

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
Escola de Engenharia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Oséias de Paula Ferreira

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FERRAMENTA
PARA ANÁLISE DE DESEMPENHO DE
MÁQUINAS ELÉTRICAS: uma alternativa em
código aberto**

Belo Horizonte
2025

Oséias de Paula Ferreira

**DESENVOLVIMENTO DE UMA FERRAMENTA PARA
ANÁLISE DE DESEMPENHO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS:
uma alternativa em código aberto**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na Área de Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Thales Alexandre Carvalho Maia

Co-orientador: Dr. Gabriel Alves Mendonça

Belo Horizonte
2025

F383d

Ferreira, Oséias de Paula.

Desenvolvimento de uma ferramenta para análise de desempenho de máquinas elétricas [recurso eletrônico] / Oséias de Paula Ferreira - 2025. 1 recurso online (120 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Thales Alexandre Carvalho Maia.

Coorientador: Gabriel Alves Mendonça.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Apêndices: f. 90 -104.

Bibliografia: f. 105 -118.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Eficiência energética - Teses. 3. Eletrônica de potência - Teses. 4. Máquinas elétricas - Teses. 5. Método dos elementos finitos - Teses. I. Maia, Thales Alexandre Carvalho. II. Mendonça, Gabriel Alves. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621.3(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

Escola de Engenharia]

COLEGIADO DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FOLHA DE APROVAÇÃO

"Desenvolvimento de Uma Ferramenta Para Análise de Desempenho de Máquinas Elétricas: Uma Alternativa em Código Aberto"

Oséias de Paula Ferreira

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 26 de maio de 2025.

Por:

**Prof. Dr. Thales Alexandre Carvalho Maia
(UFMG) - Orientador**

**Prof. Dr. Gabriel Alves Mendonça
(UFMG)**

**Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE (UFMG)**

**Prof. Dr. Ricardo Luiz da Silva Adriano
DEE (UFMG)**

**Prof. Dr. Nelson Sadowski
DEE (UFSC)**



Documento assinado eletronicamente por **Thales Alexandre Carvalho Maia, Professor do Magistério Superior**, em 27/05/2025, às 13:20, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ricardo Luiz da Silva Adriano, Professor do Magistério Superior**, em 27/05/2025, às 13:38, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Gabriel Alves Mendonça, Usuário Externo**, em 04/06/2025, às 14:49, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Braz de Jesus Cardoso Filho, Professor do Magistério Superior**, em 04/06/2025, às 15:27, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



Documento assinado eletronicamente por **Nelson Sadowski, Usuário Externo**, em 05/06/2025, às 11:57, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador 4222260 e o código CRC 6147BF79.

*"Porque Deus amou o mundo de tal maneira
que deu o seu Filho unigênito,
para que todo aquele que Nele crê não pereça,
mas tenha a vida eterna".*

— *João 3:16*

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus, pela dádiva da vida, pela ciência que rege o universo e por toda a orientação e proteção concedidas ao longo desta trajetória de pesquisa e desenvolvimento.

À minha esposa, Rayane, registro minha sincera gratidão pelo constante incentivo, compreensão e apoio incondicional durante todas as etapas deste trabalho.

Aos meus pais, Oséias e Laudiceia, manifesto meu profundo reconhecimento pelo amor incondicional, pelas orações, pelo suporte e pelo estímulo contínuo que sempre me fortaleceram.

À minha irmã, Katherin, agradeço pelos valiosos conselhos e por acreditar incondicionalmente em meu potencial.

Ao Prof. Dr. Thales Maia, meu orientador e amigo, pela confiança, acolhimento e orientação segura desde antes do início do mestrado até a conclusão desta pesquisa.

Ao Dr. Gabriel Mendonça, meu coorientador e amigo, por sua dedicação, ensinamentos, suporte técnico e valiosa contribuição à pesquisa.

Aos amigos Israel Divan e David Fabri, pela motivação desde o início, pelos conselhos, incentivo constante e apoio ao longo de todo o desenvolvimento deste trabalho.

Ao colega Roy Schultz, da comunidade FEMMgroup, pelas valiosas contribuições técnicas, sugestões pertinentes e generosidade em compartilhar seu conhecimento.

À CAPES e ao Projeto Oásis da UFMG, pelo indispensável apoio financeiro, por meio da concessão de bolsa, que viabilizou a realização desta dissertação.

RESUMO

O desenvolvimento de ferramentas em código aberto amplia a acessibilidade e a flexibilidade de uso, além de contribuir para a inovação tecnológica e o compartilhamento do conhecimento. Para análise de desempenho de máquinas elétricas rotativas, observa-se uma disponibilidade limitada de soluções de código aberto. Esse cenário representa uma oportunidade para contribuir com a comunidade científica voltada ao projeto dessas máquinas, buscando suprir lacunas ainda existentes. Diante disso, este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma ferramenta computacional de código aberto para avaliar o desempenho de máquinas elétricas de ímãs permanentes por meio de mapas de eficiência. Para a análise eletromagnética da máquina, foi empregado um software livre de elementos finitos. O modelo desenvolvido resolve problemas magnetostáticos utilizando o método da banda deslizante e condições de simetria, permitindo obter a densidade de fluxo magnético, o vetor potencial magnético e o torque eletromagnético em diferentes condições operacionais da máquina. A eficiência é estimada com base no cálculo das perdas por meio de modelos empíricos e analíticos, considerando perdas no núcleo ferromagnético, nos ímãs permanentes e no enrolamento de cobre. Três topologias de máquinas de ímãs permanentes são analisadas, incluindo configurações com ímãs superficiais e internos, e os resultados obtidos são comparados com aqueles gerados por um software comercial. Para a simulação, um modelo de acionamento baseado nas correntes nos eixos direto-quadratura é implementado para diferentes níveis de corrente e múltiplas posições do rotor. Os resultados indicam divergências entre o modelo proposto e a ferramenta comercial, atribuídas principalmente às diferenças nos modelos de cálculo de perdas. No entanto, apesar dessas discrepâncias, as perdas médias distribuídas apresentam boa concordância entre ambas as abordagens, e os perfis das curvas de perda seguem tendências similares, evidenciando o potencial da metodologia proposta.

Palavras-chave: máquinas elétricas, mapa de eficiência, perdas eletromagnéticas, elementos finitos, código aberto.

ABSTRACT

The development of open-source tools enhances accessibility and flexibility, contributing to technological innovation and knowledge sharing. For the performance analysis of rotating electric machines, there is still limited availability of open-source solutions. This scenario presents an opportunity to contribute to the scientific community focused on the design of these machines, addressing existing gaps. In this context, this work presents the development of an open-source computational tool to evaluate the performance of permanent magnet electric machines through efficiency maps. For the electromagnetic analysis, a finite element method open-source software is employed. The developed model solves magnetostatic problems using the sliding band method and symmetry conditions, enabling the calculation of magnetic flux density, magnetic vector potential, and electromagnetic torque under different machine operating conditions. Efficiency is estimated based on loss calculations through empirical and analytical models, considering losses in the iron core, permanent magnets, and copper windings. Three topologies of permanent magnet machines are analyzed, including surface-mounted and interior configurations, and the results are compared with those generated by a commercial software. For the simulation, a control model based on direct-quadrature (dq) axis currents is implemented for different current levels and multiple rotor positions. The results indicate discrepancies between the proposed model and the commercial tool, mainly attributed to differences in loss calculation models. However, despite these differences, the average distributed losses show good agreement between both approaches, and the loss curves present similar trends, highlighting the potential of the proposed methodology.

Keywords: electric machines, efficiency map, electromagnetic losses, finite elements, open source.

Lista de Figuras

Figura. 1.1	Consumo de energia elétrica (IEA, 2011): (a) cenário global, (b) motores em diferentes setores.	19
Figura. 1.2	Estoque global de carros elétricos, 2013–2023 (IEA, 2024).	19
Figura. 1.3	Organograma simplificado da metodologia proposta nesta dissertação.	24
Figura. 2.1	Topologia das máquinas elétricas derivada de modelos clássicos e especializados.	27
Figura. 2.2	Topologia de uma MSIP, mostrando a configuração de ímãs permanentes fixados na superfície externa do rotor (MSIP-S) e no interior do rotor (MSIP-I).	28
Figura. 2.3	Fluxograma básico do funcionamento do MEF.	31
Figura. 2.4	Relação entre o desempenho de máquinas elétricas e a evolução dos computadores (WEG, 2020; COMPUTER HISTORY MUSEUM, 2024).	33
Figura. 3.1	Curvas (a) Torque x Velocidade. (b) Eficiência x Velocidade.	38
Figura. 3.2	Mapa de eficiência de uma MSIP em 3D.	39
Figura. 3.3	Mapas de eficiência de uma máquina síncrona de ímã permanente: (a) regiões de torque constante e enfraquecimento de campo; (b) pontos operacionais com diferentes níveis de eficiência.	39
Figura. 3.4	Organograma simplificado do processo de extração do mapa de eficiência para o modelo proposto.	43
Figura. 3.5	Diagrama fasorial das correntes no referencial síncrono dq	47
Figura. 3.6	Representação do referencial dq para máquinas síncronas de ímãs permanentes. (a) MSIP-S. (b) MSIP-I.	47
Figura. 3.7	Indutância no referencial dq em uma MSIP-S: (a) Caminho da indutância L_d ; (b) Caminho da indutância L_q	49
Figura. 3.8	Torque eletromagnético versus ângulo do rotor para corrente de estator i_s fixa em uma MSIP-S.	49
Figura. 3.9	Indutância no referencial dq em uma MSIP-I: (a) Caminho da indutância L_d ; (b) Caminho da indutância L_q	50

Figura. 3.10	Gráficos de torque eletromagnético versus ângulo do rotor para corrente de estator i_s fixa em uma MSIP-I.	51
Figura. 3.11	Malha de elementos finitos e linhas de fluxo magnético em uma máquina elétrica.	52
Figura. 3.12	Representação de uma MSIP: (a) seção no plano x, y e (b) modelo discretizado em elementos finitos.	53
Figura. 3.13	Detalhe do entreferro mostrando a aplicação de diferentes condições de contorno.	55
Figura. 3.14	Perdas separadas em máquinas de ímãs permanentes.	57
Figura. 3.15	Comportamento do material ferromagnético sob a ação de um campo magnético externo crescente (PYRHONEN, 2013).	58
Figura. 3.16	Curva de histerese magnética de um material ferromagnético.	59
Figura. 3.17	Aplicação da TRF no domínio espacial para a análise das contribuições harmônicas da densidade de fluxo em elementos selecionados da malha.	65
Figura. 3.18	Representação do cálculo das perdas totais no núcleo de uma máquina elétrica.	66
Figura. 3.19	Algoritmo desenvolvido para construção do mapa de eficiência (a) Estimação dos parâmetros (b) Cálculo das perdas e eficiência.	68
Figura. 3.20	Fluxo de simulação acoplada entre Python e FEMM para análise eletromagnética.	69
Figura. 3.21	Fluxo de cálculo das perdas e eficiência em função do torque e da velocidade.	70
Figura. 4.1	Modelos geométricos de máquinas síncronas de ímãs permanentes de diferentes topologias.	74
Figura. 4.2	Comparação do torque desenvolvido pela MSIP-S entre o modelo proposto e o modelo original do FEMM para duas condições operacionais: (a) Torque desenvolvido a vazio. (b) Torque desenvolvido sob carga.	75
Figura. 4.3	Comparação das perdas eletromagnéticas separadas na MSIP-S para o modelo proposto e o modelo original FEMM. (a) Perda total, (b) Perda no estator, (c) Perda no rotor, (d) Perda magnética, (e) Perda no cobre pelo efeito Joule, (f) Perda no cobre pelo efeito de proximidade.	76
Figura. 4.4	Grandezas eletromagnéticas em função da velocidade para as topologias MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I: (a)–(c) torque médio; (d)–(f) perdas totais; (g)–(i) eficiência.	77

