de resultados. Essa geometria foi implementada nos softwares ANSYS RMsprt[®] e ANSYS Motor-CAD[®] e, posteriormente, foi tratada no ANSYS SpaceClaim[®].

4.3 Layout de Enrolamento

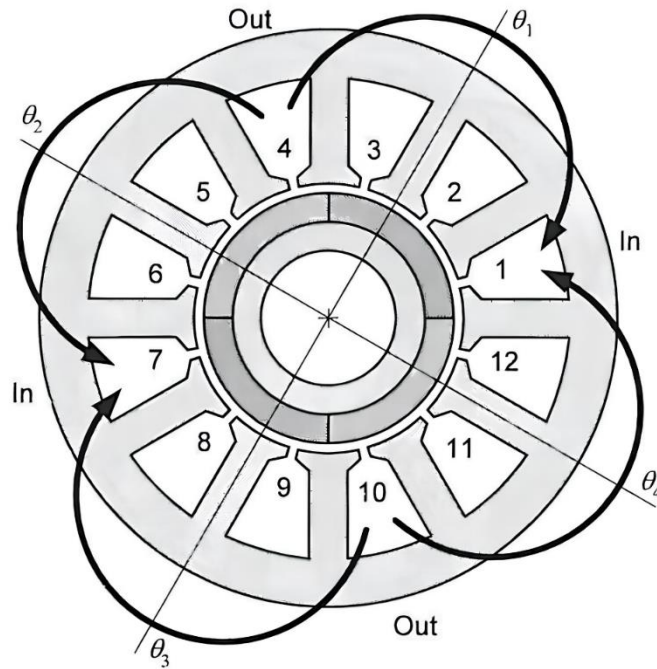
Para a modelagem do protótipo simulado por meio dos softwares mencionados anteriormente, foram considerados a distribuição das bobinas e os parâmetros referentes ao tipo e à forma de enrolamento adotados no estudo. O objetivo foi desenvolver um modelo que aproximasse os valores de torque e velocidade entregues no eixo da máquina aos dos motores a combustão interna comumente utilizados por embarcações ribeirinhas.

Para determinar o layout de enrolamento adotado, foi necessário compreender o equilíbrio na distribuição das bobinas. Dessa forma, se N_{spp} for maior que dois, um novo grau de liberdade é introduzido, o que pode complicar o layout do enrolamento, mas raramente, ou nunca, melhora o desempenho. Na prática, valores de $N_{spp} > 2$ aparecem frequentemente quando uma laminação do estator é reutilizada para um motor com menos polos magnéticos. A extensão da bobina, ou passo da bobina, corresponde à largura circunferencial de uma bobina e pode ser especificada em termos de medidas mecânicas ou elétricas. Além disso, essa extensão da bobina pode ser descrita, para melhor compreensão, em termos do número de ranhuras presentes na máquina (Hanselman, 2003).

Nesse sentido, o objetivo do layout de um enrolamento é posicionar as bobinas em pares de slots, de modo que os pontos médios angulares relativos das bobinas estejam o mais próximo

possível da separação em 0°E e 180°E . Assim, bobinas próximas de 0°E são enroladas em uma direção, enquanto bobinas próximas de 180°E são enroladas na direção oposta, uma vez que o fluxo magnético também se inverte nessa posição. Na Figura 26, as bobinas com pontos médios em 6 e 3 estão no mesmo ângulo, designado como 0°E , e são enroladas na mesma direção.

Figura 26 - Modelo de Layout de Enrolamento com slot de passo integral.



Fonte: Hansleman, 2003. Pg 131.

Dessa forma, para simplificar a representação das bobinas em relação à sua direção, os termos IN e OUT são utilizados, conforme mostrado na Figura 3. IN refere-se ao lado da bobina que entra em um slot, enquanto OUT refere-se ao lado da bobina que sai de um slot. Em motores com ranhuras fracionárias, não é possível alinhar todas as bobinas exatamente com a separação de 0°E ou 180°E . Assim, as localizações das bobinas devem ser escolhidas de forma a ficarem o mais próximas possível desses ângulos. Para as bobinas posicionadas mais próximas de 180°E , utiliza-se o enrolamento reverso ou na direção oposta, o que efetivamente desloca o ângulo da bobina em 180°E de volta para 0°E (Hanselman, 2003).

Além disso, para a distribuição das bobinas, foi necessário, primeiramente, definir o número de ranhuras da máquina. Não há uma regra fixa para a escolha do número de slots e polos, mas essa escolha deve seguir uma relação matemática, conforme apresentado na Equação 4.1, quando se deseja construir uma máquina com uma distribuição equilibrada das bobinas (Hanselman, 2003).

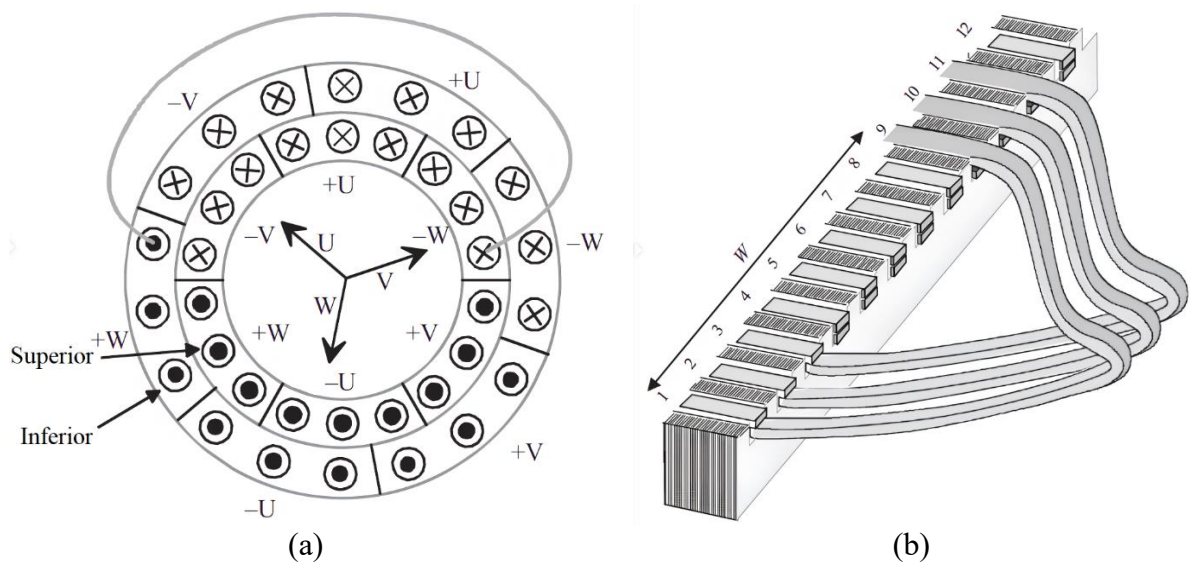
O estudo também busca manter a conformidade e o equilíbrio dos caminhos paralelos envolvidos no enrolamento diamantado de dupla camada utilizado no layout de distribuição das bobinas do motor elétrico em questão. Dessa forma, o layout de enrolamento desenvolvido aqui resulta em um enrolamento de camada dupla, que é amplamente utilizado em motores de ímã permanente sem escovas. Esse layout é fabricável e otimiza o desempenho do motor (Hanselman, 2003).

4.3.1 Enrolamento Diamantado

Em um enrolamento diamantado de dupla camada, a ranhura é dividida em uma parte superior e outra inferior, com um lado da bobina em cada meia ranhura. O lado da bobina na parte inferior da ranhura pertence à camada inferior, enquanto o lado da bobina adjacente ao entreferro pertence à camada superior. O número de bobinas é igual ao número de ranhuras do enrolamento, conforme ilustrado na Figura 2b (Pyrhonen, 2013).

Dessa forma, um enrolamento diamantado de camada dupla é construído de maneira semelhante ao enrolamento de camada única. Como ilustrado na Figura 27(a), existem dois anéis de zona: o externo representa a camada inferior, e o interno, a camada superior. A distribuição das zonas não precisa ser idêntica entre as camadas superior e inferior, podendo ser ajustada por um múltiplo do passo do slot. Além disso, na Figura 27(b), um único deslocamento de zona corresponde a um único passo de slot (Pyrhonen, 2013).

Figura 27 - Demonstração do modelo de enrolamento diamantado de dupla camada.



Fonte: Pyrhonen (2013), Pg 7, Adaptada.

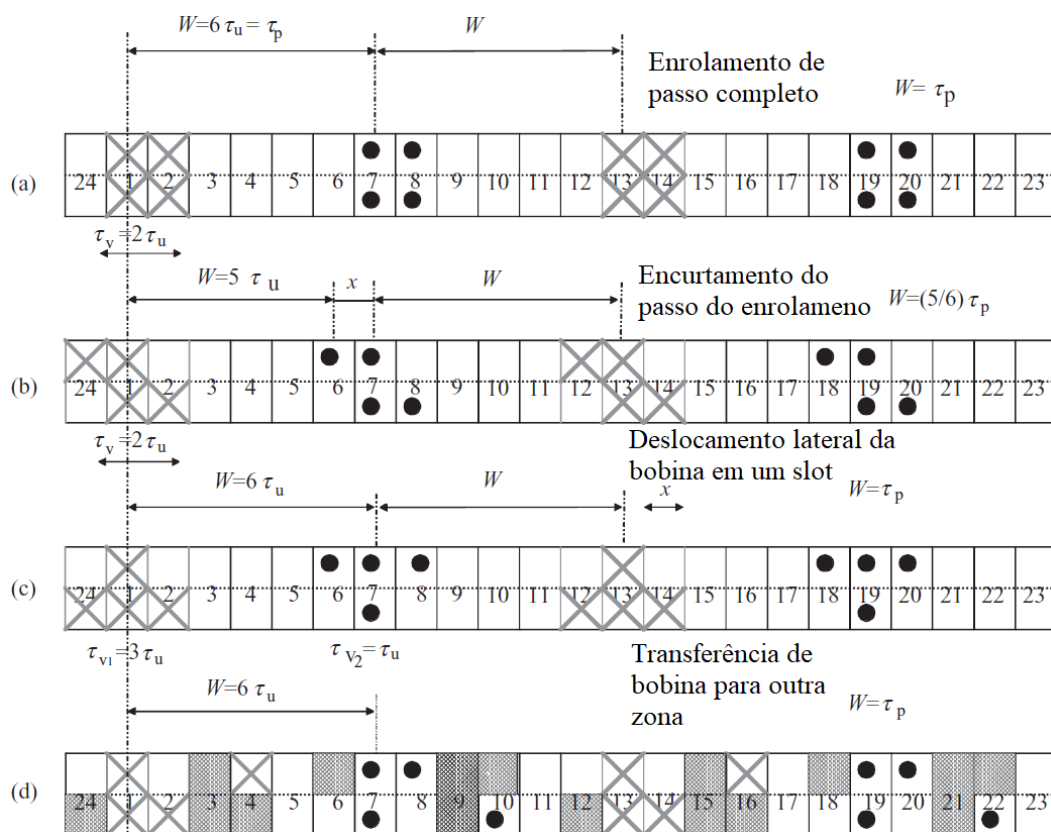
Nesse sentido, quando o passo da bobina é menor que o passo completo, ele é chamado de passo encurtado, pois representa a quantidade de ranhuras ou slots que a bobina consegue

abranger no estator da máquina para formar o arranjo dos enrolamentos. Devido ao passo encurtado, a extremidade da bobina torna-se mais curta, reduzindo o consumo de cobre. No entanto, o fluxo que liga a bobina diminui ligeiramente, o que exige um maior número de voltas da bobina para manter a mesma tensão em comparação com um enrolamento de passo completo (Pyrhonen, 2013).

O efeito da redução do comprimento da extremidade da bobina é mais significativo do que o aumento do número de voltas, resultando em menor consumo de material condutor. Além disso, o passo encurtado influencia o conteúdo harmônico da densidade de fluxo no entreferro e contribui para uma distribuição da corrente elétrica com uma forma de onda mais senoidal em comparação com um enrolamento de passo completo (Pyrhonen, 2013).

O passo curto pode ser obtido de três formas: encurtando o passo do enrolamento Fig. 28(b), deslocando lateralmente a bobina em uma ranhura Fig. 28(c) ou transferindo-a para outra zona Fig. 28(d). Os gráficos de zona ilustram tanto o enrolamento de passo completo quanto os de passo curto. O encurtamento ocorre deslocando a camada superior para a esquerda em alguns passos de ranhura, enquanto o deslocamento lateral da bobina altera os lados superior e inferior em determinadas ranhuras (Pyrhonen, 2013).

Figura 28 - Diferentes métodos de passo encurtado de bobina para enrolamento



Segundo Pyrhonen (2013), não há uma regra fixa para a transferência da bobina; a escolha depende da praticidade e da finalidade de uso, podendo ser aplicada para cancelar harmônicos da corrente do enrolamento. Além disso, diferentes métodos podem ser combinados. Por exemplo, deslocar a camada superior da bobina junto com uma transferência lateral Figura 28(d) resulta em um passo duplo curto, capaz de eliminar dois harmônicos. Entre os métodos, o encurtamento comum do passo do enrolamento é o mais simples de implementar e geralmente consome menos cobre.

4.4 Principais Materiais Utilizados na Simulação do Protótipo do motor

Máquinas síncronas de alta rotação enfrentam desafios como forças centrífugas, que podem causar danos mecânicos irreversíveis ao rotor e comprometer a confiabilidade do motor (Li *et al.*, 2022). Além disso, as correntes parasitas no núcleo geram perdas significativas, reduzindo a eficiência e podendo levar ao superaquecimento e à desmagnetização dos ímãs permanentes. O uso de fibra de carbono para proteger o rotor contra forças centrífugas pode aumentar o comprimento do entreferro, afetando o desempenho do motor e reduzindo a dissipação de calor, o que também pode resultar na desmagnetização irreversível dos ímãs (Schneider *et al.*, 2007; Hong *et al.*, 2012).