Figura. 4.5	Mapas de eficiência obtidos pelo modelo proposto: (a) MSIP-S; (b) GSIP-S; (c) MSIP-I.	78
Figura. 4.6	Mapas de perdas individuais para a topologia MSIP-S: (a) Ferro, (b) Ímã, (c) Efeito Joule e (d) Efeito de proximidade.	79
Figura. 4.7	Mapas de perdas individuais para a topologia GSIP-S: (a) Ferro, (b) Ímã, (c) Efeito Joule e (d) Efeito de proximidade.	79
Figura. 4.8	Mapas de perdas individuais para a topologia MSIP-I: (a) Ferro, (b) Ímã, (c) Efeito Joule e (d) Efeito de proximidade.	79
Figura. 4.9	Comparação entre os modelos proposto e de referência. (a) Fluxo magnético no entreferro. (b) Torque simulado sob carga.	81
Figura. 4.10	Comparação entre os mapas de eficiência. (a) Modelo proposto. (b) MotorCAD.	82
Figura. 4.11	Comparação entre as perdas totais calculadas pelo modelo proposto e MotorCAD.	83
Figura. 4.12	Perdas eletromagnéticas separadas da MSIP-S para três pontos operacionais: (a) Perda no núcleo ferromagnético, (b) Perda nos ímãs permanentes, (c) Perdas no cobre por efeito Joule, (d) Perdas no cobre devido ao efeito de proximidade.	83
Figura. 4.13	Média do erros das perdas para a MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I . . .	85
Figura. 4.14	Distribuição percentual das perdas globais para os modelos MP e MCAD.	86
Figura. B.1	Curva da região de operação de uma MSIP nas zonas de torque constante e potência constante.	116
Figura. B.2	Diagrama vetorial das componentes de fluxo e corrente no referencial dq	117

Lista de Tabelas

Tabela. 1.1	Desempenho médio de motores assíncronos de 4 polos no período de 1945 a 2020.	20
Tabela. 2.1	Modelos de carros elétricos, tipos de máquina elétrica utilizadas para propulsão e respectivos anos de fabricação. A última coluna indica se o veículo possui <i>All-Wheel Drive</i> (AWD), ou seja, tração integral nas quatro rodas.	29

Tabela. 2.2	Resumo dos modelos disponíveis na literatura para estimação do mapa de eficiência.	35
Tabela. 3.1	Comparação de vantagens, limitações e fidelidade de modelos de perdas no material ferromagnético.	60
Tabela. 4.1	Comparação entre as máquinas MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I.	74
Tabela. 4.2	Perdas eletromagnéticas na velocidade nominal para os modelos MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I. A tabela compara as perdas totais, no ferro, do modo proposto, Joule e por proximidade entre o modelo proposto e o MotorCAD , incluindo os erros absolutos ($e\%$).	84

Lista de Símbolos e Abreviações

Abreviações

AWD	<i>All-Wheel Drive</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
FEMM	<i>Finite Element Method Magnetics</i>
GSIP-S	Gerador Síncrono de Ímã Permanente na Superfície
IEA	<i>International Energy Agency</i>
MCAD	<i>MotorCAD</i>
ME	Mapa de Eficiência
MP	Modelo Proposto
MSIP	Máquina Síncrona de Ímã Permanente
MSIP-I	Máquina Síncrona de Ímã Permanente no Interior
MSIP-S	Máquina Síncrona de Ímã Permanente na Superfície
MTPA	Máximo Torque por Ampère
PYLEECAN	<i>Python Library for Electrical Engineering Computational Analysis</i>
TRF	Transformada Rápida de Fourier
VE	Veículo Elétrico
VEH	Veículo Eletrificado Híbrido

Símbolos

A_z	Vetor potencial magnético
B	Densidade de fluxo magnético
B_m	Densidade máxima de fluxo magnético
B_r	Componente radial da densidade de fluxo magnético
B_{rem}	Densidade de fluxo magnético remanescente
B_t	Componente tangencial da densidade de fluxo magnético
B_x	Componente da densidade de fluxo magnético no eixo x
B_y	Componente da densidade de fluxo magnético no eixo y
C_{prox}	Coefficiente de perdas no cobre por efeito de proximidade
d	Eixo direto
D_c	Diâmetro dos fios condutores
dq	Eixos direto e de quadratura

$e\%$	Erro Absoluto
i	Índice da ordem harmônica
i_d	Corrente no eixo direto
i_{dq}	Corrente nos eixos direto e de quadratura
i_q	Corrente no eixo de quadratura
i_s	Corrente do estator
J_m	Densidade de corrente no ímã
k	Fator de preenchimento da ranhura
k_{ex}	Coefficiente de perdas por excesso
k_h	Coefficiente de perdas no ferro por histerese
k_{cp}	Coefficiente de perdas no ferro por correntes parasitas
L_d	Indutância no eixo direto
L_q	Indutância no eixo de quadratura
L_{Fe}	Comprimento do pacote do motor
n	Número de elementos de malha
n_{rpm}	Velocidade de operação em rpm
N_θ	Número de pontos para a variação angular do rotor
N_{is}	Número de pontos operação para a corrente de estator
P_c	Perdas no cobre
P_{cp}	Perdas por correntes parasitas
P_{ex}	Perdas por excesso
P_{FE}	Perdas no ferro
P_h	Perdas por histerese
P_J	Perdas no cobre por efeito Joule
P_m	Perdas nos ímãs permanentes
P_{prox}	Perdas pelo efeito de proximidade
P_t	Perdas totais
p	Número de polos da máquina
q	Eixo de quadratura
R_f	Resistência elétrica de fase
R_{ref}	Resistência elétrica de fase para uma temperatura de referência
σ_c	Condutividade elétrica do cobre
σ_m	Condutividade elétrica do ímã
ψ_m	Fluxo magnético do ímã
ψ_r	Fluxo magnético resultante

Sumário

1	Introdução	18
1.1	Relevância	18
1.2	Motivação	20
1.3	Objetivo	23
1.4	Metodologia	23
1.5	Organização do Texto	25
2	Máquinas Elétricas Síncronas de Ímãs Permanentes	26
2.1	Topologias e Aplicações	26
2.1.1	Principais Tendências	28
2.2	Modelo Computacional	30
2.2.1	Método de Elementos Finitos	30
2.3	Evolução do Desempenho	31
2.3.1	Ferramentas Computacionais	32
2.3.2	Análise de Desempenho	33
2.4	Conclusões	35
3	Mapa de Eficiência	37
3.1	Cálculo do Mapa de Eficiência	37
3.2	Modelo Proposto	43
3.3	Modelo Matemático de uma MSIP	45
3.3.1	Referencial dq	45
3.3.2	Torque Eletromagnético	48
3.4	Análise em Elementos Finitos	51
3.4.1	Modelo Magnetostático	52
3.4.2	Construção do Modelo	54
3.4.3	Condições de Contorno	54
3.4.4	<i>Sliding Band</i>	55
3.4.5	Refinamento da Malha	56
3.4.6	Estimação dos Parâmetros	56
3.5	Modelo de Perdas Eletromagnéticas	57
3.5.1	Magnetização de Núcleos Ferromagnéticos	57

3.5.2	Perdas no Núcleo Ferromagnético	60
3.5.3	Perdas no Cobre	61
3.5.4	Perdas no Ímã Permanente	63
3.5.5	Transformada Rápida de Fourier	64
3.6	Algoritmo Implementado	67
3.7	Cálculo do Mapa de Eficiência	69
3.7.1	Estudo Comparativo	70
3.8	Conclusão	71
4	Resultados	73
4.1	Topologias das MSIP	73
4.1.1	Análise Comparativa com Modelo de Referência	74
4.1.2	Construção do Mapa de Eficiência	76
4.1.3	Análise Comparativa com o MotorCAD	80
4.1.4	Discussões Gerais	84
4.2	Conclusão	86
5	Conclusões e Propostas de Continuidade	88
5.1	Propostas de Continuidade	88
	REFERÊNCIAS	90
A	Apêndice - Algoritmo para Cálculo do Mapa de Eficiência	105
A.1	Definição do Ângulo de Fase para Maximização do Torque	105
A.2	Determinação da Densidade de Fluxo Magnético, Vetor Magnético e Torque	107
A.3	Aplicação da Transformada Rápida de Fourier sob a Densidade de Fluxo Magnético e Vetor Magnético	110
A.4	Cálculo das Perdas e Eficiência da Máquina	111
A.5	Construção do Mapa de Eficiência	114
B	Apêndice - Definição da Região de Operação de uma MSIP	116
B.1	Torque Constante e Enfraquecimento de Campo	116
B.1.1	MTPA e Enfraquecimento de Campo	118

1 Introdução

Este capítulo define o escopo da presente dissertação de mestrado. São abordados aspectos que sustentam o problema, com discussões que abrangem a contextualização, a motivação e a importância do tema. Com base nesses elementos, são delineados os objetivos e destacadas as principais contribuições do trabalho. Por fim, apresenta-se um breve resumo sobre a organização deste documento.

1.1 Relevância

A crescente demanda por sistemas de aquecimento, ventilação, ar-condicionado, geração de energia e mobilidade elétrica tem impulsionado significativamente o mercado de máquinas elétricas rotativas. Dentre essas máquinas, os motores elétricos destacam-se pela sua ampla aplicação em setores como a indústria, agricultura, transporte, comércio e uso residencial, desempenhando funções cruciais na propulsão de bombas, compressores e sistemas de resfriamento (FORTUNE BUSINESS INSIGHTS, 2024).

Atualmente, estima-se que os motores elétricos consumam aproximadamente metade da eletricidade global (NIELSEN; VEZZINI, 2022). No entanto, uma parcela considerável dessa energia é dissipada devido às perdas associadas ao funcionamento dos motores, sendo que a eficiência média desses dispositivos varia entre 70% e 96% (KLUCZEK; OLSZEWSKI, 2017). Na Figura 1.1 é apresentado um gráfico que evidencia o elevado consumo de energia elétrica pelos motores elétricos, bem como sua aplicação por setor (IEA, 2011).

As máquinas elétricas também são utilizadas em sistemas de geração de energia, como em hidrelétricas, usinas térmicas, usinas nucleares e parques eólicos. Nesse contexto, é fundamental que os geradores elétricos apresentem alta eficiência, com o objetivo de minimizar as perdas de energia durante o processo de geração. Dessa forma, os recursos utilizados na produção de eletricidade são preservados, contribuindo para a sustentabilidade e a redução de custos operacionais.

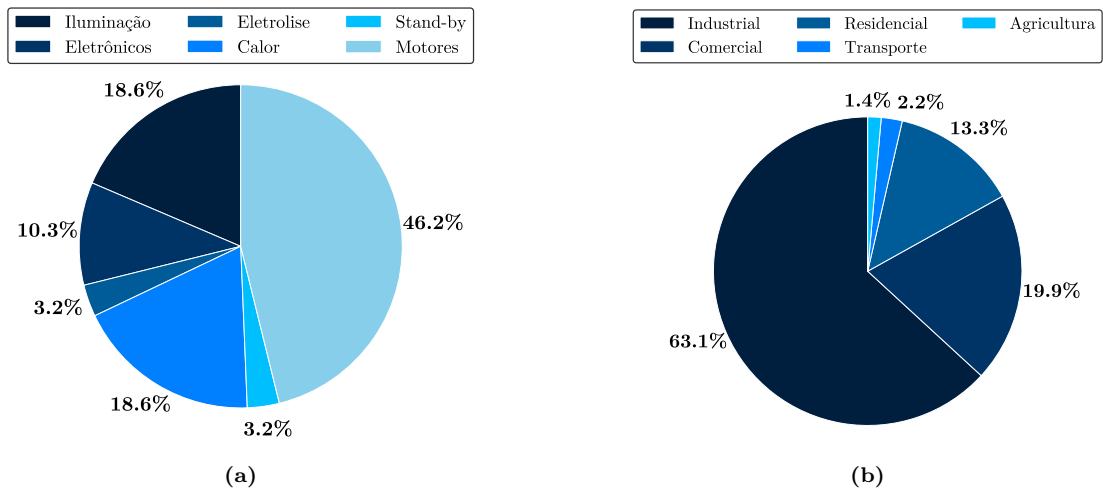


Figura 1.1: Consumo de energia elétrica (IEA, 2011): (a) cenário global, (b) motores em diferentes setores.

No setor de transporte, o crescimento do mercado de veículos elétricos tem contribuído para o crescimento da demanda por máquinas elétricas, uma vez que essas máquinas são essenciais para o sistema de propulsão dos veículos. Observa-se um crescimento expressivo no número de veículos totalmente elétricos (VE) e veículos eletrificados híbridos (VEH). De acordo com (IEA, 2024), as vendas de veículos elétricos em 2023 foram 3,5 vezes superiores às de 2022, resultando no registro de 14 milhões de novos veículos elétricos e elevando o total em circulação para pouco mais de 40 milhões. Na Figura 1.2, apresenta-se a evolução do estoque global de carros elétricos, o qual alcançou 40 milhões de unidades em 2023, impulsionado por um crescimento expressivo nos últimos anos.

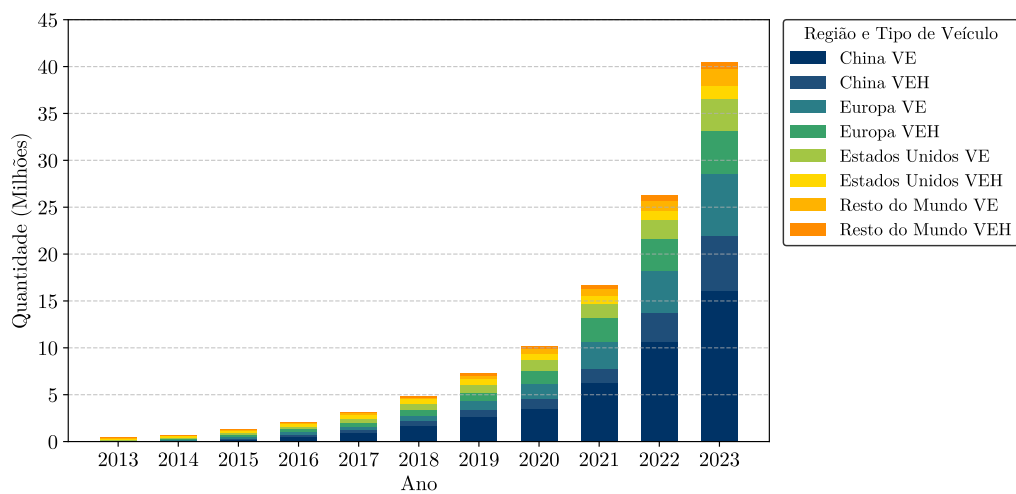


Figura 1.2: Estoque global de carros elétricos, 2013–2023 (IEA, 2024).

Segundo (FORTUNE BUSINESS INSIGHTS, 2024), o mercado de máquinas elétricas rotativas destinadas a veículos elétricos foi avaliado em R\$ 85,75 bilhões em 2023.

Para 2024, espera-se um aumento para R\$ 118,75 bilhões, com projeções de atingir R\$ 369,50 bilhões até 2032, o que representa uma taxa de crescimento anual composta de 15,2%.

1.2 Motivação

Desde o século XIX, a otimização de máquinas elétricas rotativas tem sido objeto de estudo, com avanços ao longo do século XX, especialmente no desenvolvimento de materiais e tecnologias, resultando em melhorias no desempenho dessas máquinas. Nos anos 1980, a terceira geração de computadores impulsionou o uso de ferramentas computacionais para modelagem eletromagnética e mecânica, focando na previsão e otimização da eficiência. A Tabela 1.1 mostra a evolução da eficiência de motores de 4 polos entre 1945 e 2020 (SOUZA et al., 2022).

Tabela 1.1: Desempenho médio de motores assíncronos de 4 polos no período de 1945 a 2020.

Potência nominal (kW)	3,7	37	150
Eficiência (%) 1945	80,1	85,1	88,2
Eficiência (%) 2020	91,0	95,4	96,8
Redução das perdas (%)	54,8	69,1	72,9

Máquinas elétricas de alta eficiência apresentam benefícios em diferentes aplicações. Entre eles, pode-se destacar:

- **Redução no consumo de energia:** Motores elétricos com baixa eficiência elevam o consumo energético, aumentando custos operacionais (KEKUNG, 2024).
- **Menor impacto ambiental:** Máquinas de alto rendimento reduzem a demanda energética, minimizando o uso de matérias-primas na geração de eletricidade e diminuindo emissões de gases (ALMEIDA; FONG; FERREIRA, 2024).
- **Prolongamento da vida útil:** Máquinas elétricas de alta eficiência operam em temperaturas controladas, o que reduz falhas nos enrolamentos, amplia a durabilidade dos rolamentos, aumenta os intervalos entre manutenções e diminui interrupções inesperadas (ZABARDAST; MOKHTARI, 2008).
- **Aumento da autonomia em veículos elétricos:** Máquinas rotativas, substituindo motores a combustão, devem operar com alta eficiência em ampla faixa de

torque e velocidade, assegurando desempenho elevado e maior autonomia veicular (GOBBI et al., 2024).

Geralmente, o custo elevado é uma das desvantagens das máquinas elétricas de alta eficiência em comparação com as de baixa eficiência, devido ao uso de materiais que minimizam as perdas no núcleo, enrolamentos, ímãs e componentes mecânicos. Esses materiais aumentam os custos de fabricação e aquisição. Embora a redução de custos seja um objetivo recorrente, a preservação da energia disponível é essencial (SAIDUR; MAHLIA, 2010).

Neste contexto, o desenvolvimento de máquinas elétricas de alto desempenho contribui para a redução de custos operacionais, impacto ambiental, consumo de energia, entre outros. Para otimizar o desempenho das máquinas rotativas, é comum que projetistas utilizem ferramentas computacionais para simular o comportamento eletromagnético e estimar sua eficiência.

Ao longo dos anos, diversas ferramentas para análise de máquinas elétricas foram desenvolvidas, incluindo softwares comerciais, como SPEED (Siemens), Ansys MotorCAD, Ansys Maxwell e JMAG, e soluções livres, como FEMM e de código aberto, como o PYLEECAN. Enquanto os softwares comerciais apresentam restrições de acesso, as ferramentas de código aberto se destacam pela acessibilidade, flexibilidade e incentivo à colaboração (PÉREZ; GRANGER, 2007). A seguir, são apresentadas iniciativas relevantes na análise de máquinas elétricas com ferramentas livres e de código aberto.

- Desenvolvido em 1995 e disponibilizado como software de código aberto em 2005, o Elmer FEM é amplamente utilizado para resolver problemas complexos em engenharia, incluindo análises eletromagnéticas (BYCKLING et al., 2013). Ele permite determinar parâmetros como perdas no núcleo, perdas em cobre e eficiência de sistemas (ZHANG; WANG et al., 2019; PONOMAREV; KERÄNEN; PASANEN, 2016; KERÄNEN et al., 2015).
- O FEMM (*Finite Element Method Magnetics*), criado por David Meeker em 1998, é amplamente empregado em pesquisas acadêmicas para análises eletromagnéticas. Com a interface Python lançada em 2021, tornou-se acessível como PYFEMM, permitindo simulações avançadas de máquinas elétricas e avaliação de comportamento eletromagnético (FEMM USERS GROUP, 2024; MEEKER, 2021).

- O PYLEECAN (*Python Library for Electrical Engineering Computational Analysis*), lançado em 2018, é uma ferramenta de código aberto focada na análise eletromagnética de máquinas elétricas. Acoplado ao FEMM, destaca-se por sua estrutura orientada a objetos e desenvolvimento colaborativo no GitHub, sendo amplamente utilizado para simulação e análise de desempenho (CHARLES, 2013; BONNEEL et al., 2018; EOMYS, 2024).
- O PeMSyn, lançado em 2019, é uma interface gráfica gratuita e de código aberto, desenvolvida em Matlab e acoplada ao FEMM, voltada para o projeto e simulação de máquinas síncronas de ímã permanente. A ferramenta integra funcionalidades como desenho automatizado, projeto de enrolamentos, análise por elementos finitos e avaliação de desempenho, sendo modular, personalizável e adaptável a diferentes topologias de máquinas (ANDRADE et al., 2019).

Ferramentas como o FEMM e o PYLEECAN disponibilizam exemplos para realizar análises eletromagnética de máquinas elétricas rotativas, viabilizando a determinação de grandezas como torque eletromagnético, densidade de fluxo magnético e perdas no núcleo e nos enrolamentos com base no método dos elementos finitos. No entanto, ambas apresentam limitações no que tange à validação das perdas eletromagnéticas, pois não aplicam o método a uma diversidade de modelos de máquinas, tampouco realizam validação cruzada com outras ferramentas. Além disso, essas ferramentas não abrangem a geração de mapas de eficiência. Embora modelos complementares sejam desenvolvidos em plataformas de código aberto por pesquisadores e estudantes, esses modelos nem sempre se encontram acessíveis à comunidade científica.

Observa-se a existência de lacunas na análise de desempenho de máquinas elétricas rotativas, especialmente no que se refere aos modelos disponíveis em ferramentas de código aberto. Embora softwares como o FEMM e o PYLEECAN tenham sido desenvolvidos com esse propósito, ainda apresentam limitações quanto à comparação com outras ferramentas computacionais e à aplicação a diferentes topologias de máquinas. Nesse contexto, destaca-se a necessidade de desenvolver uma ferramenta computacional de código aberto direcionada à análise de desempenho de máquinas elétricas, com foco na geração de mapas de eficiência, abrangendo distintas topologias e permitindo a comparação dos resultados com softwares consolidados.

1.3 Objetivo

O objetivo geral desta dissertação é o desenvolvimento de uma ferramenta computacional de código aberto voltada para a análise do desempenho de máquinas elétricas, com ênfase na geração de mapas de eficiência. A partir desse objetivo central, delineiam-se os seguintes objetivos específicos:

- Aplicar ferramentas de código aberto e disponibilizar o modelo proposto para as comunidades acadêmicas e de pesquisa no campo de projeto de máquinas elétricas.
- Determinar as perdas eletromagnéticas de máquinas elétricas e calcular o desempenho para cada ponto de operação;
- Implementar um modelo de elementos finitos para a estimação de parâmetros por meio de análises magnetostáticas.
- Implementar o modelo proposto nesta dissertação e compará-lo com softwares comerciais consolidados na análise de máquinas elétricas para comparar os resultados em diferentes topologias.

1.4 Metodologia

A literatura apresenta diversos modelos para obtenção do mapa de eficiência. As pesquisas realizadas por (SANO et al., 2022; HUYNH; HSIEH, 2018; MAHMOUDI et al., 2017; JUN et al., 2021; STIPETIC et al., 2018; STISCIA et al., 2022; ZHOU et al., 2015; CANDELO-ZULUAGA et al., 2020) apresentam diferentes abordagens para a construção desses mapas.

No trabalho de (SANO et al., 2022), aplica-se um método de elementos finitos fundamentado em tabelas rápidas. Modelos magnetostáticos baseados no método de elementos finitos podem ser observados em (CANDELO-ZULUAGA et al., 2020; HUYNH; HSIEH, 2018). Outras pesquisas exploram o uso de inteligência artificial (STIPETIC et al., 2018), modelos analíticos (ZHOU et al., 2015), técnicas em elementos finitos baseadas em modelos de saturação estável (STISCIA et al., 2022), e métodos de números inteiros para estimativa de perdas (MAHMOUDI et al., 2017).

Conforme discutido por (SANO et al., 2022), (ROSHANDEL et al., 2021) e (MAHMOUDI et al., 2017), os modelos baseados no método de elementos finitos proporcionam resultados com maior exatidão na análise do comportamento eletromagnético de máquinas elétricas, em comparação aos modelos analíticos ou baseados em circuitos equivalentes, mas apresentam um custo computacional elevado. Estudos de (CANDELO-ZULUAGA et al., 2020) e (HUYNH; HSIEH, 2018) aplicam modelos magnetostáticos, que possuem custo computacional inferior aos modelos transientes baseados em elementos finitos.

O modelo proposto nesta dissertação baseia-se nas abordagens implementadas com o pacote PYFEMM (MEEKER, 2021). O PYFEMM é um pacote em Python que permite controlar o software FEMM, automatizando simulações eletromagnéticas e facilitando a criação e análise de modelos geométricos, como máquinas elétricas rotativas e transformadores. O FEMM realiza análises magnetostáticas por meio do método dos elementos finitos para obtenção dos parâmetros eletromagnéticos necessários.

Inicialmente, na etapa de pré-processamento, um modelo em CAD é gerado conforme a topologia da máquina. Em seguida, esse modelo é implementado no software livre FEMM (MEEKER, 2021), o qual realiza o processamento por meio de análises magnetostáticas, determinando a distribuição de campo magnético e torque desenvolvido. Por fim, na fase de pós-processamento, são aplicados modelos matemáticos para a estimativa das perdas, possibilitando assim a construção do mapa de eficiência.

Na Figura 1.3, é apresentado um organograma simplificado para a obtenção do mapa de eficiência, detalhando as fases de pré-processamento, processamento e pós-processamento.