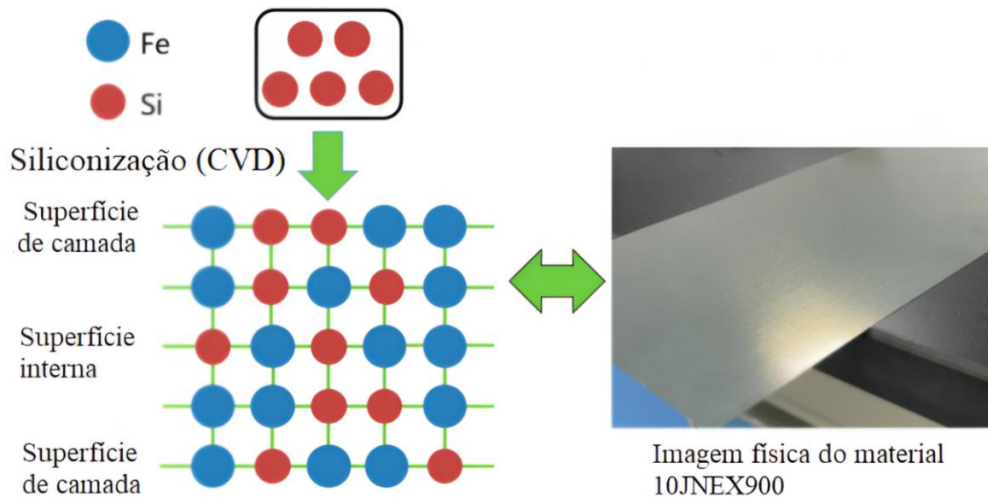
A crescente preocupação ambiental e a transição para uma sociedade descarbonizada têm impulsionado a demanda por aplicações elétricas mais eficientes (Malinowski, 2016). Motores de ímã permanente de alta velocidade são amplamente utilizados devido à sua alta eficiência e densidade de potência. Nesse contexto, a escolha dos materiais que compõem essas máquinas torna-se essencial, considerando seu impacto no desempenho e no desenvolvimento sustentável das máquinas elétricas.

4.4.1 Material 10JNEX900

Segundo Ma Deji *et al.* (2022), este estudo analisa a estrutura de um rotor interno de ímã permanente para máquinas síncronas de alta velocidade, utilizando aço com alto teor de silício (10JNEX900). As propriedades magnéticas desse material foram medidas e comparadas ao aço convencional de alta resistência (20SW1200H), demonstrando desempenho superior em ambos os estados normal e acoplado ao campo multifísico. As simulações eletromagnéticas, mecânicas e térmicas indicam que motores com rotores de aço com alto teor de silício apresentam maior eficiência, melhor desempenho e menor elevação de temperatura em comparação com rotores feitos de aço convencional.

Os aços com alto teor de silício são ligas de Fe-Si com 6,5%, onde os átomos de silício são uniformemente difundidos no material por deposição química de vapor (CVD), conforme é apresentado na Fig. 29. A adição de silício aumenta a resistividade do aço, tornando-o ideal para núcleos de motores elétricos devido ao baixo consumo de ferro, baixa histerese e alta permeabilidade magnética. O processo de fabricação envolve a reação do gás $SiCl_4$ com a tira de aço silício em alta temperatura, formando uma camada de Fe_3Si . Em seguida, o silício é difundido no material por aquecimento controlado, seguido por um recozimento de alta temperatura sob atmosfera redutora, garantindo a composição final de 6,5% Si (Ma Deji *et al*, 2022).

Figura 29 - Diagrama esquemático físico e processo CVD 10JNEX900.

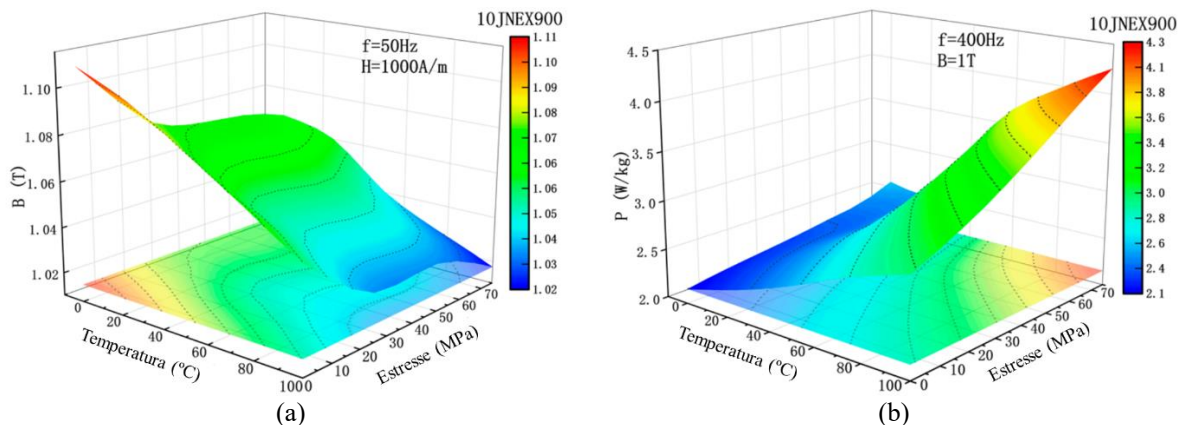


Autor: Ma Deji *et al*, 2022, Pg 3.

Segundo Ma Deji *et al*. (2022), a Fig. 30 apresenta a variação da densidade de fluxo de saturação e das perdas do 10JNEX900 sob a condição de acoplamento de campo multifísico. As propriedades magnéticas do 10JNEX900 variam de acordo com a temperatura e a tensão de tração. O menor valor da densidade de fluxo magnético ocorre a 100 °C e 75 MPa, enquanto a menor perda é observada a 0 °C e 0 MPa. Ademais, na Fog. 31 é apresentado a curva BH referente a este material, implementado nas simulações do presente estudo.

Figura 30 - Efeito do acoplamento de campo multifísico nas propriedades magnéticas do 10JNEX900.

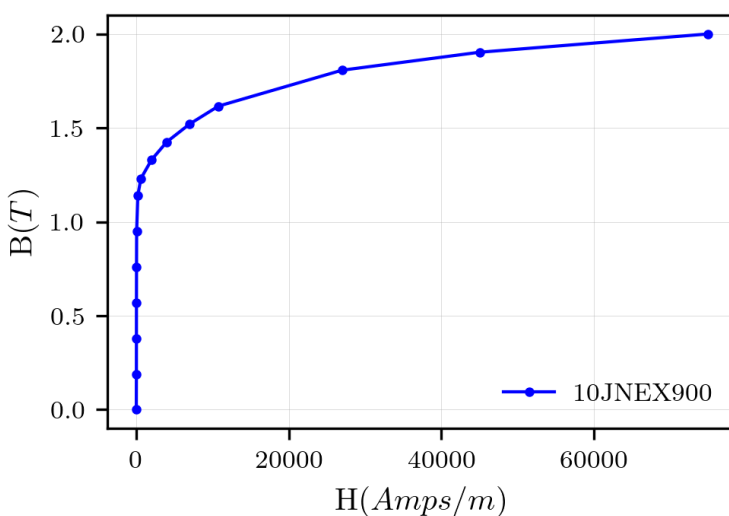
(a) Tendência de B. (b) Tendência de P.



Autor: Ma Deji *et al.*, 2022, Pg 36. Modificada.

A densidade de fluxo e a perda do 10JNEX900 aumentaram 8,42% e 98,21%, respectivamente, do ponto mais baixo ao ponto mais alto. Dessa forma, pode-se concluir que a deterioração e a perda do material são mais evidentes sob a condição de temperatura acoplada à tensão de tração (Ma Deji *et al.*, 2022).

Figura 31 - Curva B-H referente ao material 10JNEX900.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesse sentido, os critérios de seleção dos materiais utilizados na modelagem do motor implementado levaram em consideração o impacto do material na eficiência da máquina, bem como seu desempenho no modo de operação.

Rotores de ímãs permanentes montados na superfície (SPM) são amplamente utilizados em máquinas síncronas de alta velocidade. Para mitigar os efeitos das forças centrífugas, que podem desalinhá-los e comprometer a integridade da máquina, utilizam-se luvas de contenção. O aço silício 10JNEX900, com 6,5% de silício, é uma opção vantajosa para o núcleo dessas máquinas, pois apresenta baixas perdas, alta resistência mecânica e maior

capacidade de suportar forças centrífugas, contribuindo para a eficiência e durabilidade do motor (Ou *et al.*, 2019).

Segundo Ma *et al.* (2022), o impacto dos diferentes graus de aço elétrico (*e-steel*) no desempenho de motores de indução, *brushless* e de relutância foi investigado em termos da densidade de fluxo sob carga, considerando a performance eletromagnética dos materiais. O aço silício 10JNEX900 demonstrou a vantagem de proporcionar eficiência máxima ao motor, além de melhor capacidade de enfraquecimento de fluxo em comparação com os modelos analisados. Dessa forma, esse material se destaca como a melhor escolha para projetos de máquinas de alta rotação, devido à sua elevada tensão de escoamento inerente.

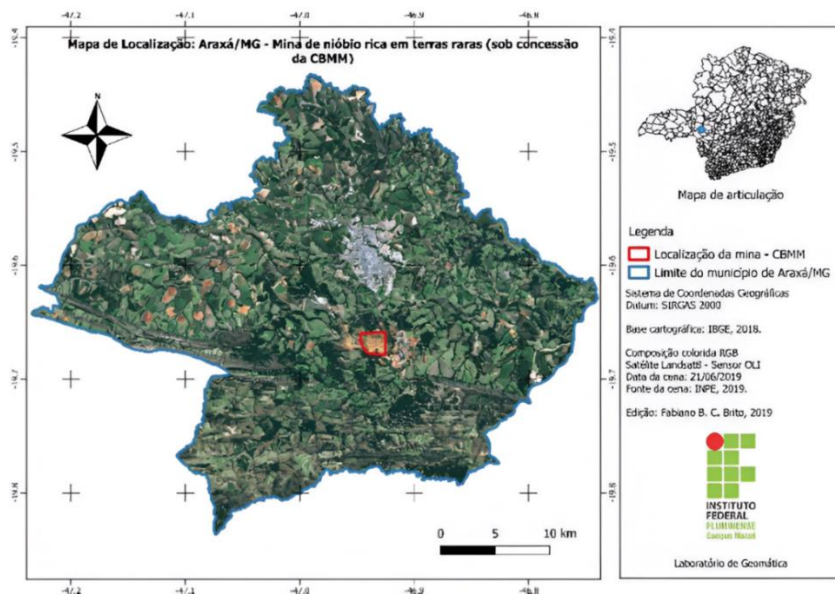
Segundo Schnell (2020), o desempenho do aço elétrico 10JNEX900 em motores de alta velocidade. O estudo demonstra que o material apresenta alta resistência mecânica de aproximadamente 570 MPa e baixas perdas magnéticas, sendo ideal para rotores submetidos a altas rotações. Além disso, destaca-se sua viabilidade para produção em larga escala, unindo bom desempenho magnético com estabilidade estrutural.

4.4.2 Material N42UH

O desenvolvimento dos superímãs de terras raras viabilizou a conversão eletromecânica de energia em máquinas rotativas com ímãs permanentes para produção em escala industrial. Na década de 1980, pesquisas lideradas por Sagawa *et al.* (1984a, 1984b) resultaram na criação dos superímãs de neodímio-ferro-boro (NdFeB), substituindo os antigos Samário-Cobalto (SmCo). Esses ímãs tornaram a geração eólica mais competitiva, com custos comparáveis à energia hidrelétrica no Brasil (GWEC, 2018), além de impulsionarem o desenvolvimento de veículos elétricos de alta eficiência, como os da Tesla, que recentemente liberou suas patentes, incluindo as de motores elétricos com ímãs permanentes (Agrela, 2019).

O Brasil possui a segunda maior reserva de ímãs de terras raras do mundo, junto com o Vietnã, ficando atrás apenas da China (USGS, 2019). O projeto mais avançado em andamento no país é o da CBMM – Companhia Brasileira de Metalurgia e Mineração, cuja mina está localizada na cidade de Araxá, Minas Gerais, dentro do Complexo Carbonatítico do Barreiro (Portal da Mineração, 2016). Além disso, há acumulações economicamente viáveis no Complexo Carbonatítico de Catalão I, situado no estado de Goiás, sob concessão chinesa (Padilla, Ghalayini, Papp, 2019).

Figura 32 - Mapa de Localização: Araxá/MG - Mina de Nb rica em TR (sob concessão da CBMM).



Fonte: BRITO *et al* (2022).

As características magnéticas de um ímã são apresentadas por meio de gráficos que mostram a variação da densidade de fluxo $B[T]$ com o campo desmagnetizante $H [kA/m]$. Além disso, elas podem ser representadas por uma curva de densidade de fluxo magnético $B(H)$ ou uma curva de densidade de fluxo férrio $J(H)$, onde J também é conhecido como polarização ou densidade de fluxo intrínseca (Rao e Bagianathan, 2021).