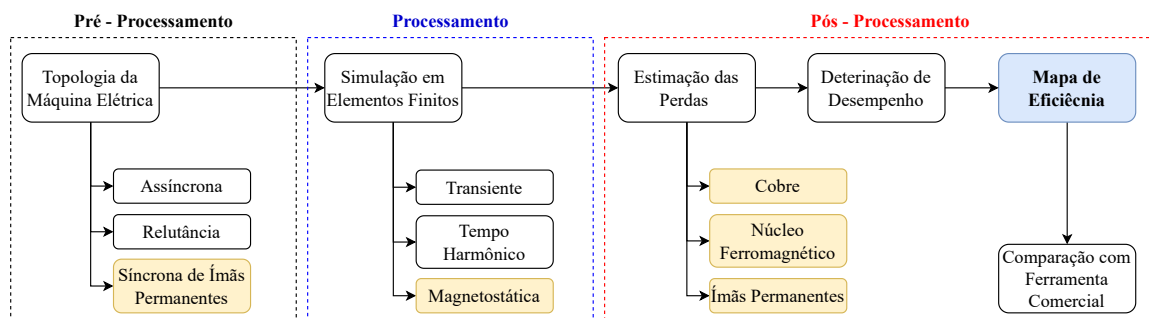


Figura 1.3: Organograma simplificado da metodologia proposta nesta dissertação.

1.5 Organização do Texto

O Capítulo 2 apresenta uma revisão sobre máquinas elétricas a ímãs permanentes, abordando suas principais topologias e aspectos relacionados ao desempenho. Adicionalmente, discute-se o uso de ferramentas computacionais aplicadas à análise de desempenho dessas máquinas. Inicialmente, são exploradas diferentes configurações topológicas. Em seguida, analisa-se o papel dessas máquinas em aplicações voltadas à geração de energia e mobilidade elétrica. Por fim, são apresentados os modelos computacionais empregados na simulação e avaliação do desempenho eletromagnético.

O Capítulo 3 discute a construção do mapa de eficiência de máquinas elétricas, detalhando metodologias para o cálculo da eficiência em máquinas síncronas de ímãs permanentes. Apresenta-se o método de elementos finitos para a estimação dos parâmetros necessários ao cálculo das perdas. O capítulo inclui ainda a implementação do algoritmo, abordando suas etapas e justificativas das metodologias aplicadas.

O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos para distintas topologias de máquinas elétricas, com foco na análise de desempenho de máquinas síncronas com ímãs na superfície e com ímãs permanentes internos. Realiza-se uma análise comparativa das perdas eletromagnéticas entre as topologias, contrastando os resultados obtidos pelo modelo desenvolvido nesta dissertação com aqueles gerados pela ferramenta comercial MotorCAD.

Por fim, o capítulo de conclusões apresenta uma síntese das principais contribuições deste trabalho, ressaltando as limitações identificadas e sugerindo direções para pesquisas futuras que visem aprimorar o modelo proposto neste trabalho.

2 Máquinas Elétricas Síncronas de Ímãs Permanentes

Este capítulo trata das máquinas elétricas síncronas de ímãs permanentes, abordando sua evolução histórica, topologias e aplicações. Também são discutidos os modelos computacionais empregados e os métodos utilizados para análise de desempenho. O objetivo é fornecer uma visão geral para o desenvolvimento de uma ferramenta computacional destinada ao cálculo do mapa de eficiência.

2.1 Topologias e Aplicações

As máquinas elétricas têm desempenhado um papel fundamental no desenvolvimento tecnológico e industrial desde o século XIX. A primeira máquina elétrica foi concebida em 1834 pelo alemão Moritz Jacobi, que aprimorou seu desempenho em 1838, projetando uma máquina com a capacidade de conduzir um barco com cerca de 14 pessoas (ALMEIDA; FONG; FERREIRA, 2024).

No campo dos sistemas de corrente alternada, Nikola Tesla destacou-se como um dos principais inventores de sua época, projetando máquinas trifásicas assíncronas destinadas à implementação de um sistema integrado de geração e transmissão de energia elétrica, o que contribuiu significativamente para a revolução da eletrificação mundial (TESLA, 1887). No mesmo ano, Friedrich August Haselwander desenvolveu as máquinas síncronas trifásicas, que encontraram aplicação principalmente na propulsão de veículos elétricos e robôs (ANDERSON, 2022).

Ao longo do tempo, diversos tipos de máquinas elétricas foram desenvolvidos, impulsionados pelos avanços computacionais e pela evolução das tecnologias aplicadas ao setor. A combinação de novos métodos de design, ferramentas de simulação e o avanço das tecnologias dos materiais permitiram a criação de máquinas mais eficientes. Neste trabalho, as topologias de máquinas elétricas são classificadas em dois grupos principais: máquinas clássicas e máquinas especiais.

Entre as máquinas clássicas, destacam-se os motores de indução assíncronos, largamente empregados no setor industrial, e os geradores síncronos com excitação de campo, frequentemente utilizados em usinas hidrelétricas. Por outro lado, no grupo das máquinas especiais, as máquinas síncronas de ímãs permanentes têm ganhado destaque, especialmente devido à sua aplicação em veículos elétricos. A classificação das máquinas é ilustrada na Figura 2.1, onde as máquinas especiais são evidenciadas por serem o foco deste estudo.

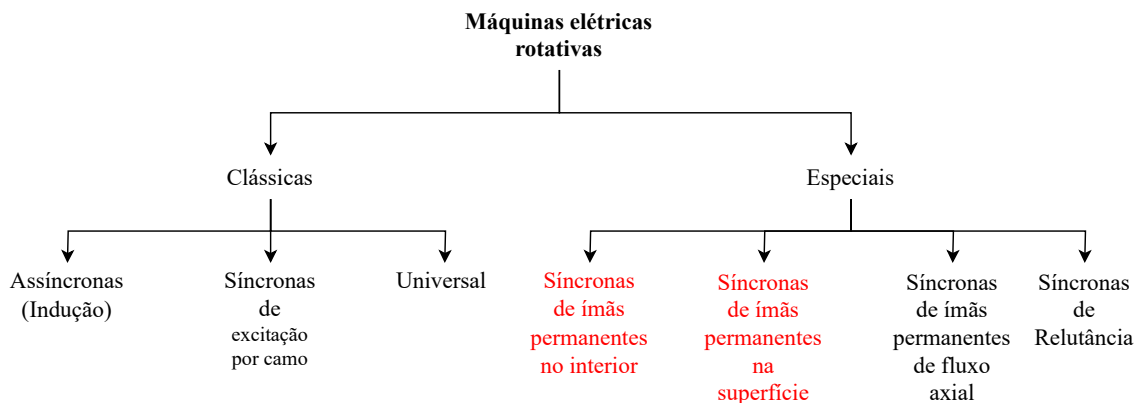


Figura 2.1: Topologia das máquinas elétricas derivada de modelos clássicos e especializados.

As máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP) podem ser projetadas com diferentes tipos de topologias. De forma geral, essas máquinas são classificadas em dois grupos: máquinas síncronas de ímãs permanentes de tipo interno (MSIP-I) e máquinas síncronas de ímãs permanentes de tipo superficial (MSIP-S). A principal diferença entre esses dois modelos está na posição dos ímãs permanentes. As MSIP-S possuem os ímãs na parte externa do rotor e são consideradas máquinas de polos lisos, enquanto as MSIP-I possuem os ímãs fixados na parte interna, sendo classificadas como máquinas de polos salientes.

O torque em MSIP é resultado da combinação entre o componente magnético e o de relutância. O torque magnético resulta da interação entre o campo gerado pelas correntes nos enrolamentos do estator e o campo dos ímãs permanentes no rotor. Já o torque de relutância surge da tendência de o rotor se alinhar ao campo do estator para minimizar a relutância magnética, sendo mais relevante em topologias com saliência no rotor, como as MSIP-I (HAYES; GOODARZI, 2018; EMADI, 2014).

MSIP-S, os ímãs são montados externamente no rotor, resultando em baixa saliência e torque de relutância desprezível. Contudo, essa configuração limita a operação

em altas velocidades devido à resistência mecânica insuficiente dos ímãs para suportar forças centrífugas significativas (EMADI, 2014). Já nas MSIP-I, os ímãs são embutidos no rotor, permitindo a geração tanto de torque magnético quanto de relutância. Essa combinação resulta em maior densidade de torque (HAYES; GOODARZI, 2018).

Na Figura 2.2, é ilustrado as geometrias de uma máquina síncrona de ímãs permanentes superficiais e uma máquina síncrona de ímãs permanentes internos.

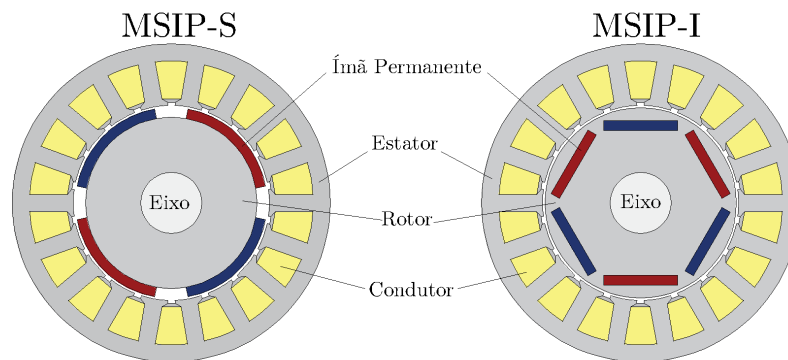


Figura 2.2: Topologia de uma MSIP, mostrando a configuração de ímãs permanentes fixados na superfície externa do rotor (MSIP-S) e no interior do rotor (MSIP-I).

2.1.1 Principais Tendencias

O mercado global de máquinas de ímãs permanentes está estimado em R\$ 145 bilhões para 2024, com previsão de crescimento para R\$ 283 bilhões até 2031 (SPHERICAL INSIGHTS, 2023).

A crescente utilização das máquinas de ímãs permanentes é impulsionada pela demanda por sistemas mais eficientes e pela necessidade de redução nas emissões. As máquinas síncronas de ímãs permanentes destacam-se por sua elevada relação torque/massa e alta densidade de potência, características que as tornam particularmente atrativas para aplicações em sistemas de propulsão elétrica veicular (SPHERICAL INSIGHTS, 2023).

O setor de energia renovável é outro importante impulsionador do mercado de MSIP. Essas máquinas são extensivamente utilizadas em sistemas de geração de energia, devido à sua alta eficiência e confiabilidade. Abaixo, são apresentados alguns exemplos de aplicações dessas máquinas.

- Em 2005, projetou-se um gerador síncrono de ímãs permanentes (MSIP) de 16 MW, com redução de até sete vezes no volume e dez vezes na massa em relação a sistemas com rotor enrolado (RUCKER; KIRTLEY; MCCOY, 2005).
- MSIP destacam-se em aplicações espaciais por sua longa vida útil, alta relação torque-corrente, elevada densidade de potência, eficiência, confiabilidade e excelente aceleração (COLAK; CETINKAYA, 2024).
- Largamente empregadas na tração elétrica veicular, as MSIP oferecem maior eficiência e densidade de potência, resultando em melhor desempenho e autonomia comparadas às máquinas de indução (YANG et al., 2015).

A Tabela 2.1 evidencia a predominância das máquinas síncronas de ímãs permanentes em comparação às máquinas de indução. Dentre os 11 modelos de veículos elétricos analisados, observa-se que apenas dois empregam máquinas de indução, destacando a preferência pelo uso das máquinas síncronas de ímãs permanentes.

Tabela 2.1: Modelos de carros elétricos, tipos de máquina elétrica utilizadas para propulsão e respectivos anos de fabricação. A última coluna indica se o veículo possui *All-Wheel Drive* (AWD), ou seja, tração integral nas quatro rodas.

Modelo do Carro	Tipo de Máquina	Ano	AWD
BMW i3 (BMW, 2013)	MSIP	2013	Não
Audi A3 e-tron (AUDI, 2014)	MSIP	2014	Não
Prius IV (TOYOTA, 2015)	MSIP	2015	Não
BMW 225xe (BMW, 2015)	MSIP	2015	Sim
Jaguar I-Pace (JAGUAR, 2018)	MSIP	2018	Sim
Audi e-tron (AUDI., 2019)	Indução	2019	Sim
Tesla Model 3 (TESLA, 2017)	MSIP	2017	Sim
Chevy Bolt EV (CHEVROLET, 2023)	MSIP	2023	Não
Prius III (TOYOTA, 2024)	MSIP	2024	Sim
Nissan Leaf (NISSAN, 2025)	MSIP	2025	Não
Tesla Model S (TESLA, 2025)	Indução	2025	Sim

No contexto apresentado, as MSIP são amplamente preferidas em aplicações que exigem alto desempenho, baixa massa, alta densidade de potência e outras características específicas. Entretanto, o desenvolvimento dessas máquinas para atender a tais demandas apresenta um desafio considerável, uma vez que suas topologias não permitem simplificações nos cálculos de campo (PYRHONEN, 2013).

2.2 Modelo Computacional

Diversas abordagens podem ser empregadas na modelagem computacional de máquinas elétricas. Dentre elas, destaca-se a representação por meio de circuitos equivalentes magnéticos e o método de elementos finitos (NOVOTNY; LIPO, 1996; BIANCHI, 2017). Os circuitos equivalentes são desenvolvidos a partir de elementos que descrevem o comportamento eletromagnético dessas máquinas utilizando parâmetros concentrados (NOVOTNY; LIPO, 1996). Conforme destacado em (SONG; JO; KIM, 2021), o método de circuitos equivalentes é uma abordagem para projetos de máquinas elétricas simples, entretanto, apresenta limitações na determinação da distribuição de fluxo magnético.

Máquinas síncronas de ímãs permanentes geralmente possuem entreferros não uniformes e rotores com geometrias irregulares, o que dificulta sua modelagem utilizando circuitos equivalentes (SONG; JO; KIM, 2021). Para representar o comportamento magnético dessas máquinas por meio de circuitos equivalentes, é necessário recorrer a modelos complementares que considerem fenômenos como a distribuição do fluxo de dispersão e os efeitos de saturação magnética (LIU et al., 2017). Portanto, o MEF é uma alternativa atrativa para a modelagem de MSIP.

2.2.1 Método de Elementos Finitos

O método dos elementos finitos (MEF) é uma técnica numérica amplamente utilizada na resolução de problemas eletromagnéticos (ANTUNES; BASTOS; SADOWSKI, 2004; RUUSKANEN et al., 2014; BIANCHI, 2017; HUYNH; HSIEH, 2018; ABDELWAHED et al., 2023). Essa metodologia possibilita uma análise detalhada do comportamento eletromagnético de máquinas elétricas, considerando fenômenos como fluxo de dispersão, saturação magnética e efeitos harmônicos espaciais, entre outros (LIU et al., 2017). Para sua aplicação, o domínio de análise é subdividido em pequenas regiões denominadas elementos finitos, nas quais as equações de campo são resolvidas localmente. Posteriormente, as soluções desses subdomínios são combinadas, permitindo a representação e a solução completa do problema (BIANCHI, 2017). A Figura 2.3 exemplifica um modelo geral para simulações utilizando o método dos elementos finitos.

Na literatura, observa-se a utilização do MEF para a análise de MSIP, sendo que, como principal vantagem, é destacada a precisão desse método e sua capacidade de

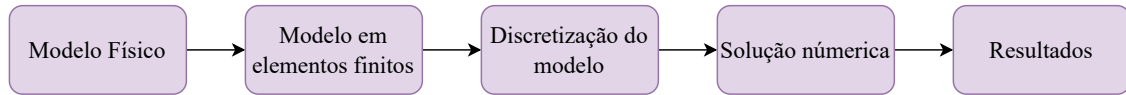


Figura 2.3: Fluxograma básico do funcionamento do MEF.

lidar com sistemas complexos. Wang *et al.* (WANG et al., 2010) apresentam o projeto de um novo rotor para uma máquina síncrona de ímãs permanentes de alta eficiência, utilizando o método de elementos finitos para modelar a máquina. Os autores destacam a necessidade de utilizar elementos finitos devido a complexidade do modelo. Por outro lado, a aplicação do MEF enfrenta o grande desafio do elevado custo computacional (SANO et al., 2022). Para mitigar esse problema, diversas estratégias têm sido propostas, como, por exemplo, a utilização de modelos magnetostáticos e a otimização da densidade da malha (HUYNH; HSIEH, 2018; CANDELO-ZULUAGA et al., 2020; MEEKER, 2018a).

Modelos magnetostáticos baseados no método de elementos finitos têm sido amplamente utilizados para reduzir o custo computacional em simulações eletromagnéticas, especialmente em máquinas elétricas rotativas (RUUSKANEN et al., 2014; CANDELO-ZULUAGA et al., 2020). Tais modelos, por serem invariantes no tempo, demandam menor capacidade de processamento quando comparados a modelos transientes, embora apresentem precisão inferior frente a dados experimentais (SANO et al., 2022; HUYNH; HSIEH, 2018). Embora os métodos experimentais forneçam a estimativa mais precisa da eficiência, sua utilização requer a construção física do protótipo, o que implica em elevados custos e limitações durante as fases iniciais do projeto. Nesse contexto, a utilização de simulações via elementos finitos para estimativa da eficiência representa uma alternativa viável. Estratégias complementares, como a aplicação de simetria geométrica, também contribuem para a diminuição do número de elementos na malha, otimizando ainda mais os recursos computacionais (MEEKER, 2018b).

2.3 Evolução do Desempenho

O desenvolvimento das máquinas síncronas de ímãs permanentes (IP) está diretamente associado à evolução dos materiais magnéticos. A primeira proposta nesse sentido surgiu em 1955, quando F. W. Merrill utilizou ímãs de ferrite e ligas alcalinas. Entretanto, a baixa eficiência e a suscetibilidade à desmagnetização limitaram sua viabilidade comercial (UGALE; CHAUDHARI; PRAMANIK, 2014). Somente em 1982,

com o advento dos ímãs de Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB), foi desenvolvida uma máquina síncrona de 45 kW com alto desempenho (RAHMAN, 2012).

O avanço dessas máquinas está diretamente ligado à capacidade energética dos ímãs permanentes. Durante o século XX, a busca por materiais de maior densidade de energia impulsionou inovações na área. Na década de 1950, os ímãs de ferrita, como a ferrita de bário, destacaram-se com um produto energético máximo (BH_{max}) entre 8 e 32 kJ/m³. Nos anos 1960, os ímãs de terras raras representaram um salto tecnológico, culminando na década de 1980 com o desenvolvimento do NdFeB, cujo BH_{max} inicial de 111 kJ/m³ evoluiu para até 477 kJ/m³, consolidando-se como o material magnético mais eficiente disponível (RAHMAN, 2012).

Além do aprimoramento dos materiais magnéticos, diversos fatores têm contribuído para a otimização do desempenho das máquinas de IP. A melhoria na qualidade dos materiais ferromagnéticos, a otimização da geometria e da distribuição dos enrolamentos, a aplicação de métodos avançados de controle e o uso de ferramentas computacionais sofisticadas para a análise eletromagnética têm sido essenciais para alcançar altos níveis de eficiência (UGALE; CHAUDHARI; PRAMANIK, 2014).

2.3.1 Ferramentas Computacionais

No século XIX, o desenvolvimento de máquinas elétricas dependia exclusivamente de cálculos manuais, baseados nas equações fundamentais do eletromagnetismo, como as equações de Maxwell. A avaliação do desempenho só era possível após a construção física do modelo, exigindo a fabricação de múltiplas unidades para validação do projeto (TESLA, 1887).

A partir da década de 1960, com o avanço dos computadores digitais, surgiram as primeiras ferramentas computacionais para a otimização do desempenho eletromagnético, revolucionando o projeto e a simulação de máquinas elétricas (SOUZA et al., 2022).

A Figura 2.4 apresenta a relação entre a evolução do desempenho das máquinas elétricas e os avanços na tecnologia computacional

Com o aumento do número de transistores, os computadores tornam-se mais poderosos, especialmente com técnicas como processamento paralelo, o que impulsiona o aprimoramento de ferramentas para análise de máquinas elétricas rotativas (LI, 2012). Isso possibilita a criação de modelos computacionais eficientes para problemas complexos.

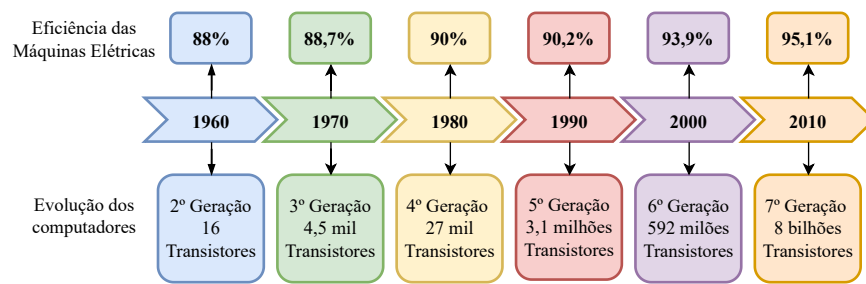


Figura 2.4: Relação entre o desempenho de máquinas elétricas e a evolução dos computadores (WEG, 2020; COMPUTER HISTORY MUSEUM, 2024).

Chan et al. (CHAN; CHAU, 1991) destacam que os avanços em métodos computacionais, como o método de elementos finitos, contribuíram significativamente para o desenvolvimento de máquinas elétricas mais eficientes, permitindo modelar campos magnéticos e otimizar o desempenho eletromagnético.

Atualmente, softwares comerciais, como Ansys MotorCAD, Ansys Maxwell e JMAG, destacam-se pela interface amigável, suporte técnico especializado e bibliotecas extensas, sendo amplamente utilizados na indústria (ANSYS, 2024; JMAG, 2024). Esses ambientes consolidados são reconhecidos por sua robustez e confiabilidade, sendo frequentemente empregados na análise de máquinas rotativas, inclusive na avaliação de desempenho por meio de mapas de eficiência gerados com o método de elementos finitos (ROSHANDEL et al., 2021). Em contraste, ferramentas de livres, como FEMM e de código aberto, como o PYLEECAN, têm ganhado espaço em pesquisas acadêmicas por permitirem maior flexibilidade na personalização de modelos e na adição de funcionalidades específicas (MEEKER, 2017; EOMYS, 2024).

2.3.2 Análise de Desempenho

Os mapas de eficiência (ME) são amplamente utilizados na análise do desempenho de máquinas elétricas, proporcionando uma avaliação detalhada em diversas condições operacionais. Essa abordagem permite otimizar as características da máquina, aprimorando sua eficiência (RIES; WALTRICH; VACCARI, 2024; SANO et al., 2022; ROSHANDEL et al., 2021; MAHMOUDI et al., 2017; CANDELO-ZULUAGA et al., 2020; HUYNH; HSIEH, 2018; STIPETIC et al., 2018; STISCIA et al., 2022).

Diversos autores têm proposto metodologias para a construção de mapas de eficiência de máquinas elétricas, utilizando modelos baseados em elementos finitos, abor-

dagens numérico-analíticas ou técnicas híbridas, frequentemente validadas por meio de medições experimentais (SANO et al., 2022; ROSHANDEL et al., 2021; HRUSKA; DVO-RAK, 2016; BRUNE et al., 2012; STIPETIC et al., 2018; BOJOI et al., 2016; MAH-MOUDI et al., 2017; BRUNE et al., 2012). De modo geral, tais modelos buscam um compromisso entre precisão e custo computacional, sendo otimizados para aplicações específicas. No entanto, observa-se que esses modelos computacionais desenvolvidos não são disponibilizados de forma aberta, o que compromete a reprodutibilidade dos resultados e limita o acesso por parte da comunidade científica. Nesse contexto, metodologias fundamentadas em ferramentas de código aberto têm ganhado relevância por oferecerem maior acessibilidade, transparência e flexibilidade na personalização dos modelos.

Alguns estudos têm explorado o uso de ferramentas de código aberto para o projeto e análise de máquinas elétricas, com foco em aspectos como torque, tensão induzida e parâmetros geométricos (ADAMO, 2018; OCHOA; JHA, 2020; LUPU et al., 2021; ANDRADE et al., 2019). Apesar de contribuírem para o avanço da acessibilidade e no desenvolvimento de modelos eletromagnéticos de máquinas elétricas, essas abordagens não incluem, em sua maioria, a estimativa de perdas ou a geração de mapas de eficiência.

O software de código aberto PYLEECAN desenvolveu um modelo voltado para a análise de desempenho de máquinas elétricas, abrangendo a determinação das perdas e a geração do mapa de eficiência (EOMYS, 2024). Contudo, o modelo disponibilizado apresenta lacunas em relação à validação para diferentes topologias, à utilização de outras ferramentas computacionais e à validação experimental. Por outro lado, o software FEMM oferece um modelo de perdas baseado em elementos finitos para MSIP-S, mas também carece de validação e não gera o mapa de eficiência (MEEKER, 2017).