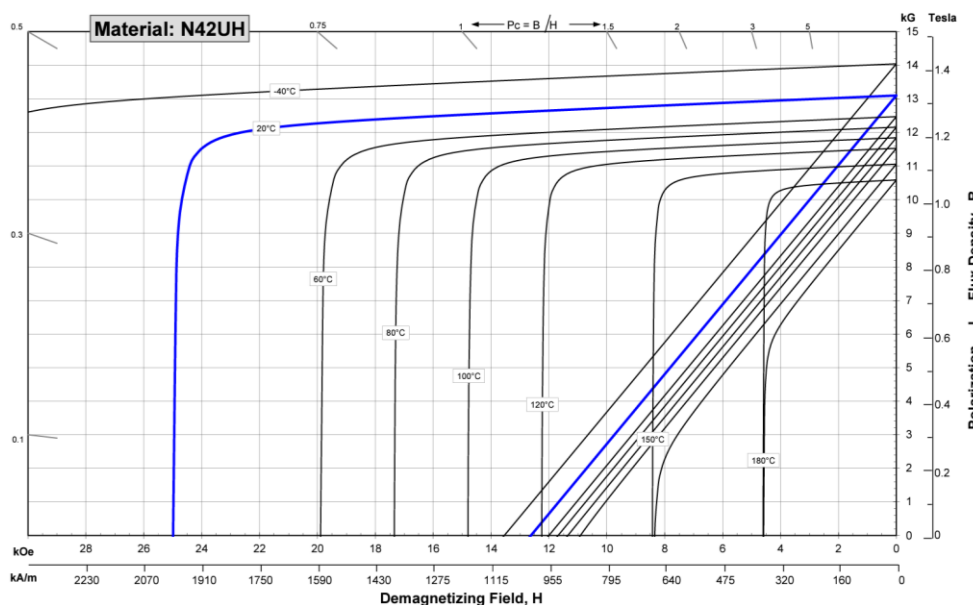
O ponto de joelho em um gráfico magnético representa a transição do ímã de um estado reversível para um estado irreversivelmente desmagnetizado. Se o ímã operar acima desse ponto, retornará ao estado inicial sem perda na densidade de fluxo residual B_r (Hamidzadeh *et al*, 2023; Campbell P., 1996). No entanto, ao operar abaixo do ponto de joelho, ele seguirá um caminho paralelo, resultando em uma redução permanente de B_r . Essa diminuição é chamada de perda de desmagnetização, perda irreversível ou simplesmente perda (Rao; Bagianathan, 2021).

Além disso, essa redução em B_r exige mais corrente para gerar o mesmo torque, aumentando a perda de cobre e, conseqüentemente, a temperatura do ímã. Esse aumento de temperatura, por sua vez, degrada ainda mais o ímã, criando um círculo vicioso que pode resultar em uma perda significativa no desempenho do veículo elétrico (Rao; Bagianathan, 2021). Uma perda de desmagnetização excessiva pode empurrar o ponto de operação abaixo do ponto de joelho, causando uma redução permanente e inaceitável na capacidade de produção de fluxo do ímã (Campbell P., 1996; Xing H. *et al*, 2015).

Dessa forma, com base nos experimentos realizados em simulação para maximizar a eficiência do modo de operação dessa máquina, a Fig. 33 apresenta o material N42UH, capaz

de operar em temperaturas de até 180 °C sem sofrer desmagnetização. Assim, considerando a imagem abaixo e o regime de operação da máquina, a densidade de fluxo magnético pode variar de aproximadamente 1,1 Tesla a 180 °C para 1,3 Tesla a 20 °C.

Figura 33 - Ímã de Neodímio N42UH.



Fonte: © Arnold Magnetic Technologies

Assim, o ponto B_k escolhido para a magnetização remanescente, com base na metodologia apresentada por Brito *et al.* (2022), foi de 1,3 Tesla. Além disso, no próximo capítulo serão apresentados, com mais detalhes, o processo de implementação do material na máquina e a forma como foi utilizado nos diferentes softwares empregados neste trabalho. Dessa forma, segundo Fonseca *et al.* (2024), um projeto de um motor BLDC utilizando os materiais com terras raras apresenta eficiência superior aos modelos comerciais.

4.5 Conclusão

No que diz respeito ao conteúdo abordado neste capítulo, foi possível estabelecer uma base referente aos parâmetros necessários para o desenvolvimento da geometria da máquina, bem como do layout de enrolamento, sendo este um fator fundamental para a eficiência do motor. Além disso, foram discutidos os principais materiais selecionados para a simulação, com a intenção de projetar uma máquina, na qual a combinação entre o modelo de disposição das bobinas, os ímãs e os materiais escolhidos possam proporcionar resultados satisfatórios. Esses resultados serão detalhados no próximo capítulo.

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

5.1 Considerações Iniciais

Este capítulo apresenta uma análise detalhada dos resultados obtidos por meio das simulações realizadas com os softwares ANSYS Motor-CAD, RMxprt e Maxwell, além dos parâmetros de design adotados para o modelo de geometria proposto neste estudo. Inicialmente, são descritos os valores dos parâmetros de entrada utilizados, seguidos das dimensões da geometria determinada com base nas equações do capítulo anterior. A partir disso, são discutidos os ajustes realizados, os impactos sobre a performance da máquina e a verificação da eficiência energética.

5.1.1 Parâmetros para Simulação Iniciais Geometria Encontrada

Inicialmente, para se determinar o design uma máquina elétrica, se faz necessário a inserção de parâmetros de entrada que são configurações de suma importância para as simulações relacionadas ao modelo de geometria desenvolvido no presente trabalho. Nesse sentido, a Tabela 2 apresenta as informações fundamentais relativas as características intrínsecas da máquina necessárias para as simulações na qual foram realizadas.

Tabela 2 - Parâmetros relacionado ao layout de enrolamento e dado gerais da máquina.

Parâmetros Gerais	Valor
Potência de saída no eixo	3,6675 kW
Tensão do controlador	48 V
Corrente DC de entrada do controlador	80,427 A
Rotação nominal	3600 RPM
Fechamento das Bobinas	delta
Eficiência desejada	> 95%

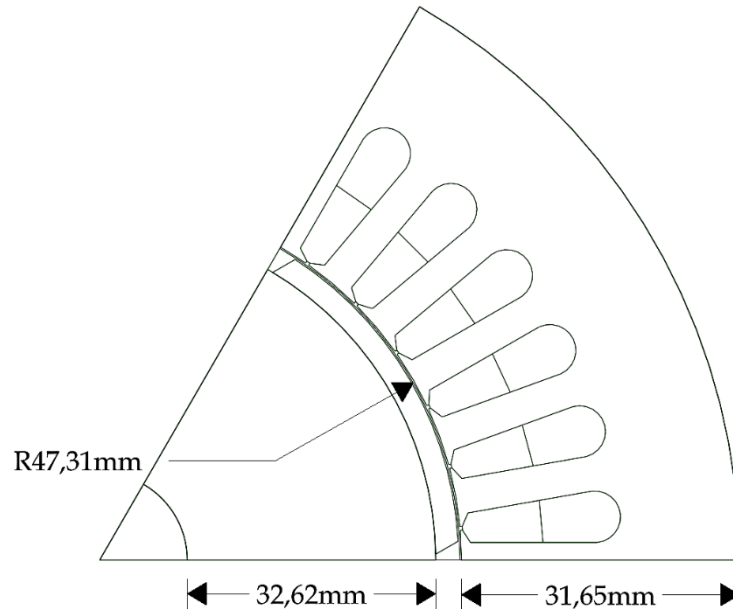
Fonte: Elaborado pelo autor.

Esses parâmetros possibilitaram a modelagem inicial da geometria no software, cuja versão utilizada foi a ANSYS Motor-CAD v14.1.5. A Figura 34 apresenta a geometria desenvolvida a partir dessas configurações, representando a base para as simulações eletromagnéticas subsequentes.

A geometria encontrada por meio das equações dispostas no capítulo anterior apresenta um modelo desenvolvido que foi fundamental para início das primeiras simulações referente ao design do projeto do motor a ser adotado. Dessa forma, a tabela 2 e a Fig. 34 apresentam as

dimensões junto a geometria referente ao modelo de geometria determinado para a modelagem posteriormente realizada nos softwares citados anteriormente.

Figura 34 – Geometria desenvolvida para modelagem da máquina.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesse sentido, a Tabela 3. mostra os parâmetros utilizados nas simulações iniciais, sendo estes de cunho mais geral, tal como os dados de entrega da máquina e as configurações do layout do enrolamento adotado para a presente simulação em questão. Vale ressaltar, os valores adotados presentes na referida tabela, foram avaliados e sua determinação foi tomada como premissa a eficiência do comportamento da máquina frente as diversas simulações realizadas.

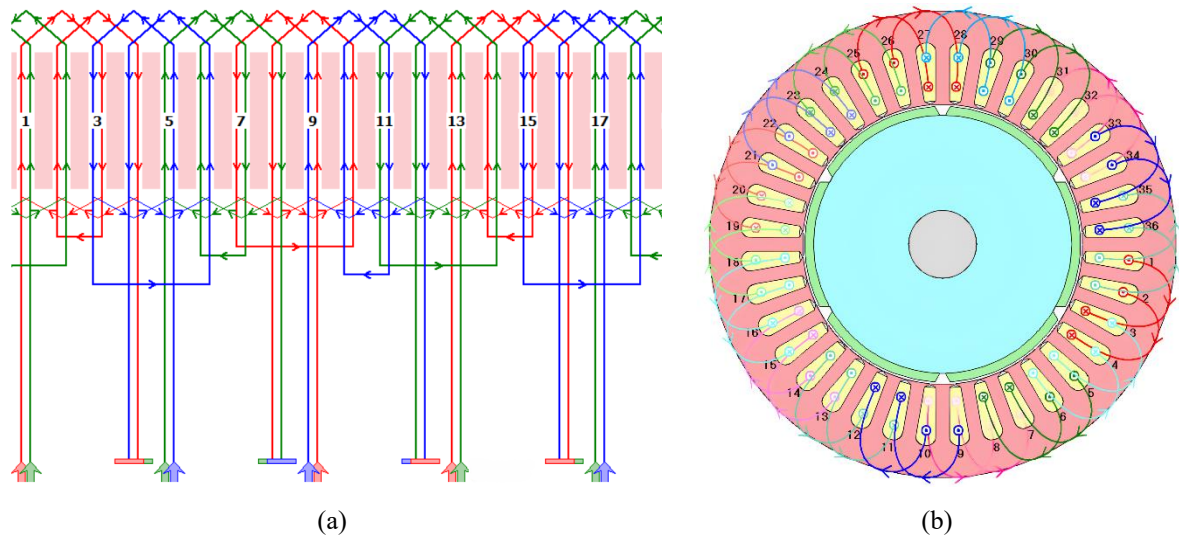
Tabela 3 – Parâmetros relacionado ao layout de enrolamento e dado gerais da máquina

Parâmetros Gerais	Valor
Número de ranhuras	36
Número de polos	6
Passo da bobina	2
Número de caminhos paralelos	6
Número de condutores por ranhura	264
Bitola do condutor utilizado	24 AWG
Número de voltas por fase	22
Modelo de Layout de enrolamento	Diamond
Tipo do passo	Upper/Lower

Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, na Fig. 35 é apresentado a disposição do modelo de enrolamento adotado no motor, bem como os espaçamentos em que cada caminho paralelo percorre as ranhuras do estator. A figura em questão Fig. 35(a) mostra a distribuição até a metade dos slots, mas o raciocínio de enrolamento é equilibrado, ou seja, o modelo trifásico de alimentação é acomodado uniformemente nas 36 ranhuras da máquina. Enquanto a Fig. 35(b) apresenta a distribuição completa disposta na geometria desenvolvida.

Figura 35– Layout de enrolamento implementado nas ranhuras da máquina.



Fonte: ANSYS Motor-CAD ©.

Com base nos parâmetros apresentados acima, as simulações pertinentes ao modelo de motor desenvolvido, estas foram realizadas com fechamento das bobinas em delta no controlador existente na área de trabalho do software, bem como a magnetização dos ímãs determinada para essa aplicação devido a concentração dos polos na máquina, sendo esta a paralela

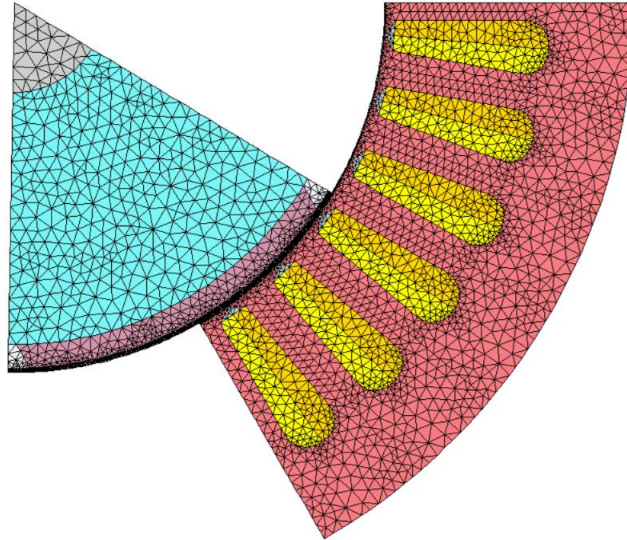
5.1.2 Performance da Máquina no Software ANSYS Motor-CAD

O software ANSYS Motor-CAD versão v14.1.5 utilizado neste trabalho, foi instalado no notebook Acer Aspire Nitro 5 AN515-43-R4C3 AMD Ryzen 7 3750H. O tempo de simulação para este modelo foi de aproximadamente 2 minutos e 56 segundos para análises eletromagnéticas, sendo acrescido de mais 3 minutos e 40 segundos quando se trata do *plot* referente ao mapa de eficiência do modelo simulado, dependendo dos parâmetros adaptados para simulação esse tempo pode variar conforme as possibilidades de mudança no protótipo.

Na figura 36, é apresentada a malha do modelo triangular determinado pelo software, composta por 3.652 nós e 6.908 elementos, com comprimento de 0,625 mm (milímetros). Essa

malha refere-se ao modelo simulado com base nas dimensões da geometria calculadas no capítulo anterior.