A Tabela 2.2 apresenta um resumo das ferramentas computacionais utilizadas na análise de máquinas elétricas, destacando se são livres, de código aberto, de acesso restrito ou comerciais. Além disso, a tabela indica a capacidade de cada ferramenta para gerar mapas de eficiência e o método adotado em sua implementação.

Referência	Modelo Computacional	Mapa de Eficiência	Método
Sano et al. (SANO et al., 2022)	Restrito	Sim	MEF
Hruska et al. (HRUSKA; DVORAK, 2016)	Restrito	Sim	Circuito equivalente
Brune et al. (BRUNE et al., 2012)	Restrito	Sim	MEF e Experimental
Stipetić e Goss (STIPETIC et al., 2018)	Restrito	Sim	Escalonável e MEF
Bojoi et al. (BOJOI et al., 2016)	Restrito	Sim	Experimental
Mahmoudi et al. (MAHMOUDI et al., 2017)	Restrito	Sim	Analítico, MEF e Experimental
MotorCAD (ANSYS, 2024)	Comercial	Sim	MEF e Analítico
Ansys Maxwell (ANSYS, INC., n.d.)	Comercial	Sim	MEF e Analítico
JMAG (JMAG, 2024)	Comercial	Sim	MEF e Analítico
Adamo et al. (ADAMO, 2018)	Código Aberto	Não	MEF
Ochoa et al. (OCHOA; JHA, 2020)	Código Aberto	Não	MEF
Lupu et al. (LUPU et al., 2021)	Código Aberto	Não	MEF
Andrade et al. (ANDRADE et al., 2019)	Código Aberto	Não	MEF
PYLEECAN (EOMYS, 2024)	Código Aberto	Não	MEF e Analítico
PeMSyn (ANDRADE et al., 2019)	Código Aberto	Não	MEF e Analítico
FEMM (MEEKER, 2017)	Livre	Não	MEF e Analítico

Tabela 2.2: Resumo dos modelos disponíveis na literatura para estimação do mapa de eficiência.

Ferramentas de código aberto têm se mostrado alternativas viáveis na análise de desempenho de máquinas elétricas em contextos acadêmicos, promovendo acessibilidade, reprodutibilidade e inovação colaborativa. No entanto, ainda enfrentam limitações como interfaces pouco intuitivas, exigência de conhecimento técnico, suporte restrito e ausência de validação abrangente dos modelos. Já softwares comerciais como o MotorCAD e o JMAG, embora robustos, são frequentemente inviáveis para instituições com recursos limitados.

Neste cenário, ferramentas de código aberto despontam como base promissora para o desenvolvimento de plataformas personalizadas voltadas à análise eletromagnética. Ambientes validados e adaptáveis podem suprir lacunas técnicas e estimular redes colaborativas entre instituições, promovendo avanços metodológicos, maior disseminação do conhecimento e soluções mais sustentáveis em engenharia.

2.4 Conclusões

Neste capítulo, foi realizada uma breve revisão sobre as máquinas elétricas síncronas de ímãs permanentes, com ênfase na análise de desempenho. O objetivo foi apresentar a evolução de desempenho e os modelos utilizados para estimar o mapa de

eficiência dessas máquinas. Para tanto, foram discutidos trabalhos que abordam diferentes metodologias aplicadas ao cálculo do mapa de eficiência. Vale ressaltar que, embora muitos desses estudos determinem o referido mapa, nenhum deles oferece uma solução completa de um modelo computacional em código aberto.

Os trabalhos apresentados nas ferramentas FEMM e PYLEECAN abordam a análise de perdas e desempenho em máquinas elétricas. No entanto, ainda há uma lacuna significativa no desenvolvimento do mapa de eficiência e na validação dos resultados obtidos, conforme discutido. Nesse contexto, a proposta de um modelo computacional de código aberto para o cálculo das perdas e a determinação do mapa de eficiência ao longo de uma ampla faixa de operação, com o intuito de complementar as ferramentas existentes, configura-se como uma contribuição relevante, alinhada aos objetivos deste trabalho.

3 Mapa de Eficiência

No desenvolvimento de mapas de eficiência, é essencial determinar as perdas em uma ampla faixa de operação. Para isso, é necessário compreender e aplicar modelos de perdas em máquinas elétricas, bem como elaborar um modelo de acionamento que permita avaliar a máquina em diferentes pontos operacionais. Este capítulo descreve a metodologia adotada para a construção do mapa de eficiência, abordando os modelos de perdas utilizados, o modelo matemático para a simulação de uma MSIP, a aplicação do método de elementos finitos, o algoritmo do modelo proposto, apresentado por meio de um fluxograma e, por fim, são apresentadas as diferenças entre o modelo desenvolvido e outras ferramentas computacionais que serão usadas para comparações, destacando as principais divergências entre elas.

3.1 Cálculo do Mapa de Eficiência

Máquinas elétricas rotativas desempenham funções como geradores, convertendo energia mecânica em elétrica, ou como motores, transformando energia elétrica em mecânica. Durante o processo de conversão, parte da energia é dissipada na forma de calor, o que impacta diretamente o desempenho do sistema (EMADI, 2014). Uma forma de representar esse desempenho é por meio de mapas de eficiência.

Através dos mapas de eficiência, o desempenho de máquinas elétricas é representado graficamente. Conforme apresentado na Equação 3.1, a eficiência (η) da máquina é definida como a razão entre a potência de saída ($P_{saída}$) e a potência de entrada ($P_{entrada}$). Essa relação também pode ser expressa em função do torque (T), velocidade (ω) e as perdas totais (P_t) em cada ponto da região de operação da máquina, conforme indicado na Equação 3.2.

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} \quad (3.1)$$

$$\eta = \frac{T\omega}{T\omega + P_t(T, \omega)} \quad (3.2)$$

A eficiência de uma máquina elétrica é calculada com base em um ponto de operação previamente definido. Para isso, é estabelecida uma ampla faixa operacional de torque e velocidade, determinando-se as perdas totais associadas para, em seguida, avaliar o desempenho da máquina. Na Figura 3.1a, é ilustrado a região operacional da máquina considerando a relação entre torque e velocidade, enquanto na Figura 3.1b é apresentado a eficiência obtida em função das perdas totais correspondentes a cada ponto de operação.

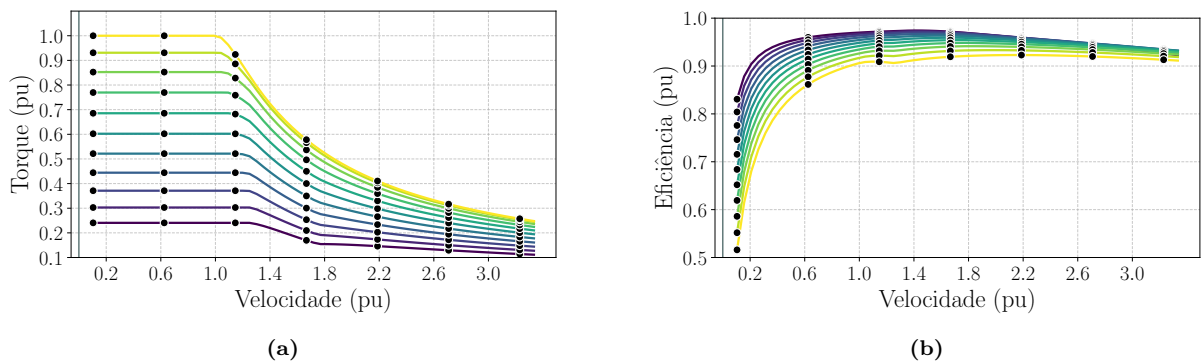


Figura 3.1: Curvas (a) Torque x Velocidade. (b) Eficiência x Velocidade.

Como ilustrado na Figura 3.1, cada ponto no plano torque e velocidade corresponde a um valor específico de eficiência. Assim, o desempenho da máquina pode variar mesmo sob a mesma velocidade com diferentes torques, ou sob o mesmo torque com diferentes velocidades. Isso dificulta a correlação direta entre os pontos de operação e a eficiência da máquina. Para isso, é comum empregar mapas de eficiência, que representam o comportamento da máquina em diferentes combinações de torque e velocidade. Tais mapas são gerados a partir de uma função tridimensional que relaciona torque, velocidade e eficiência. Uma representação em 3D pode ser observada na Figura 3.2.

Embora a representação em 3D mostre a eficiência em função do torque e da velocidade, sua interpretação pode ser difícil devido à complexidade visual e sobreposição de dados. A avaliação completa do gráfico 3D normalmente requer a rotação para visualização e a análise sob diferentes ângulos de elevação. Para facilitar a análise e a identificação das regiões de desempenho, é comum utilizar mapas de eficiência baseado em isocurva, que representa a função tridimensional por meio de um gráfico bidimensional.

Na Figura 3.3 é apresentado mapas bidimensionais de eficiência de uma máquina síncrona de ímã permanente, em função do torque e da velocidade. A Figura 3.3a

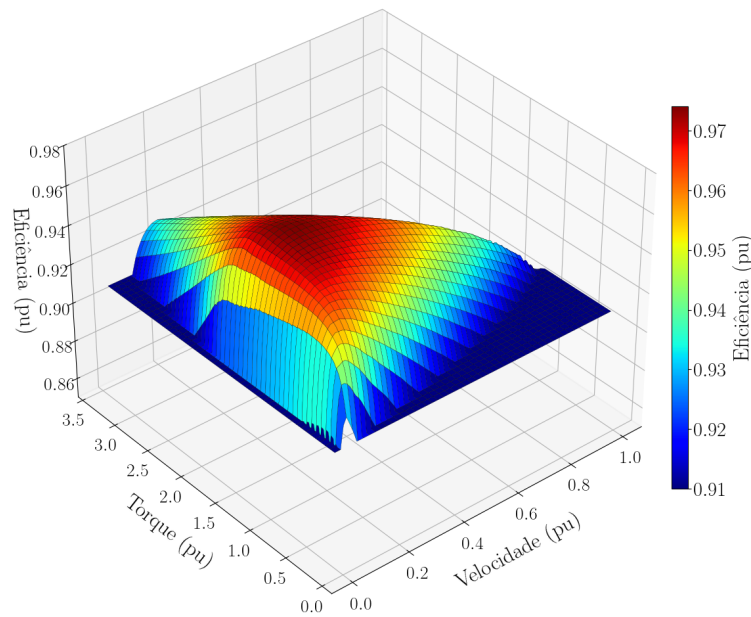


Figura 3.2: Mapa de eficiência de uma MSIP em 3D.

evidencia as regiões de torque constante, à esquerda, e de potência constante, no canto superior direito, associada ao regime de enfraquecimento de campo. Por sua vez, na Figura 3.3b destaca pontos operacionais específicos com diferentes níveis de eficiência. Essa forma de representação permite uma visualização clara do desempenho energético da máquina ao longo de toda a faixa de operação.

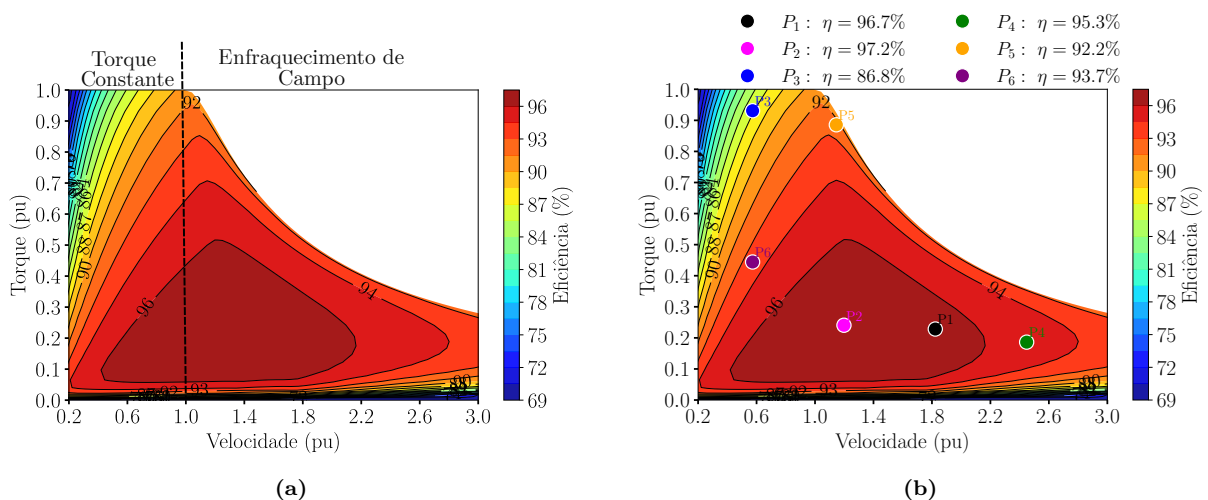


Figura 3.3: Mapas de eficiência de uma máquina síncrona de ímã permanente: (a) regiões de torque constante e enfraquecimento de campo; (b) pontos operacionais com diferentes níveis de eficiência.