Figura 36 – Malha desenvolvida pelo software

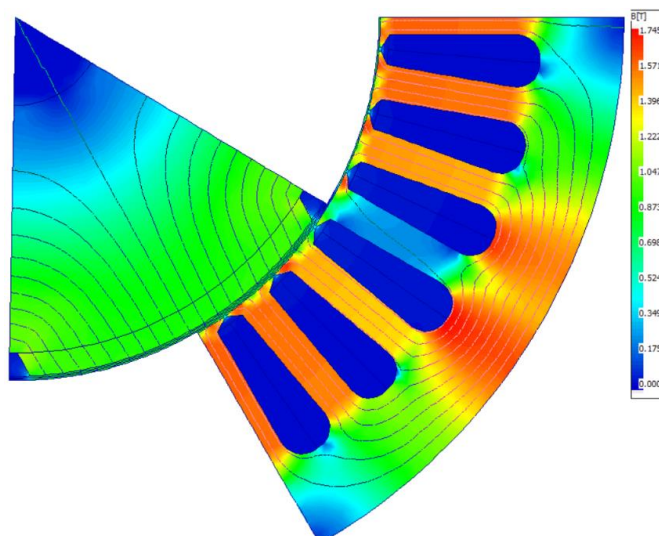


Fonte: ANSYS Motor-CAD ©.

É possível observar, com base na imagem, que a malha apresenta maior densidade na região do entreferro da máquina. Isso ocorre devido à necessidade de analisar com maior precisão as informações dessa área específica, que, neste caso, é de suma importância para obter dados mais precisos sobre o fluxo magnético que atravessa o entreferro.

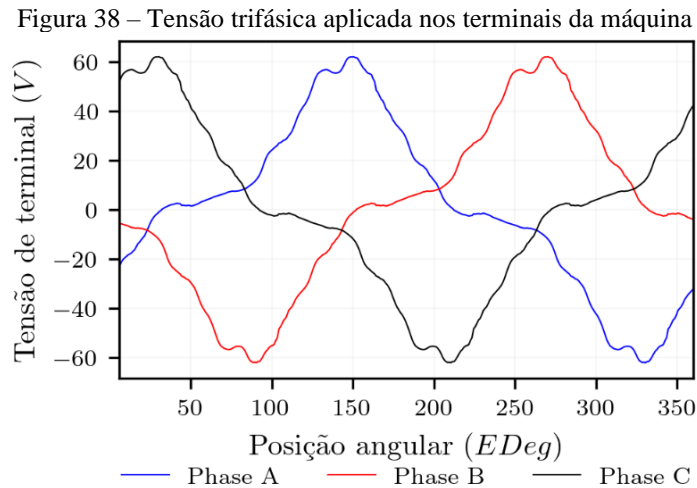
Nesse sentido, a Fig. 37 apresenta a densidade de fluxo magnética presente na simulação foi em torno de 1,4 T (Tesla) aproximadamente, isso no material ferromagnético 10JNEX900, mais precisamente nos dentes do estator como é mostrado na figura com a cor mais alaranjada.

Figura 37 – Densidade de fluxo magnético.



Fonte: ANSYS Motor-CAD ©.

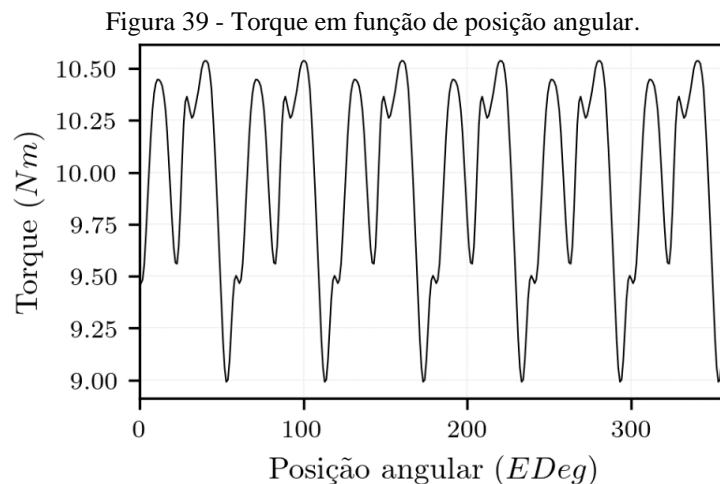
A Figura 38 apresenta o perfil da tensão de linha fornecida pelo controlador aos terminais da máquina em função da posição angular, expressa em graus elétricos. O gráfico evidencia que as tensões estão defasadas entre si em 120° elétricos, refletindo a natureza equilibrada do sistema. Além disso, as magnitudes das tensões atingem valores máximos e mínimos simétricos, indicando que a excitação da máquina é uniforme e bem distribuída entre as fases.



Elaborado pelo autor.

A Figura 39 mostra o torque em função da posição angular, encontrado por meio da simulação da máquina desenvolvida no presente estudo, na qual as variações ilustradas no gráfico referente ao torque possuem uma relação direta com o modelo de distribuição e disposição das bobinas no estator do motor, onde o ângulo ideal para reduzir o fator de simetria de torque é de 10° graus mecânicos.

Nesse sentido, sendo este fator importante para motores com um grande número de fases tende a ter menor fator de simetria de torque devido à melhor distribuição da energia ao longo da rotação. Dessa forma, o deslocamento angular dos enrolamentos do estator podem ser otimizados para reduzir a oscilação do torque (Zhang *et al*, 2013).



Elaborado pelo autor

Dessa forma, a Tabela 4 apresenta as principais características de desempenho da máquina, obtidas por meio das simulações realizadas com base na geometria implementada. Os resultados evidenciam que os parâmetros analisados estão em conformidade com as especificações de projeto estabelecidas na Tabela 3, demonstrando a consistência e a eficácia do modelo desenvolvido para atender aos requisitos propostos.

Tabela 4 - Principais características de performance da máquina

Características	Valor
Tensão de linha	60,85 V
Corrente DC	80,57 A
Rotação para torque constante	3865 RPM
Potência de saída	3,67 kW
Eficiência do sistema	95,09 %
Torque no eixo da máquina	9,75 Nm
Perdas totais	189,95 W
Densidade de fluxo no entreferro (média)	0,78 T
Densidade de fluxo no entreferro (pico)	0,99 T
Densidade de fluxo no dente do estator (pico)	1,62 T

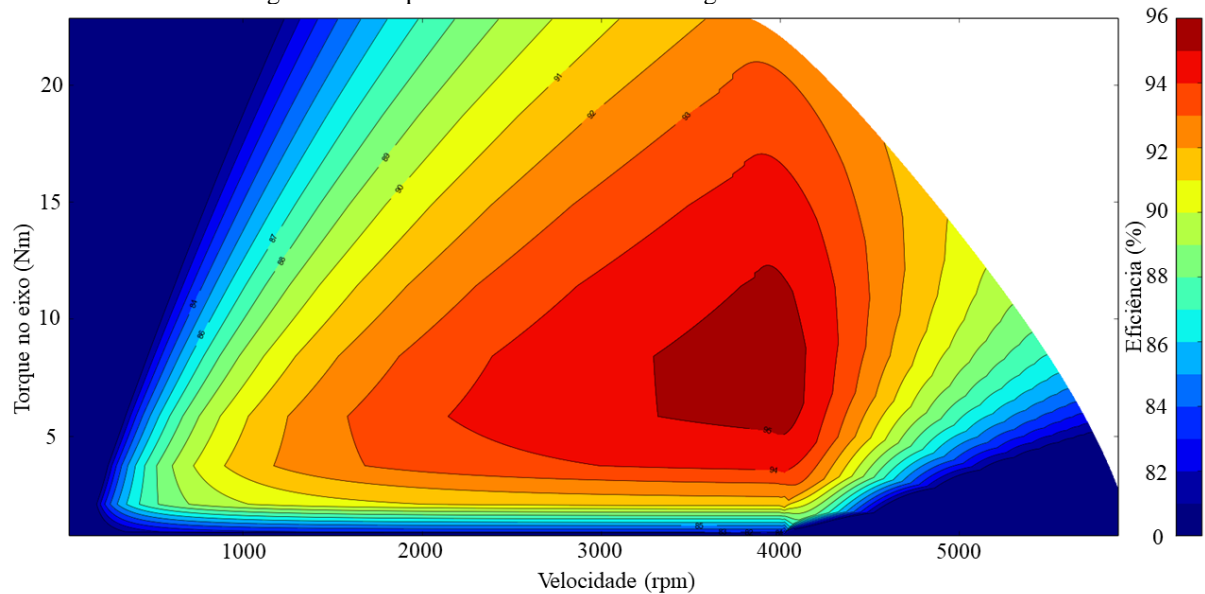
Fonte: Elaborado pelo autor.

Com base nos resultados obtidos e devidamente analisados, foi possível promover o aprimoramento do modelo geométrico por meio de simulações computacionais. Esse refinamento visou a identificação da configuração que melhor atendesse aos critérios de eficiência energética e à demanda de energia requerida da fonte de alimentação, contribuindo significativamente para a otimização do desempenho global da máquina.

A Figura 40 apresenta o mapa de eficiência da máquina, gerado por meio de simulações computacionais no software Motor-CAD, o qual permite a análise detalhada do desempenho eletromagnético e térmico em diferentes condições operacionais. As cores do gráfico, conforme a escala percentual exibida na coluna à direita, indicam os níveis de rendimento associados a distintas combinações de torque e velocidade.

Ademais, a região destacada com os maiores valores de eficiência define a zona ideal de operação, onde o motor apresenta seu melhor desempenho energético. Operar consistentemente dentro dessa faixa é essencial para maximizar o aproveitamento da energia elétrica convertida. Em contrapartida, o funcionamento em áreas afastadas dessa zona resulta em perdas mais elevadas e menor eficiência global, comprometendo a performance do sistema sob o ponto de vista energético.

Figura 40 - Mapa de Eficiência referente a geometria desenvolvida.



Fonte: ANSYS Motor-CAD ©, modificada.

Nesse sentido, o mapa de eficiência, referente à geometria definida no capítulo anterior, mostra que, para que o motor simulado alcance uma eficiência superior a 95%, conforme a Tabela 3, sua rotação deve estar entre 3.000 e 4.000 rpm, enquanto o torque deve permanecer na faixa de 5 a 15 Nm. Assim, o objetivo desejado será atendido e, por consequência, a máquina entregará uma potência eficiente em seu eixo.

5.2 Simulações Após Ajuste na Geometria

Com base nas simulações realizadas, foi possível identificar características com potencial para melhorar a eficiência do motor, especialmente no que se refere ao desempenho da máquina. Assim, uma geometria desenvolvida para essa aplicação possui resultados promissores nesse aspecto.

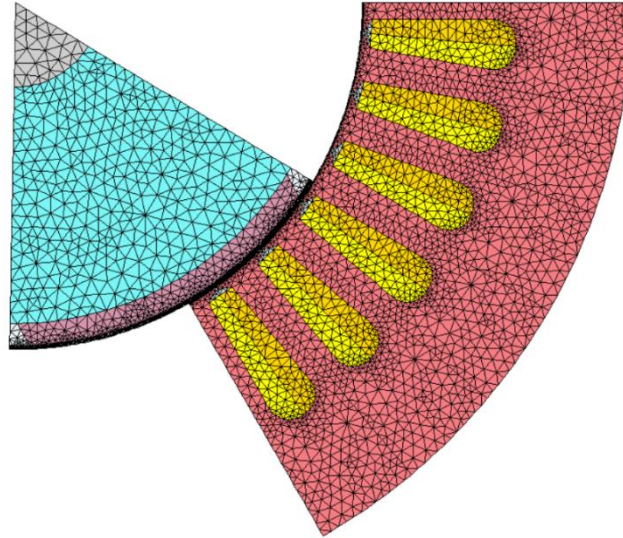
5.2.1 Resultados ANSYS Motor-CAD

Após análises realizadas na geometria com base nas simulações foi alterado o diâmetro externo encontrado de 158,3 milímetros para 168 milímetros, na qual este valor foi o que mais apresentou eficiência no quesito perdas no núcleo da máquina. Dessa forma, a decisão de aumentar o diâmetro do estator foi motivada pelas características específicas da aplicação desta máquina. A presente seção apresenta os resultados das simulações realizadas com a geometria modificada.

A figura abaixo mostra a malha da geometria ajustada, sendo esta constituída por 4.029 nós e 7.640 elementos e comprimento referente as arestas do modelo triangular de 0,625 mm.

Nota-se um número maior de elementos e nós presente na nova geometria, sendo esse resultado esperado, visto que o tamanho do elemento se manteve inalterado.

Figura 41 - Malha desenvolvida referente a geometria ajustada.

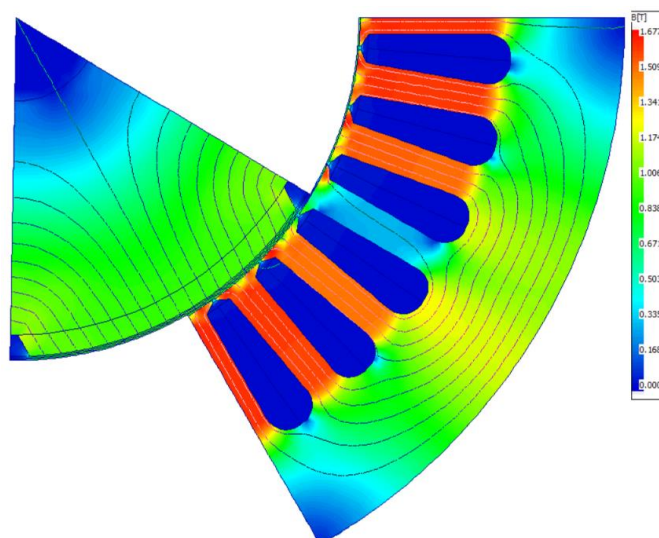


Fonte: ANSYS Motor-CAD ©.

A Figura 42 apresenta a densidade de fluxo magnética obtida com o diâmetro externo do estator de 168 milímetros. Apesar da escala de paleta de cores mostrar um valor em relação ao presente na figura 37, a densidade de fluxo magnética no entreferro é em torno de 0,8027 T (médio), e nos dentes são de 1,65 T (pico) aproximadamente. Segundo Zhang (2020) a densidade de fluxo ideal para evitar saturação do material magnético e manter alta eficiência está entre 1,4 a 1,6 T nos dentes e cerca de 1,0 T no entreferro.

Assim, um dos fatores preponderantes para esse crescimento, foi o aumento da área efetiva na qual o fluxo atravessa a seção transversal do material ferromagnético disposto no núcleo do estator.

Figura 42 - Densidade de fluxo magnética com a geometria ajustada.

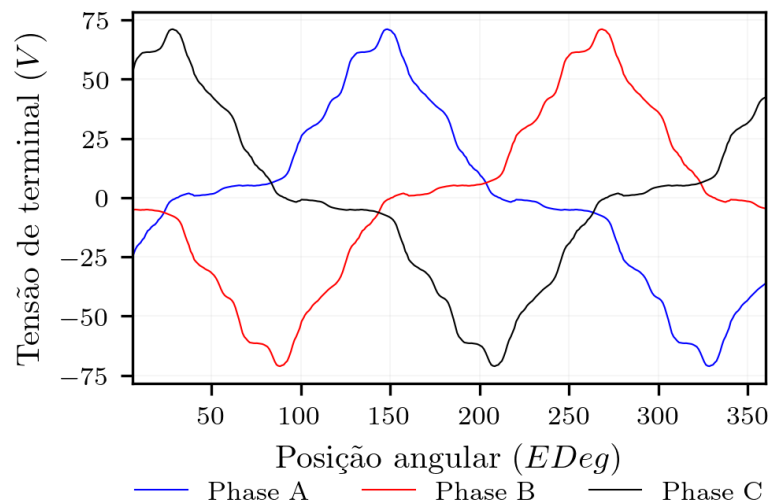


Fonte: ANSYS Motor-CAD ©.

O perfil de tensão apresenta um comportamento característico de formato trapezoidal, conforme é apresentado na Fig. 43, comumente utilizado em motores BLDC, no qual as transições entre os estados das fases ocorrem de forma suave, sem oscilações bruscas.

Assim, como as três fases seguem um padrão mais trapezoidal, isso indica que as possíveis vibrações do motor também podem seguir essa característica trapezoidal, típica desse tipo de máquina, onde a tensão aplicada às bobinas assume valores constantes por determinados períodos antes de mudar de estado. Assim, esse perfil é comum em acionamentos de motores BLDC com inversores de energia por chaveamento direto (Hanselman, 2003).

Figura 43 - Perfil de tensão referente a simulação com geometria ajustada.



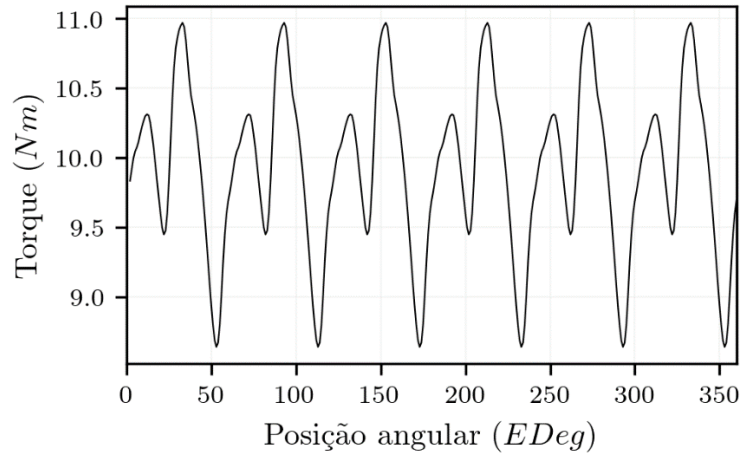
Elaborado pelo autor

A Figura 44 apresenta a análise do comportamento dinâmico do torque desenvolvido pelo motor BLDC, evidenciando variações periódicas conhecidas como torque ripple. Este fenômeno está diretamente associado ao processo de comutação discreta das fases, característico de sistemas de acionamento baseados em controle trapezoidal. Nesse tipo de controle, a excitação das bobinas do estator ocorre de forma sequencial e segmentada, resultando em uma distribuição não uniforme da força magnetomotriz ao longo da rotação.

Nesse sentido, como consequência, a força eletromagnética gerada apresenta oscilações periódicas, que se refletem em flutuações na magnitude do torque. Tais variações, embora intrínsecas ao princípio de funcionamento do motor, podem impactar negativamente o desempenho global do sistema, contribuindo para vibrações mecânicas, aumento do ruído acústico e redução da precisão em aplicações que demandam controle fino de posição ou

velocidade. A mitigação desses efeitos normalmente requer a adoção de estratégias de controle mais avançadas, como modulação senoidal ou técnicas de suavização do perfil de comutação.

Figura 44 - Comportamento do torque em função da posição referente a geometria ajustada.



Elaborado pelo autor

Além disso, a tabela 5 apresenta as principais características relacionadas ao desempenho da máquina, obtidas por meio das simulações. Esses resultados foram analisados com base na geometria ajustada para maior eficiência, considerando a combinação entre o design geométrico e os parâmetros estabelecidos contidos na tabela 3.

Tabela 5 - Principais características de performance da máquina.

Características	Valor
Tensão de linha	68,68 V
Corrente DC	80,1 A
Rotação para torque constante	3687 RPM
Potência de saída	3,67 kW
Eficiência do sistema	95,65 %
Torque no eixo da máquina	9,75 Nm
Perdas totais	167,39 W
Densidade de fluxo no entreferro (média)	0,80 T
Densidade de fluxo no entreferro (pico)	1,00 T
Densidade de fluxo no dente do estator (pico)	1,65 T

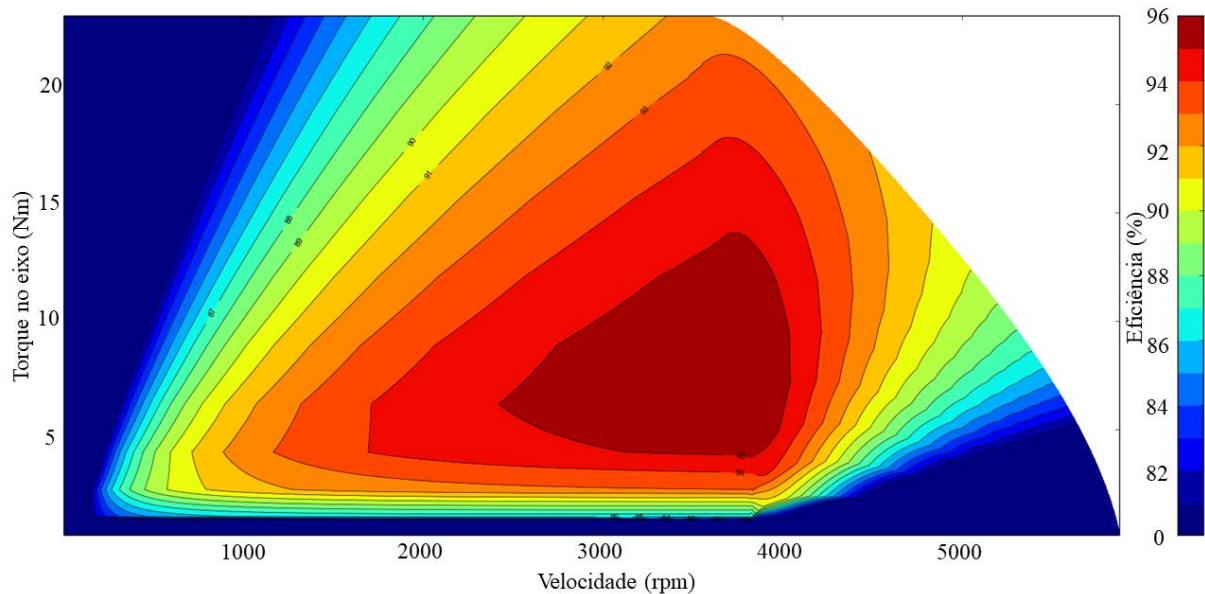
Fonte: Elaborado pelo autor.

Ademais, diante as mudanças realizadas na geometria foi possível obter como resposta uma significativa melhora na eficiência da performance da máquina referente as perdas ativas, na sua maioria referente ao núcleo do estator, bem como a densidade de fluxo magnética presente no entreferro acima de 0,8 T, sendo este quesito próximos dos valores recomendado

segundo a referência Pyrhonen (2013). Além disso, segundo Gallagher (2013) valores típicos de densidade de fluxo no entreferro entre 0,8 e 1,0 T, e nos dentes até 1,8 T em motores PMSM para aplicações automotivas.

A figura abaixo apresenta o mapa de eficiência relativo à geometria ajustada, conforme ilustrado na figura acima. Observa-se que a faixa de rotação, que varia entre 2500 e 4000 rpm, evidencia o desempenho da máquina, o que é máximo quando esta trabalha nessa região.

Figura 45 - Mapa de eficiência referente a geometria aprimorada.



Fonte: ANSYS Motor-CAD ©, modificada.

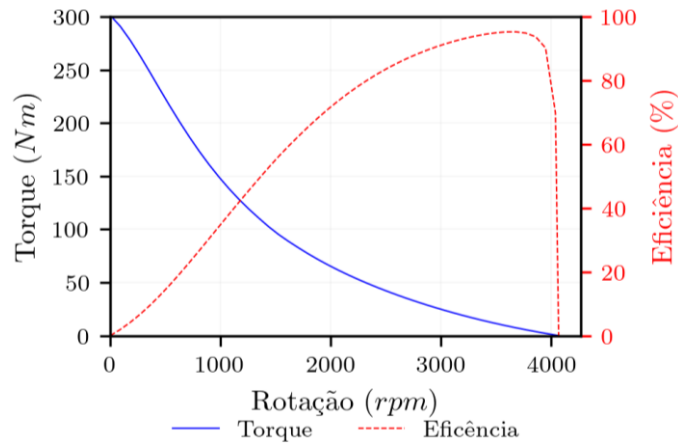
Além disso, com base nessa região que maximiza a eficiência, essa máquina com a geometria ajustada possui maior variabilidade da rotação para um cenário com torque constante e isso é verdadeiro, pois a região com máxima eficiência é maior se comparado ao mapa da simulação sem geometria alterada.

5.2.2 Resultados ANSYS Maxwell e RMxpert

Esta seção será apresentada os resultados pertinentes ao modelo implementado nos softwares ANSYS Electronics ©, na qual este engloba as ferramentas de análise RMxpert e Maxwell utilizadas no presente estudo.

Para a implementação da geometria no ANSYS Maxwell foi necessário a modelagem inicialmente da geometria no RMxpert. Nesse sentido, após as simulações realizadas nesta ferramenta, a figura 46 mostra a curva de torque e velocidade e ainda na coluna direita mostra a eficiência em função destes parâmetros, sendo estes resultados calculados analiticamente por esta ferramenta.

Figura 46 - Curva de torque e velocidade face a eficiência do regime de operação da máquina.

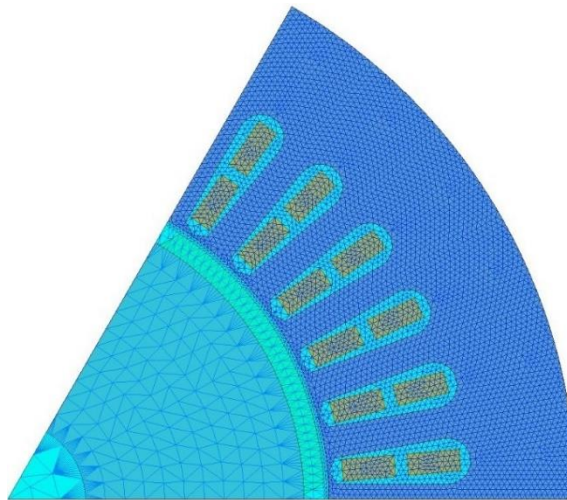


Elaborado pelo autor

A Figura 46 apresenta a rotação na qual este motor BLDC trabalha com maior eficiência, sendo de tal forma em que quanto maior rotação se aproxima de 3600 rpm esta máquina atinge uma melhor performance. Assim, com base nesta simulação analiticamente realizada o modelo foi exportado para o ambiente Maxwell com as características necessárias para os cálculos eletromagnéticos utilizando o método de elementos finitos, demonstrado no Capítulo 3.

Nesse sentido, a figura 47 mostra a malha da geometria, na qual este modelo projetado possui 9700 elementos triangulares, sendo a região de interesse com uma malha mais densa afim de analisar áreas menores com maior detalhe, por exemplo o entreferro da máquina, onde é possível analisar com mais nitidez a intensidade de campo presente na região.

Figura 47 - Malha referente ao modelo simulado no ANSYS Maxwell.

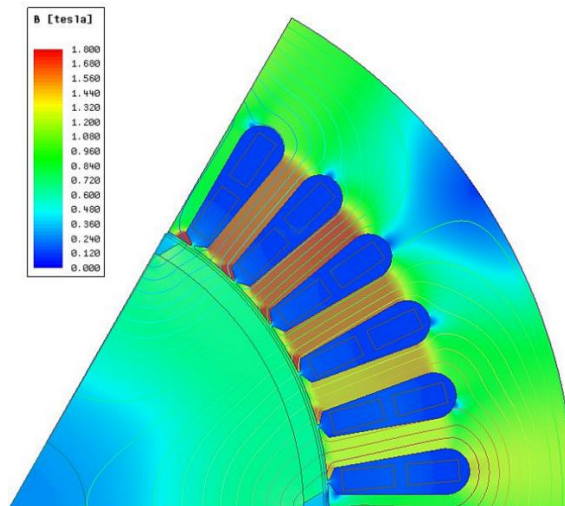


Fonte: ANSYS Eletronics ©.