Conforme observado na figura anterior, a eficiência apresenta comportamentos distintos em cada região de operação, o que se deve à variação das perdas totais envolvidas. Para a determinação dessas perdas, é necessário empregar técnicas de análise capazes

de medir ou estimar os parâmetros fundamentais para o seu cálculo. Na literatura, são encontrados modelos baseados em circuitos equivalentes, modelos analíticos, métodos experimentais e simulações por elementos finitos (BOJOI et al., 2016; CANDELO-ZULUAGA et al., 2020; HRUSKA; DVORAK, 2016; MAHMOUDI et al., 2015).

- **Circuito Equivalente:** O mapa de eficiência de uma máquina elétrica pode ser estimado por meio de modelos baseados em circuitos equivalentes, os quais representam seu comportamento eletromagnético a partir de grandezas elétricas agregadas. Esses modelos possibilitam a análise de fenômenos como a distribuição da força magnetomotriz, o fluxo concatenado nas bobinas e os efeitos da saturação magnética no núcleo ferromagnético (HRUSKA; DVORAK, 2016). A simulação é realizada com base em parâmetros previamente identificados, como resistências, indutâncias, corrente e tensão nominais, além da velocidade de operação (STISCIA et al., 2022). A partir dessas informações, as perdas são estimadas em diferentes condições operacionais, permitindo o cálculo da eficiência. Esse tipo de modelo é frequentemente empregado em fases iniciais de projeto, devido à sua simplicidade de implementação e baixo custo computacional. No entanto, sua assertividade é limitada devido algumas simplificações, como a saturação magnética e a relutância variável no entreferro. A inclusão desses efeitos aumenta significativamente a complexidade e o custo computacional do modelo.
- **Método Analítico:** Modelos analíticos estimam o mapa de eficiência de uma máquina elétrica com base em expressões matemáticas que relacionam grandezas operacionais como torque, velocidade e corrente. No trabalho de Mahmoudi et al. (MAHMOUDI et al., 2015), as perdas são modeladas como funções exponenciais dessas variáveis, sendo as perdas no cobre (P_c), em regimes de baixo torque e alta corrente, representadas por $P_c = T^m \omega^n$, com expoentes $m = 2$ e $n = 1$. Como o torque é proporcional à corrente, conclui-se que, em condições de baixo regime dinâmico e elevada carga, as perdas resistivas são predominantes. Por outro lado, Li et al. (LI; CUI et al., 2018) propõem um modelo baseado nas condições nominais da máquina, no qual as perdas são calculadas em um ponto de operação específico e, posteriormente, extrapoladas para demais condições de funcionamento. A principal vantagem dos métodos analíticos está na rapidez de implementação e na possibilidade de aplicação a diferentes topologias com baixo custo computacional.

No entanto, sua assertividade é limitada, pois esses modelos geralmente desconsideram efeitos geométricos e características dos materiais da máquina, comprometendo a fidelidade frente aos fenômenos reais.

- **Método Experimental:** A construção de mapas de eficiência por meio de métodos experimentais requer a aplicação de procedimentos específicos e o uso de instrumentos apropriados para avaliar o desempenho de máquinas elétricas em diferentes condições operacionais. Inicialmente, é preciso configurar o sistema de controle e acionamento, comumente utilizando inversores de frequência, que permitem o ajuste preciso da velocidade e do torque da máquina. Essa configuração possibilita a definição do ponto de operação da máquina. Em seguida, utilizam-se equipamentos como analisadores de energia, que são indispensáveis para medir parâmetros elétricos fundamentais, como tensão, corrente e potência. Para a medição de torque e velocidade, empregam-se sensores de torque e tacômetros, possibilitando a determinação da eficiência da máquina em cada condição de operação proposta (NOVAK; NOVAK; NOVAK, 2017).

Para a validação dos resultados obtidos por meio de simulações computacionais, os mapas de eficiência obtidos experimentalmente são amplamente utilizados (MAHMOUDI et al., 2015; STIPETIC et al., 2018; CANDELO-ZULUAGA et al., 2020). As discrepâncias entre os resultados experimentais e computacionais são analisadas e utilizadas para aprimorar os modelos computacionais, visando otimizar a precisão dos resultados.

No método experimental, a realização de ensaios em uma ampla faixa operacional e a coleta de dados para estimar a eficiência requerem um longo tempo de teste. Além disso, esse método só pode ser aplicado após a construção física da máquina, limitando a otimização durante a fase de projeto (ROSHANDEL et al., 2021).

- **Método de Elementos Finitos:** O método de elementos finitos consiste na construção de um modelo computacional detalhado da máquina elétrica, estruturado em três etapas principais. Na fase de pré-processamento, são definidas a geometria da máquina, as propriedades dos materiais, a malha de discretização e as condições de contorno. Em seguida, durante o processamento, resolvem-se as equações de Maxwell no domínio magnetostático, obtendo-se o potencial vetor magnético. Por

fim, na etapa de pós-processamento, estimam-se grandezas relevantes, como indutâncias, fluxo concatenado, densidade de corrente, distribuição do fluxo magnético, torque eletromagnético e perdas. Com base nesses resultados, é possível calcular o desempenho da máquina e gerar seu mapa de eficiência (HUYNH; HSIEH, 2018; CANDELO-ZULUAGA et al., 2020). Esse método apresenta elevada assertividade em relação a modelos experimentais, pois considera diretamente os efeitos físicos e geométricos complexos da máquina. No entanto, seu custo computacional é significativamente mais alto quando comparado aos métodos analíticos e aos modelos baseados em circuitos equivalentes.

Para mitigar o tempo de simulação, utiliza-se frequentemente análise magnetostática, que, ao assumir regime estacionário, elimina a necessidade de resolver variações temporais, reduzindo com o custo computacional.

Na literatura, destacam-se dois métodos para construção do mapa de eficiência via MEF:

1. **Método Direto:** Calcula as perdas eletromagnéticas diretamente durante a simulação por elementos finitos, a partir da solução do potencial vetor magnético para cada ponto operacional (corrente e velocidade). Oferece alta precisão ao representar fielmente os campos magnéticos e perdas, incluindo saturação e histerese. Contudo, apresenta alto custo computacional devido ao número elevado de simulações necessárias (SANO et al., 2022).
2. **Método Indireto:** Realiza as simulações de campo apenas uma vez por ponto, armazenando as variáveis eletromagnéticas. As perdas são posteriormente calculadas em pós-processamento, com modelos analíticos dependentes da frequência. Essa abordagem reduz significativamente o custo computacional e é amplamente adotada em contextos onde se busca um bom equilíbrio entre precisão e desempenho (ROSHANDEL et al., 2021).

Dentre os métodos avaliados, esta dissertação adota o método indireto com base no método de elementos finitos para a construção do mapa de eficiência de uma máquina síncrona de ímã permanente. Essa escolha se justifica pelo equilíbrio entre precisão na estimativa de perdas e esforço computacional. O método de elementos finitos permite

representar o comportamento eletromagnético da máquina com base nas suas características geométricas e propriedades eletromagnéticas dos materiais utilizados. Adicionalmente, a utilização de análises magnetostáticas contribui para a redução significativa do tempo de simulação, sem comprometer a assertividade dos resultados. O método indireto, em especial, destaca-se por permitir a estimativa das perdas após a simulação realizada pela ferramenta de elementos finitos, reduzindo o custo computacional em comparação ao método direto.

3.2 Modelo Proposto

A metodologia adotada para a obtenção do mapa de eficiência neste trabalho é ilustrada na Figura 3.4. Na sequência, descreve-se em detalhes o desenvolvimento e a implementação dessa metodologia, fundamentada na abordagem apresentada.

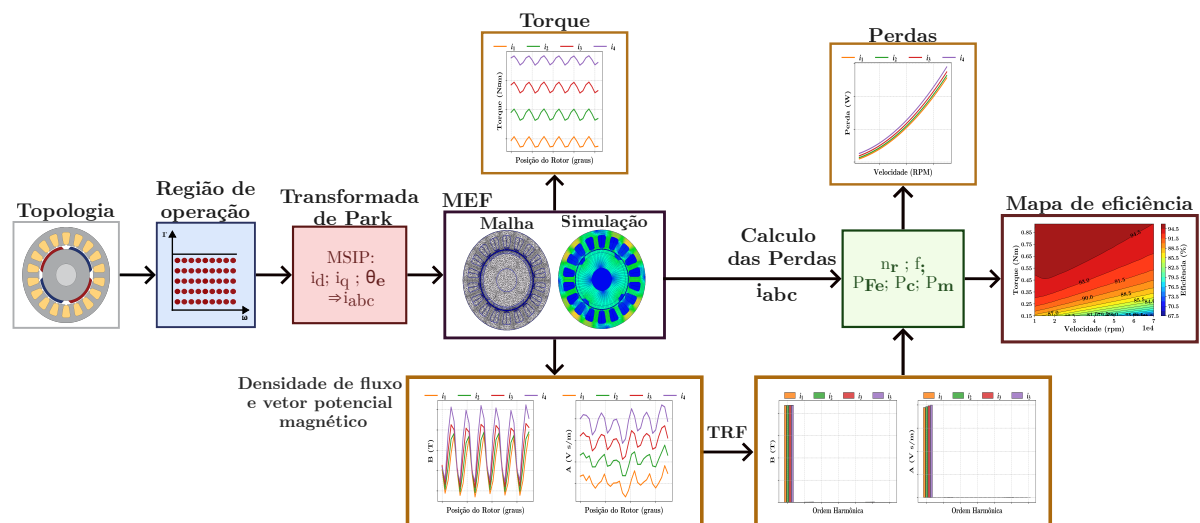


Figura 3.4: Organograma simplificado do processo de extração do mapa de eficiência para o modelo proposto.

- **Definição da topologia da máquina:** O primeiro passo consiste na definição da topologia da máquina elétrica a ser analisada, incluindo a obtenção de dados sobre sua geometria, distribuição dos enrolamentos e materiais utilizados no núcleo, ímãs, eixo e demais componentes. Essas informações são essenciais para a construção do modelo em elementos finitos.

-
- **Determinação da região de operação:** Para simulação é preciso determinar as características operacionais da máquina, assim, dados como, torque, velocidade de operação, corrente nominal são determinadas na fase inicial.
 - **Aplicação da transformada de Park:** Os cálculos para determinar a corrente de entrada são baseados em um modelo no referencial de eixo direto e quadratura (dq). Como a ferramenta de elementos finitos opera com entradas em um sistema trifásico (abc), aplica-se a transformada de Park para converter as correntes i_{dq} em correntes i_{abc} . Para isso, utiliza-se o ângulo elétrico θ_e , que é baseado no ângulo do rotor θ_r . Na simulação, são consideradas diversas magnitudes de corrente de estator i_s e diferentes posições do rotor.
 - **Implementação e simulação do modelo via MEF:** Com base nas informações levantadas nas etapas anteriores, é criado um modelo geométrico da máquina em CAD, que é posteriormente importado para o FEMM (MEEKER, 2021), onde são realizadas a distribuição dos enrolamentos e a definição dos materiais de cada região. o modelo criado é do tipo magnetostático, assim as variações de frequência são negligenciadas para a fase de processamento. Antes da execução da simulação, é essencial estabelecer as regiões de contorno, definir o método de movimentação do rotor e refinar a malha. Após essas etapas, a simulação é iniciada e as grandezas eletromagnéticas, como densidade de fluxo magnético, potencial vetor magnético e torque desenvolvido, são obtidas para cada elemento da malha. Em seguida, aplica-se a transformada rápida de Fourier (TRF) sobre a densidade de fluxo e o potencial vetor magnético, decompondo o sinal periódico não senoidal no espaço em componentes harmônicas, o que permite o cálculo das perdas na etapa seguinte.
 - **Determinação das perdas eletromagnéticas:** Nesta etapa, são calculadas as perdas no núcleo ferromagnético (P_{Fe}), abrangendo as perdas por histerese, correntes parasitas e perdas por excesso. Além disso, são estimadas as perdas no cobre (P_c), decorrentes do efeito Joule e do efeito de proximidade, bem como as perdas magnéticas (P_m) nos ímãs permanentes. A estimativa dessas perdas ocorre na fase de pós-processamento, por meio de modelos matemáticos que utilizam os parâmetros obtidos na simulação, juntamente com a frequência (f), determinada a partir da velocidade de operação (n_{rpm}) da máquina.