A Figura 48 apresenta a densidade de fluxo magnética e o potencial magnético no interior do material 10JNEX900, simulado por meio do ANSYS Maxwell em 2D utilizando o

método de elementos finitos, na qual é possível observar com base na paleta de cores que B_{δ} , sendo este a densidade de fluxo magnética no entreferro que para este caso é de aproximadamente 0,83 T , bem como a densidade de fluxo magnética B_d (densidade de fluxo magnético) presente nos dentes é em torno de 1,68 T para este modelo simulado com a presença de carga.

Figura 48 - Densidade de fluxo magnética para a simulação no ANSYS Maxwell.

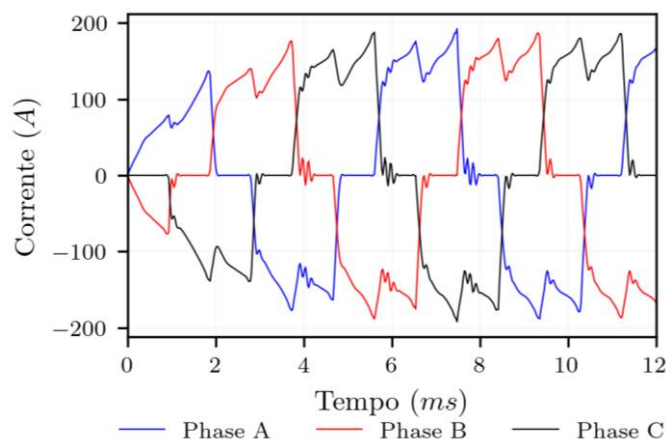


Fonte: ANSYS Eletronics ©.

A figura 49 mostra as correntes trifásicas ao longo do tempo entregue nos terminais da máquina, moduladas pelo controlador, sendo este responsável pela variação da largura dos pulsos, presente no software de simulação.

Assim, esse formato característico ocorre devido as interações entre os campos magnéticos presentes no estator e rotor e também pelo modelo de layout de enrolamento adotado para o estudo. Além disso, fatores como o passo da bobina e a quantidade de caminhos paralelo distribuídos no estator podem favorecer essa ocorrência de corrente demandada pela máquina.

Figura 49 - Corrente requerida por fase a plena carga.



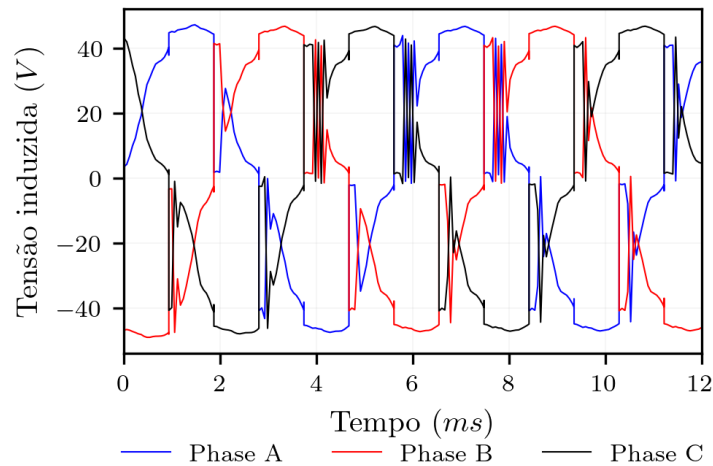
Elaborado pelo autor

A figura 50 apresenta a tensão aplicada nas fases do motor, sendo essas tensões trifásicas com um pico aproximado de 49,47 V. Essas tensões são moduladas pelo driver e aplicadas aos terminais do motor simulado, garantindo a operação eficiente.

Os motores *brushless*, como os BLDC e PMSM, usam motores de corrente contínua tradicionais por não possuírem escovas e comutadores mecânicos. Em vez disso, a sobrecarga da corrente nos enrolamentos é feita eletronicamente por um controlador, que desempenha um papel fundamental na regulação da tensão e da corrente fornecida ao motor. O controle adequado permite ajustar a velocidade, o torque e a eficiência do motor de acordo.

Ademais, o fluxo enlaçado nos dentes da máquina, para este modelo de enrolamento em que o passo da bobina é dois para cada caminho paralelo sua influência é direta na forma de onda da tensão, a Eq. 15 mostra que a tensão possui relação direta com rotação, bem como as características construtivas representadas pela constante K_e podem ser fatores cruciais para a perda de rotação com carga no eixo da máquina.

Figura 50 - Tensão induzida por fase nos terminais.



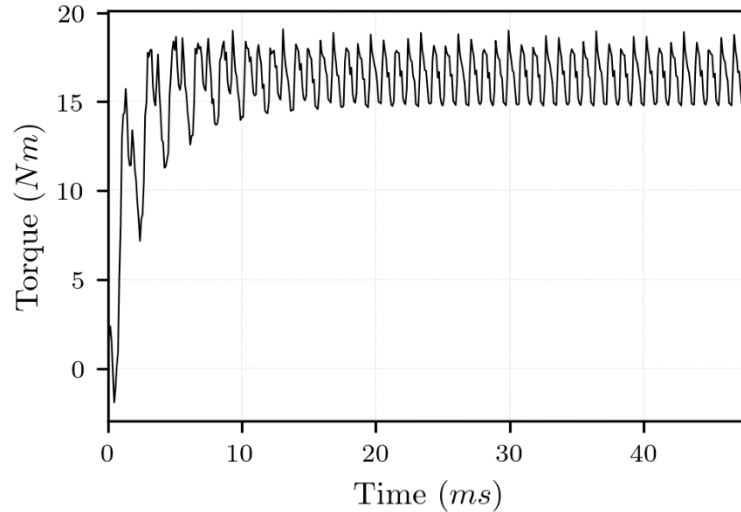
Elaborado pelo autor

A Figura 51 apresenta a faixa de torque na qual o motor projetado é capaz de operar ao longo de um determinado intervalo de tempo. Observa-se um comportamento transitório nos instantes iniciais, especialmente até aproximadamente 10 milissegundos, período no qual o motor atinge a condição de carga nominal aplicada ao eixo. Esse perfil evidencia a resposta dinâmica da máquina sob condições de partida e estabilização, sendo um indicativo importante para a avaliação do desempenho e da robustez do projeto frente a variações de carga.

Além disso, as Eq. 15 e 17 mostram que a torque desse tipo de máquina depende diretamente das dimensões geométricas do motor projetado e esse perfil de comportamento do

torque possui relação não somente com as dimensões, mas também com o modelo de enrolamento distribuído ao longo do estator.

Figura 51 - Torque mecânico entregue no eixo da máquina.



Elaborado pelo autor

Vale ressaltar, na Figura ainda mostra os valores de torque crescem ao longo da evolução do tempo à medida que a rotação diminui, a tendência é o torque no eixo da máquina aumentar com a queda da velocidade angular. Além disso, esta figura mostra que o torque para este modelo de máquina a resposta de torque é quase instantânea, a partir de 10 milissegundos o a curva de torque atinge o regime permanente.

5.3 Síntese dos Resultados

A análise dos resultados obtidos por meio das simulações evidencia a eficácia da metodologia empregada no estudo do motor BLDC, com ênfase na integração entre os parâmetros geométricos e eletromagnéticos para a obtenção de um desempenho otimizado da máquina. Inicialmente, foram definidos os parâmetros intrínsecos da máquina, incluindo potência de saída de 3,6675 kW, tensão do controlador de 48 V, corrente DC de 80,427 A, rotação nominal de 3600 RPM e um fechamento das bobinas em delta, que serviram de base para a inserção dos dados no ambiente do ANSYS Motor-CAD.

Nas simulações iniciais, o modelo geométrico, derivado das equações apresentadas anteriormente no capítulo 3, resultou em valores de desempenho compatíveis com as especificações propostas. Constatou-se uma tensão de linha de 60,85 V, corrente DC de 80,57 A, rotação para torque constante de 3865 RPM, potência de saída de 3,677 kW, eficiência do sistema de 95,089% e torque no eixo de 9,755 Nm. Adicionalmente, a análise do fluxo

magnético indicou densidades médias e de pico no entreferro de 0,7878 T e 0,996 T, respectivamente, e uma densidade de pico nos dentes do estator de 1,624 T.

Ademais, visando aprimorar o desempenho da máquina, foram realizados ajustes na geometria, sendo este o aumento do diâmetro externo do estator de 158,3 mm para 168 mm. Essa modificação contribuiu para uma melhora na eficiência, que passou a atingir 95,649%, e uma redução nas perdas totais, de 189,95 W para 167,39 W. Além disso, observou-se um incremento na densidade de fluxo magnético no entreferro (média de 0,8027 T e pico de 1,004 T) e nos dentes do estator (pico de 1,65 T), atribuído ao aumento da área efetiva para o fluxo magnético.

Os resultados obtidos no ANSYS Maxwell e RMxpert foram corroborados pelas análises realizadas com as ferramentas ANSYS Motor-CAD, cuja contribuição, ao fornecer curvas de torque versus velocidade e mapas de eficiência sob uma perspectiva diferenciada, reforçou os achados do estudo. Essas análises indicaram que a operação ideal do motor ocorre em uma faixa de rotação entre 2500 e 4000 RPM, associada a um torque entre 5 e 15 Nm. Assim, na Tabela 6 são apresentados os resultados sintetizados referentes aos softwares utilizados no presente estudo, nos quais são mostrados os resultados das fases das simulações da geometria calculada e ajustada no Motor-CAD e, posteriormente, no RMxpert e no Maxwell.

Tabela 6 – Síntese dos resultados entre os softwares ANSYS Motor-CAD, Maxwell e RMxpert

Características	Motor-CAD	Motor-CAD, geo. ajustada	RMxpert e Maxwell
Tensão DC (V)	48	48	48
Corrente DC (A)	80,57	80,10	80,81
Rotação para torque constante (RPM)	3865	3687	3565
Potência de saída (kW)	3,67	3,677	3,677
Eficiência do sistema (%)	95,09	95,65	94,81
Torque no eixo da máquina (Nm)	9,75	9,75	9,85
Perdas totais (W)	189,95	167,39	201,19
Densidade de fluxo no entreferro (T)	0,78	0,80	0,83

Elaborado pelo autor

Em síntese, a integração dos parâmetros iniciais, a modelagem geométrica e os ajustes realizados permitiram o desenvolvimento de um motor BLDC com alta eficiência energética, redução significativa das perdas e condições operacionais ideais. A análise detalhada dos campos magnéticos e das respostas eletromagnéticas calculadas por meio de soluções numéricas reforça a importância da otimização geométrica e do layout de enrolamento para a

obtenção de um desempenho robusto e confiável em aplicações na qual o fator energético é crucial para a sustentabilidade.

Dessa forma, o desenvolvimento otimizado de uma embarcação elétrica fluvial voltada para a região amazônica, utilizando os softwares Rhinoceros 3D, Maxsurf e Motor-CAD, com foco na eficiência energética e na redução de impactos ambientais, promove uma alternativa sustentável em relação ao transporte tradicional movido a combustão interna (SILVA *et al.*, 2024).

Além disso, as análises de simulações computacionais realizadas no presente trabalho contribuem, juntamente com as publicações correlatas, para o avanço no desenvolvimento de novas tecnologias relacionadas a motores elétricos com design inovador e eficiente, voltados para embarcações amazônicas (FONSECA *et al.*, 2025).

No contexto do desenvolvimento de motores elétricos com aplicações voltadas para a eletrificação de embarcações na região amazônica, destaca-se a contribuição científica e tecnológica proveniente dos estudos realizados neste trabalho. Os resultados obtidos, além de reforçarem a viabilidade do projeto proposto, encontram respaldo em publicações técnico-científicas e em registros de propriedade intelectual. Dentre os principais trabalhos publicados, ressaltam-se os artigos desenvolvidos nessa linha, os quais abordam metodologias de modelagem, design, análise e otimização de motores elétricos de alta eficiência para aplicações fluviais (Campos *et al.*, 2024; Melo Junior *et al.*, 2024).

Ademais, visando a proteção e disseminação dos resultados inovadores alcançados, foram efetuados os depósitos das patentes de números PI102024018840-3 A2 e PI102025003574-0 A2, que descrevem as principais características construtivas, operacionais e tecnológicas do motor elétrico desenvolvido, representando um avanço significativo na engenharia aplicada ao transporte sustentável na Amazônia (Fonseca *et al.*, 2025).

5.4 Considerações finais do capítulo

Os resultados apresentados demonstram a eficácia do modelo proposto, destacando a importância dos ajustes geométricos no desempenho eletromagnético. A utilização integrada dos softwares ANSYS permitiu analisar com precisão a influência da geometria e do layout de enrolamento na eficiência e no torque do motor, reforçando a aplicabilidade da proposta para sistemas de propulsão elétrica fluvial na Amazônia. A metodologia empregada, alinhada às contribuições recentes da literatura, mostra-se robusta e replicável para outras aplicações de motores BLDC com foco em eficiência energética.

6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresenta as considerações finais deste estudo e serão apresentadas as contribuições do estudo, bem como suas limitações e propostas para trabalhos futuros.

No que se refere ao contexto sobre a transição energética face a poluição do meio ambiente na região Amazônica, a eletrificação de embarcações ribeirinhas é um passo promissor para avançar nessa jornada referente a descarbonização da atmosfera. Além disso, esse trabalho leva em consideração aspectos regionais intrínsecos à região no que diz respeito a mobilidade tradicional utilizada nos dias atuais.

Nesse sentido, na qual a transição propulsiva em embarcações de motores a combustão interna por motores elétricos mais eficientes do ponto de vista energético e impactos ambientais correlatos ao modo de operação, esse trabalho traz um estudo sobre a modelagem de uma geometria otimizada voltada para aplicação naval, sendo mais específico, para embarcações de pequeno porte comumente utilizados pela comunidade ribeirinha da região Amazônica.

O presente trabalho mostra o desenvolvimento analítico da geometria, bem como as simulações computacionais baseadas no Método de Elementos Finitos (MEF), relevantes para concepção de um modelo de um motor BLDC. Assim, de acordo os resultados encontrados por meio dos softwares ANSYS Maxwell 2D, RMxpert e ANSYS Motor-CAD, na qual estes mostraram-se muito satisfatórios, uma vez que os resultados apresentam informações valiosas para o progresso no entendimento sobre esses tipos de aplicações aquaviárias.

Assim, com base nas análises realizadas diante das simulações apresentadas é possível observar que essa máquina possui características operacionais que proporcionam um balanço eficiente para uma melhor combinação entre torque e velocidade, tornando-a mais eficiente próximo de sua rotação nominal.

Dessa forma, de acordo com a análise dos resultados encontrados face ao objetivo do trabalho proposto, essa modelagem se mostrou satisfatória, uma vez que o modelo implementado e simulado, junto a sua performance obtida, apresentou resultados relevantes no tocante as suas características de trabalho como curvas de torque e velocidade combinado a sua eficiência, na qual estas informações se aproximam das características de um motor a combustão interna comumente utilizados pelos ribeirinhos para uso de mobilidade. Assim, esse motor modelado com relação equilibrada no layout de enrolamento proporciona alta eficiência no regime de operação próximo aos valores estabelecidos inicialmente.

Os resultados apresentados neste capítulo mostram não apenas o potencial das ferramentas de simulação na previsão do comportamento eletromagnético, mas também abrem

caminho para futuras investigações, visando à validação experimental e à exploração de novas estratégias de otimização de geometrias para aplicações industriais com elevada demanda energética. Contudo, o estudo viabiliza uma alternativa inovadora e efetiva para produção desses motores elétricos do tipo BLDC como sendo uma das armas para o combate as emissões poluentes ao meio ambiente.

Ademais, embora o foco deste estudo tenha sido a aplicação do motor em embarcações de pequeno porte na região Amazônica, a geometria proposta apresenta características que permitem sua adaptação para outras finalidades. Entre as possíveis aplicações destacam-se o uso em veículos elétricos leves, sistemas de propulsão para drones, ventiladores industriais, pequenas bombas e outras soluções que demandem alta eficiência, compacidade e controle preciso de torque e velocidade. Isso reforça a versatilidade do modelo desenvolvido, ampliando seu potencial de utilização em diferentes setores da mobilidade elétrica e da automação industrial.

6.1 Trabalhos Futuros

Para os estudos referente aos trabalhos futuros em conjunto com os resultados relevantes desta pesquisa, as simulações térmicas junto as estruturais trazem uma perspectiva diferenciada, visto que há fenômenos como a temperatura nos enrolamentos, bem com as vibrações da máquina, podem fortalecer ainda mais os resultados encontrados no presente trabalho em questão.

Como propostas futuras no que diz respeito as simulações eletromagnéticas, a implementação de modelo diferentes de layout de enrolamento não equilibrado, bem como o modelo de disposição de ímãs no rotor, estes fatores possuem alto potencial para contribuição do avanço na compreensão frente aos desafios pertinentes a essa aplicação.

Nesse sentido, a realização de simulações do modelo implementado, mas utilizando outros matérias podem fortalecer o estudo desta pesquisa, visto que a escolha dos materiais envolvido na presente simulação foram visando a maximização da eficiência da máquina.

No que se refere o modelo de determinação da geometria, estudos que podem complementar esta pesquisa é o desenvolvimento do cálculo para a determinação das ranhuras, na qual estas possuem um grau elevado de importância no estudo de distribuição das bobinas afim de alcançar maior eficiência no projeto.

Além disso, simulações de outras tecnologias de motores elétricos como por exemplos os IPMSynRM (*Interior Permanent Magnet Synchronous Reluctance Motor*), PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*), IM (*Induction Motor*) entre outros que podem trazer

um entendimento capaz de contribuir para o aprimoramento de tecnologias capazes de promover uma transição energética mais sustentável possível.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICOS

AGRELA, L. **Elon Musk libera patentes da Tesla para ajudar a salvar o planeta**. *Revista Exame*. São Paulo: Editora Abril, 2019. Disponível em: <https://exame.abril.com.br/tecnologia/elon-musk-libera-patentes-da-tesla-para-ajudar-a-salvar-o-planeta/>. Acesso em 28 jul. 2024.

ALMEIDA, W. F.; SOUZA, J. P. Introdução aos métodos variacionais". *Desafios Revista Interdisciplinar da Universidade Federal do Tocantins*, v. 8, n. 1, p. 50-63, 2021. Disponível em: <https://sistemas.uft.edu.br/periodicos/index.php/desafios/article/view/16168>. Acesso em: 24 fev. 2025.

ANSYS, Inc. ANSYS Inc. signs definitive agreement to acquire Ansoft Corporation. *Globenewswire*, 31 mar. 2008. Disponível em: <https://www.globenewswire.com/news-release/2008/03/31/375491/9777/en/ANSYS-Inc-Signs-Definitive-Agreement-to-Acquire-Ansoft-Corporation.html>. Acesso em: 28 fev. 2025.

ANSYS, Inc. ANSYS Maxwell. Disponível em: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-maxwell>. Acesso em: 28 fev. 2025.

ANSYS. *ANSYS Motor-CAD*. 2025. Disponível em: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-motor-cad>. Acesso em: 27 fev. 2025.

ASSEMBLEIA LEGISLATIVA DO ESTADO DO PARÁ (ALEPA). Relatório Final da Comissão Temporária Interna de Estudo e Acompanhamento para Avaliar o Transporte Fluvial de Passageiros no Estado do Pará. 29 de janeiro de 2023. Disponível em: <https://alepa.pa.gov.br/Institucional/BaixarRelatorio?Id=23>. Acesso em: 3 mar. 2025.

ASSEMBLEIA LEGISLATIVA DO ESTADO DO PARÁ (ALEPA). Transporte fluvial de passageiros no Pará: desafios e perspectivas. 29 de janeiro de 2023. Disponível em: <https://alepa.pa.gov.br/Comunicacao/Noticia/7376>. Acesso em: 3 mar. 2025.

BAN, Branko. Synchronous reluctance machine optimization based on reduced set of geometric parameters with improved convergence and robust geometric feasibility verification. 2022. 165 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculty of Electrical Engineering and Computing, University of Zagreb, Zagreb, 2022.

BANCHHOR, Durgesh; BHARDWAJ, Vaibhav; JAIN, Amit. Effects of Inset-Magnet Depth on the Performance of Axial-Flux PM BLDC Machine. IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid And Renewable Energy (ONCON 2022), 2022. Anais IEEE, 2022. p. 1-6. DOI: 10.1109/ONCON56984.2022.10127063.

BASTOS, R. F. Análise da viabilidade da aplicação de sistemas de propulsão híbrida em embarcações fluviais. 2020. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2020. Disponível em: <https://pantheon.ufrj.br/handle/11422/13705>. Acesso em: 4 maio 2025.

BLANCAS, Francisco Peral; OYOLA, Macarena; LOZANO, Mercedes; CABALLERO, Rafael. A dynamic sustainable tourism evaluation using multiple benchmarks. Journal of Cleaner Production, v. 174, 2017. DOI: 10.1016/j.jclepro.2017.10.295.

BONILLA, Rosa Zuloeta; BHANDARI, Ramchandra; RODARTE, Aldo Pérez. Multi-attribute assessment of a river electromobility concept in the Amazon region. Energy for Sustainable Development, v. 61, p. 139-152, 2021. ISSN 0973-0826. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0973082621000181>. Acesso em: 3 mar. 2025. DOI: 10.1016/j.esd.2021.01.007.

BRITO, F. B. C. Ímãs de terras raras e energias renováveis: desafios tecnológicos e proposta de regulação. **Boletim do Observatório Ambiental** – IFF. 2022.

CAMPBELL, P. Permanent Magnet Materials and Their Application; Cambridge University Press: **Cambridge**, UK, 1996.

CAMPOS, M. L.; MELO JÚNIOR, M. A.; MORAIS, I. R. M. R.; RODRIGUES, I. C.; SOUSA, A. R. M.; FONSECA, W. S. Eletrificação de embarcações na Amazônia: contribuições dos motores sem escova. I Congresso Internacional de Transición Energética e Medio Ambiente, 2024. Anais 2024.

CHOI, H.; KIM, J.; KIM, S. A new current control algorithm for torque ripple reduction of BLDC motors using Fourier series coefficients. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 48, n. 2, p. 351-359, 2001. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/976016>. Acesso em: 14 fev. 2025.

DAMIAN, Sophea Elmmydya; WONG, Ling Ai; SHAREEF, Hussain; RAMACHANDARAMURTHY, Vigna K.; CHAN, C. K.; MOH, T. S. Y.; TIONG, Meng Chung. Review on the challenges of hybrid propulsion system in marine transport system. *Journal of Energy Storage*, v. 56, parte B, 2022. ISSN 2352-152X. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X22019715>. Acesso em: 3 mar. 2025. DOI: 10.1016/j.est.2022.105983.

DIGIKEY, “Controlling Sensorless BLDC Motors via Back EMF | DigiKey”. Disponível em: <https://www.digikey.com/en/articles/techzone/2013/jun/controlling-sensorless-blDC-motors-via-back-emf>. Acesso em: 1 de março de 2025.

DUTTA, Wriddik.; ANKAN, Swakshar. T.; KHAN, Ziaur. M. R. Design of a sustainable electric boat with renewable energy-based charging system. *International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE)*, 11., 2020, Bangladesh. Anais. Dhaka: IEEE, 2020. p. 242-245. DOI: 10.1109/ICECE51571.2020.9393125.

EHSANI. Mehrdad., GAO Yimin., e EMADI A., *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*, 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA (EPE). Descarbonização do transporte aquaviário. 6 jan. 2025. Disponível em: <https://www.epe.gov.br/pt/imprensa/noticias/epe-publica-fact-sheet-sobre-descarbonizacao-do-transporte-aquaviario>. Acesso em: 1 mar. 2025.

FERREIRA, H. L. Avaliação de sistemas de propulsão elétrica com motores síncronos supercondutores de alta temperatura. 2021. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/356112528>. Acesso em: 4 maio 2025.

FONSECA, Wellington da Silva; SOUSA, Antonio Roniel Marques de; MORAIS, Iago Ranieri Miranda Rodrigues; MELO JUNIOR, Marcos Aurélio. **Projeto de motor BLDC de 5 HP, 48V para mobilidade elétrica com aplicações em embarcações**. Titular: Universidade Federal do Pará. BR n. PI102025003574-0 A2. Depósito: 24 fev. 2025.

FONSECA, Wellington da Silva; SOUSA, Antônio Roniel Marques de; MORAIS, Iago Ranieri Miranda Rodrigues; MELO JUNIOR, Marcos Aurélio. **Projeto de motor BLDC com materiais de terras raras 3,677 kW para aplicações em embarcações**. Titular: Universidade Federal do Pará. BR n. PI102024018840-3 A2. Depósito: 12 set. 2024.

FORTUNE BUSINESS INSIGHTS. Electric Ships Market Size, Share & Industry Analysis. 10 fev. 2025. Disponível em: <https://www.fortunebusinessinsights.com/pt/electric-ships-market-104444>. Acesso em: 1 mar. 2025.

FRANCO, Marcos B. A. **Ecoturismo, conservação da natureza e *deep ecology*: uma reflexão sobre o ecoturismo como alternativa ao turismo de massa**. 2020. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Turismo) – Universidade de Brasília, Brasília, 2020.

GALLAGHER, Michael J.; LIAO, Y. J. Design and Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Traction Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 2, p. 610–618, 2013. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6461271>. Acesso em: 5 maio 2025.

GIELEN, D.; BOSHELL, F.; SAYGIN, D.; BAZILIAN, M. D.; WAGNER, N.; GORINI, R. The role of renewable energy in the global energy transformation. *Energy Strategy Reviews*, v. 24, p. 38-50, abr. 2019.

GIERAS, Jacek F. *Permanent magnet motor technology: design and applications*. 3. ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.

GRIMM, Isabel Jurema; ALCÂNTARA, Liliane C. S.; SAMPAIO, Carlos Alberto Cioce. O turismo no cenário das mudanças climáticas: impactos, possibilidades e desafios. *Revista Brasileira de Pesquisa em Turismo*, v. 12, n. 3, p. 1-22, 2018. Disponível em: <https://doi.org/10.7784/rbtur.v12i3.1354>. Acesso em: 3 mar. 2025.

GWEC. *Global Wind Report: Annual Market Update 2017*. Global Wind Energy Council: Bruxelas, 2018. Disponível em: <http://files.gwec.net/files/GWR2017.pdf>. Acesso em: 28 nov. 2018.

HAMIDIZADEH, S. *Study of Magnetic Properties and Demagnetization Models of Permanent Magnets for Electric Vehicles Application*; McGill University Libraries: Montreal, QC, Canada, 2016.

HAMIDIZADEH, S.; ALATAWNEH, N.; CHROMIK, R.R.; LOWTHER, D.A. **Comparison of different demagnetization models of permanent magnet in machines for electric vehicle application**. *IEEE Trans. Magn.* 2016, 52, 1–4.

HANSELMAN D. C., *Brushless permanent magnet motor design*. The Writers' Collective, 2003.

HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. E. **Design of brushless permanent-magnet machines**. Venice, Florida: Motor Design Books, 2010.

HONG, D. K.; WOO, B. C.; LEE, J. Y.; KOO, D.H. **Ultra High-Speed Motor Supported by Air Foil Bearings for Air Blower Cooling Fuel Cells**. IEEE Trans. Magn. 2012, 48, 871–874.

HUSAIN, Iqbal. *Electric and hybrid vehicles: design fundamentals*. 2. ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2011.

IÓRIO JR., Rafael; IÓRIO, Valéria de Magalhães. **Equações diferenciais parciais: uma introdução**. 3ª edição. Rio de Janeiro: Instituto de Matemática Pura e Aplicada (IMPA), 2018. ISBN 978-85-244-0456-6.

JAMES, Luke. ANSYS Partners With Motor Design Limited to Add Motor-CAD to Simulation Tool Portfolio. Maker Pro, 2019. Disponível em: <https://maker.pro/blog/ansys-partners-with-motor-design-limited-to-add-motor-cad-to-simulation-tool-portfolio>. Acesso em: 27 fev. 2025.

KUMAR, A.; GANDHI, R.; WILSON, R.; ROY, R. Analysis of Permanent Magnet BLDC Motor Design with Different Slot Type. IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020), 2020, Cochin, Índia. Anais. p. 1-6. DOI: 10.1109/PESGRE45664.2020.9070532.

KUMAR, R.; KUMAR, P.; KUMAR, B.; SINGH, P.; KUMAR, R.; KUMAR, A. Design and analysis of high performance of a BLDC motor for electric vehicle. International Conference on Emerging Frontiers In Electrical And Electronic Technologies (ICEFEET), Patna, Índia. Anais IEEE, 2022. p. 1-4. DOI: 10.1109/ICEFEET51821.2022.9848307.

LI, Y.; WANG, J.; ZHANG, H.; PEI, R. **New design of electric vehicle motor based on high-strength soft magnetic materials**. COMPEL-Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng. 2022; ahead-of-print.

LIMA, Fernanda. C. de; POMPEU, Luciano. L.; SOUSA, Antônio. R. M. de; LIMA, Áthila. S. de; RODRIGUES, Iris. C. dos S.; FONSECA, Wellington. da S. Desafios e oportunidades da matriz de mobilidade elétrica naval na Amazônia. International Conference on Sustainable

Technology And Engineering (I-Coste), 2023, Nadi, Fiji. Anais Nadi: IEEE, 2023. p. 1-7. DOI: 10.1109/i-COSTE60462.2023.10500793.

MA X. Y.; SOULARD J.; SLATER C. and DAVIS C.; **Influence of Electrical Steel Grade on Different Types of Traction Motors**, 2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM), Valencia, Spain, 2022, pp. 544-550, doi: 10.1109/ICEM51905.2022.9910933.

MA, D.; LI, J.; TIAN, B.; ZHANG, H.; LI, M.; PEI, R. Studies on Loss of a Motor Stator Iron Core with High Silicon Electrical Steel Considering Temperature and Compressive Stress Factors. **In Proceedings of the 2022 IEEE 5th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)**, Nangjing, China, 27–29 May 2022; pp. 4243–4248.

MA, D.; TIAN, B.; ZHENG, X.; LI, Y.; XU, S.; PEI, R.. **Study of High-Silicon Steel as Interior Rotor for High-Speed Motor Considering the Influence of Multi-Physical Field Coupling and Slotting Process**. *Materials*, v. 15, p. 8502, 2022. Disponível em: <https://doi.org/10.3390/ma15238502>.

MAGNO, Thaissa Souza do Carmo. Infraestrutura da cadeia produtiva pesqueira do entorno do reservatório da usina hidrelétrica de Tucuruí, Pará, Brasil. 2016. Dissertação (Mestrado em Aquicultura e Recursos Aquáticos Tropicais) – Universidade Federal Rural da Amazônia, Belém, 2016.

MAHMOUDITABAR, F.; VAHEDI, A.; TAKORABET, N. Robust design of BLDC motor considering driving cycle. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 10, n. 1, p. 1414-1424, mar. 2024. DOI: 10.1109/TTE.2023.3285650.

MALINOWSKI, J.; HOYT, W.; ZWANZIGER, P.; FINLEY, B. Motor and Drive-System Efficiency Regulations: Review of Regulations in the United States and Europe. **IEEE Ind. Appl. Mag.** 2016, 23, 34–41.

MALLIK, Srikumar; MALLIK, Kaushik; BARMAN, Amal; MAITI, Dipten; BISWAS, Sujit K.; DEB, Nirmal K.; BASU, Sujay. Projeto otimizado de eficiência e custo de um motor de indução usando algoritmo genético. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 12, p. 9854-9863, 2017. DOI: 10.1109/TIE.2017.2703687.

MAPFRE. A eletrificação do transporte marítimo e os combustíveis do futuro. 2023. Disponível em: <https://www.mapfreglobalrisks.com>. Acesso em: 4 maio 2025.

MELO JÚNIOR, M. A.; CAMPOS, M. L.; MORAIS, I. R. M. R.; RODRIGUES, I. C.; SOUSA, A. R. M.; FONSECA, W. S. Desenvolvimento de projeto de um motor elétrico BLDC para eletrificação de barcos de pequeno porte para a Região Amazônica. XII Congresso Nacional de Engenharia Mecânica, 2024. Anais 2024.

MOTOR-CAD. About Us. Motor-CAD. Disponível em: <https://www.motor-cad.com/about-us>. Acesso em: 26 fev. 2025.

MOURA, A. A. de. Capacitação técnica em propulsão elétrica naval. Revista Marítima Brasileira, Rio de Janeiro, v. 143, n. 3, p. 215–229, 2023

NELL, M.; LENZ, J.; HAMEYER, K. Efficient numerical optimization of induction machines by scaled FE simulations. International Conference on Electrical Machines (ICEM), XIII. Anais IEEE, 2018. p. 198–204.

OBADOWSKI, V. N. Modelagem de sistemas de propulsão naval com redes de Petri. 2020. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo, São Paulo, 2020. Disponível em: <https://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3152/tde-02032020-100712/>. Acesso em: 4 maio 2025.

OU J., LIU Y., BREINING P., GIETZELT T., WUNSCH T. and DOPPELBAUER M. **Study of the Electromagnetic and Mechanical Properties of a High-silicon Steel for a High-speed Interior PM Rotor**, 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICEMS.2019.8921800.

PADILLA A.J. Niobium (Columbium). In: Mineral Commodity Summaries 2019. U.S. Geological Survey. Washington, DC: 2019, p. 114-115. Disponível em http://prd-wret.s3-us-west-2.amazonaws.com/assets/palladium/production/atoms/files/mcs2019_all.pdf. Acesso em 28 de maio de 2024.

PADILLA A.J., GHALAYINI Z.T., PAPP J.F. Niobium [advance release]. In: 2016 Minerals Yearbook. U.S. Geological Survey. Washington, DC: 2019, p. 52.1-52.8. Disponível em <https://prd-wret.s3-us-west-2.amazonaws.com/assets/palladium/production/atoms/files/myb1-2016-niobi.pdf>. Acesso em 29 maio 2024.

PYRHONEN J., JOKINEN T., and HRABOVCOCA V., **Design of rotating electrical machines**. John Wiley & Sons, 2013.

RAO, D.; BAGIANATHAN, M. **Selection of Optimal Magnets for Traction Motors to Prevent Demagnetization**. *Machines* 2021, 9, 124. <https://doi.org/10.3390/machines9060124>.

RASHID, Mahammand H. Rashid, *Power electronics: devices, circuits, and applications*, Fourth edition. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2014.

RAUTH, Sheshadri Shekhar; SAMANTA, Banshidhari. Análise comparativa de acionamentos IM/BLDC/PMSM para aplicações de tração de veículos elétricos usando FOC baseado em ANN. IEEE 17ª Conferência Internacional do Conselho Da Índia (INDICON). Anais IEEE, 2020. p. 1-8. DOI: 10.1109/INDICON49873.2020.9342237.

RIAZ, Mahmoud, Three-Phase Sinusoidally Distributed Windings, ANIMATION OF ELECTRIC MACHINES, 2016. Disponível em: <http://people.ece.umn.edu/users/riaz/animations/abcvec.html>. Acesso em: 1 de março de 2025.

LEMOS, Vitor H. C.; SILVA, Douglas S.; FUJIYAMA, Roberto T. Fabricação de embarcação de pequeno porte com aproveitamento de recursos naturais renováveis. Congresso de Engenharia e Tecnologia da Amazônia, 2023, Belém. CETAM, 2023.

ROCHA, A. M.; CAMPOS, F. A. A. de; CUNHA, M. C. C. O método de Galerkin estocástico e a equação diferencial de transporte linear com dados de entrada aleatórios. *Tendências em Matemática Aplicada e Computacional*, São Carlos, v. 14, n. 2, p. 233-244, 2013. Acesso em: 26 de fevereiro de 2025.

SANTOS, L. H.; MATTOS, J. A.; RIBEIRO, R. C. Perspectivas da mobilidade elétrica fluvial na Amazônia brasileira. *Revista de Engenharia Aplicada*, Belém, v. 15, n. 2, p. 33–47, 2022.

SCHNEIDER, T.; BINDER, A. **Design and Evaluation of a 60,000 rpm Permanent Magnet Bearingless High Speed Motor**. In *Proceedings of the 2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Bangkok, Thailand, 27–30 November 2007; pp. 1–8.3

SETTI, Paulo. T.; TABIBI, Sajad. Spaceborne GNSS-reflectometry for surface water mapping in the Amazon basin. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, v. 17, 2024.

SHIN, Hyo-Seob; SHIN, Kyung-Hun; JANG, Gang-Hyeon; CHO, Seong-Kook; JUNG, Kyung-Hun; CHOI, Jang-Young. Experimental verification and 2D equivalent analysis techniques of BLDC motor with permanent magnet overhang and housing-integrated rotor core. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, v. PP, p. 1-1, 2020. DOI: 10.1109/TASC.2020.2972233.

SILVA, Daniel Flores. **Análise de um motor BLDC pelo método de elementos finitos**. 2018. Dissertação. Universidade Federal Fluminense. Niterói RJ. Janeiro de 2018.

SILVA, J. R.; COSTA, M. A. **Aplicabilidade científica do método dos elementos finitos**. *Revista de Engenharia Aplicada*, v. 12, n. 3, p. 45-58, 2022. Disponível em: <https://www.scielo.br/j/dpress/a/6WCw3yW7WhXWnRYJRGtYzPq/>. Acesso em: 24 fev. 2025.

SILVA, Kaylane S.; CAMPOS, Matheus L.; SOUSA, Antonio R. M.; LOBATO, Elen P. S.; RODRIGUES, Iris C. S.; MELO JUNIOR, Marcos A.; FONSECA, Wellington S. Eletrificação do transporte aquaviário na Amazônia: otimização de embarcação com uso de simulação computacional. CONGRESSO BRASILEIRO DE PESQUISA E DESENVOLVIMENTO EM PETRÓLEO E GÁS, 12., 2024, Natal. Associação Brasileira de Pesquisa e Desenvolvimento em Petróleo e Gás, 2024.

SILVA, W. F. da et al. Desenvolvimento de sistema de propulsão para embarcação solar fluvial na Amazônia. In: ENIC - Encontro Nacional de Iniciação Científica, 2020. Anais [...]. Belém: UFPA, 2020.

SILVESTER, P. P.; FERRARI, R. L. *Finite elements for electrical engineers*. 3. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 1996. ISBN 978-0521423122.

SINAVAL. Estaleiros especializados em embarcações de serviço veem mercados nacional e internacional como promissores. 18 de fev. 2025. Disponível em: <https://sinaval.org.br/2025/02/estaleiros-especializados-em-embarcacoes-de-servico-veem-mercados-nacional-e-internacional-como-promissores>. Acesso em: 1 mar. 2025.

VIEIRA, P. S.; GOMES, E. G.; NUNES, A. A. Propulsão elétrica em embarcações da Marinha do Brasil: uma análise à luz do método AHP. *Revista Científica da Marinha*, Brasília, v. 12, n. 1, p. 51–64, 2020.

VOLAKIS, John L. Finite Element Method Electromagnetics: Antennas, Microwave Circuits, and Scattering Applications. New York: Wiley, 1998.

WWF BRASIL. Mobilidade fluvial sustentável na Amazônia: desafios e oportunidades. Brasília: WWF Brasil, 2022. Disponível em: https://wwfbrnew.awsassets.panda.org/downloads/lab_wwf_mobilidade_fluvial_final.pdf. Acesso em: 4 maio 2025.

XIONG, H.; ZHANG, J.; DEGNER, M.W.; RONG, C.; LIANG, F.; LI, W. **Permanent magnet demagnetization test fixture design and validation**. In Proceedings of the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Montreal, QC, Canada, 20–24 September 2015; pp. 3914–3921.

ZARKO, D.; STIPETIC, S.; MARTINOVIC, M.; KOVACIC, M.; JERCIC, T.; HANIC, Z. Reduction of computational efforts in finite element-based permanent magnet traction motor optimization. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 65, n. 2, p. 1799–1807, 2018.

ZARR, Richard. F., Motor Drivers Advance in Consumer Products, Electronic Design, 27-mar-2014. Disponível em: <http://www.electronicdesign.com/analog/motor-drivers-advance-consumer-products>. Acesso em: 1 de mar. de 2025.

ZHANG, Bo; LI, Jian; CHEN, Yong. Magnetic Design and Analysis of High-Efficiency Permanent Magnet Synchronous Motor. Energy Reports, v. 6, p. 200–207, 2020. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352484720300582>. Acesso em: 5 maio 2025.

ZHU, Z. Q.; ISHAK, D.; HOWE, D.; CHEN, J. Unbalanced magnetic forces in permanent-magnet brushless machines with diametrically asymmetric phase windings. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 43, n. 6, p. 1544–1553, 2007.