- **Mapa de eficiência:** Por fim, o desempenho da máquina é determinado por meio da relação entre potência de saída e entrada, e a análise da eficiência é realizada em cada ponto de operação. Os resultados obtidos são apresentados por meio de um mapa de eficiência, o qual possibilita uma avaliação detalhada do comportamento da máquina em diferentes condições operacionais.

O modelo proposto não contempla a construção do mapa de eficiência para a região de enfraquecimento de campo, conforme ilustrado na Figura 3.3. Ainda se fazem necessários estudos adicionais para o desenvolvimento de uma abordagem que incorpore essa região. Assim, os resultados obtidos com o modelo proposto são apenas para a fase de torque constante.

3.3 Modelo Matemático de uma MSIP

As máquinas elétricas são constituídas por duas partes principais: estator e rotor, ambos formados por materiais magnéticos. Em MSIP, a corrente elétrica aplicada às bobinas do estator gera um campo eletromagnético, enquanto o rotor, equipado com ímãs permanentes, estabelece o campo magnético. O torque é gerado a partir do alinhamento entre esses campos. Nas MSIP-S, o torque é exclusivamente de origem magnética. Já nas MSIP-I, há contribuição adicional do torque de relutância, associada à variação da relutância magnética ao longo da rotação do rotor. Dessa forma, para uma MSIP, o torque resultante depende da corrente no estator, da intensidade do campo magnético dos ímãs e do ângulo de fase entre a corrente e a posição angular do rotor (HAYES; GOODARZI, 2018).

3.3.1 Referencial dq

Na simulação de máquinas síncronas de ímãs permanentes utilizando modelos magnetostáticos por elementos finitos, as correntes de fase abc e o ângulo de posição do rotor θ_r são comumente adotados como variáveis de entrada. No referencial abc , as equações da máquina apresentam acoplamento entre as fases, o que torna a determinação de grandezas como fluxo magnético, indutâncias e correntes de entrada mais complexa. Por outro lado, ao utilizar o referencial síncrono dq , esse acoplamento é eliminado, pois os eixos direto e de quadratura são ortogonais eletricamente, permitindo a simplificação

das equações matemáticas envolvidas na obtenção dos parâmetros e na definição das correntes de entrada. Essa simplificação decorre da Transformada de Park, a qual projeta as grandezas em um referencial girante sincronizado com o rotor, eliminando as variações temporais das indutâncias e facilitando a modelagem dos fenômenos eletromagnéticos, a análise estacionária da máquina e o processamento dos resultados obtidos por métodos de elementos finitos (NOVOTNY; LIPO, 1996). Costa et al. (COSTA et al., 2020) realizaram uma análise comparativa do controle de corrente do conversor nos referenciais dq e abc por meio de experimentos, demonstrando uma forte correlação entre os resultados obtidos por ambos os métodos. A conversão entre os referenciais abc e dq é realizada por meio da Transformada de Park, descrita na Equação 3.3, a qual permite a análise de sistemas trifásicos projetando as grandezas nos eixos em quadratura dq (NOVOTNY; LIPO, 1996; KRAUSE, 2002).

Essa abordagem considera um sistema de coordenadas dq que gira em sincronismo com a frequência angular do rotor (ω_r), sendo necessário converter o ângulo do rotor (θ_r) no correspondente ângulo elétrico (θ_e) por meio da relação $\theta_e = \frac{p}{2} \cdot \theta_r$, na qual p representa o número de polos da máquina.

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_e) & \text{cos}(\theta_e) \\ \text{sen}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) & \text{cos}\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Para aplicação da transformada de Park, as correntes de referência i_d e i_q são estimadas a partir da corrente do estator i_s e do ângulo de defasagem β . A Figura 3.5 apresenta o diagrama fasorial no referencial síncrono dq , no qual i_s é decomposta em i_d e i_q . O cálculo dessas correntes é realizado conforme as Equações (3.4) e (3.5).

$$i_d = -i_s \text{sen}(\beta) \quad (3.4)$$

$$i_q = i_s \text{cos}(\beta) \quad (3.5)$$

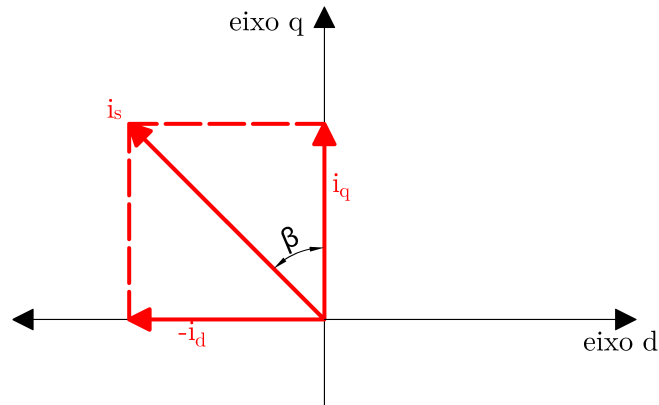


Figura 3.5: Diagrama fasorial das correntes no referencial síncrono dq .

A correta definição do referencial no modelo dq é fundamental para garantir a operação da máquina nos pontos desejados, seja para uma MSIP-S ou uma MSIP-I. A Figura 3.6 apresenta o referencial adotado, no qual o eixo d se alinha ao ímã permanente no rotor, enquanto o eixo q está deslocado de 90° elétricos (KRAUSE, 2002). Na Figura 3.6a, observa-se uma MSIP-S de quatro polos, em que o deslocamento de 90° elétricos equivale a 45° mecânicos. Nessa configuração, o campo do estator se encontra defasado de 90° elétricos em relação ao campo do rotor, condição que resulta no torque máximo. Já para a máquina de seis polos ilustrada na Figura 3.6b, esse mesmo deslocamento corresponde a 30° mecânicos. No caso da MSIP-I, o ângulo que maximiza o torque deve ser determinado, pois depende da contribuição do torque de relutância e o torque magnético.

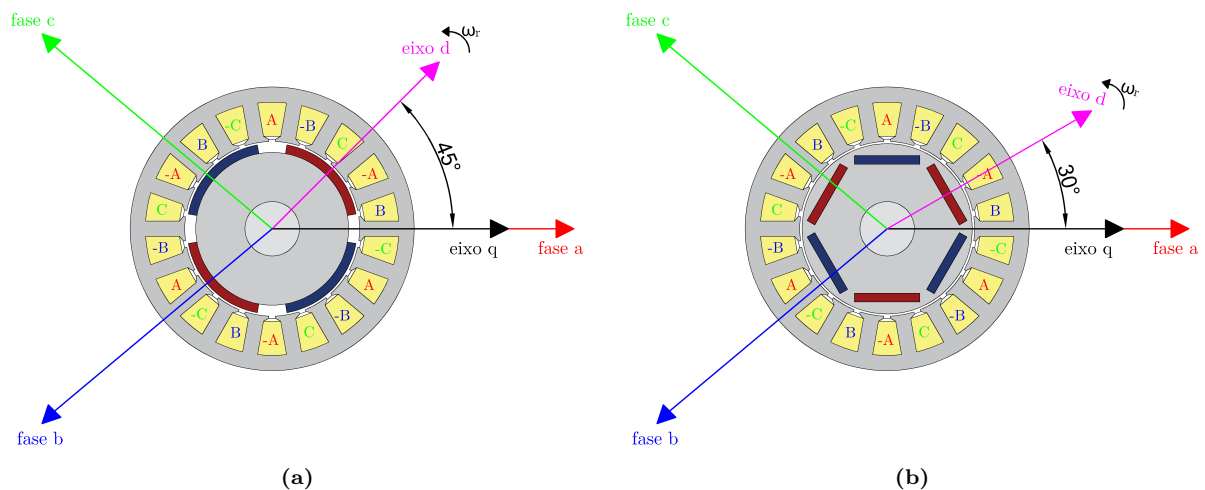


Figura 3.6: Representação do referencial dq para máquinas síncronas de ímãs permanentes. (a) MSIP-S. (b) MSIP-I.

3.3.2 Torque Eletromagnético

Em máquinas síncronas de ímãs permanentes, o torque eletromagnético (T_e) pode ser gerado por dois mecanismos principais: o torque de excitação magnética ou torque magnético (T_m), proveniente da interação entre o campo dos ímãs permanentes e as correntes do estator, e o torque de relutância (T_r), que decorre da diferença entre as indutâncias nos eixos direto e em quadratura, conforme apresentado na equação 3.6.

$$T_e = \frac{3}{2}P \left[\underbrace{\psi_f i_q}_{\text{Torque magnético}} + \underbrace{(L_d - L_q) i_d i_q}_{\text{Torque de relutância}} \right] \quad (3.6)$$

onde p é o número de pares de polos, ψ_f é o fluxo devido ao ímã permanente no eixo d , i_d e i_q são as componentes da corrente nos eixos direto

Máquinas de ímãs permanentes na superfície apresentam saliência desprezível, pois o caminho efetivo dos fluxos ψ_d e ψ_q é semelhante. Como consequência, as indutâncias L_d e L_q assumem valores próximos, o que faz com que o termo $(L_d - L_q)$ seja praticamente nulo. Dessa forma, o torque de relutância se torna desprezível, e o torque total é fornecido predominantemente pelo campo dos ímãs permanentes.

Máquinas de ímãs permanentes na superfície apresentam saliência desprezível, pois o caminho efetivo dos fluxos ψ_d e ψ_q são semelhantes. Como resultado, as indutâncias associadas aos eixos direto L_d e em quadratura L_q têm valores próximos (EMADI, 2014).

Na Figura 3.7, observa-se que o fluxo magnético ψ_d percorre o trajeto composto por ímã, aço e ímã, enquanto o fluxo ψ_q segue pelo caminho ar, aço e ar. Devido à baixa permeabilidade magnética do ímã, que é quase equivalente à do ar, os caminhos efetivos dos fluxos tornam-se semelhantes. Como resultado, as indutâncias L_d e L_q apresentam valores praticamente iguais ($L_d = L_q$), o que faz com que o torque de relutância seja praticamente nulo.

Desprezando o torque de relutância, o torque eletromagnético de uma MSIP-S é equivalente ao torque magnético ($T_e = T_m$). A relação entre essas variáveis é descrita pela Equação 3.7:

$$T_e = \frac{3}{2}P\psi_m i_q \quad (3.7)$$

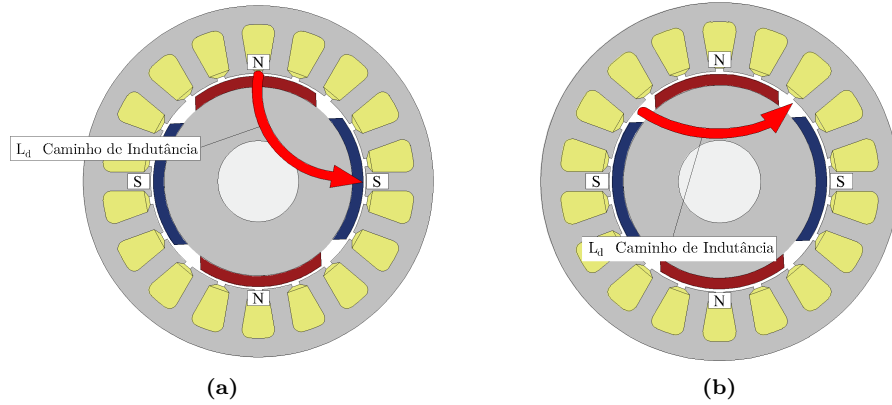


Figura 3.7: Indutância no referencial dq em uma MSIP-S: (a) Caminho da indutância L_d ; (b) Caminho da indutância L_q .

Ao substituir a Equação 3.5 na Equação 3.7, obtém-se uma nova expressão que relaciona o torque desenvolvido pela máquina com o ângulo de fase β :

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_m i_s \sin(\beta) \quad (3.8)$$

A curva característica de torque de uma MSIP-S, em função do ângulo de fase e com a corrente de estator i_s fixa, é apresentada na Figura 3.8. Observa-se que o torque eletromagnético, T_e é igual ao torque magnético, T_m . Considerando o modelo referencial dq adotado neste trabalho, no qual a referência está no eixo q , o torque atinge seu valor máximo para $\beta = 0^\circ$, pois apenas o componente da corrente no eixo q contribui para a geração do torque.

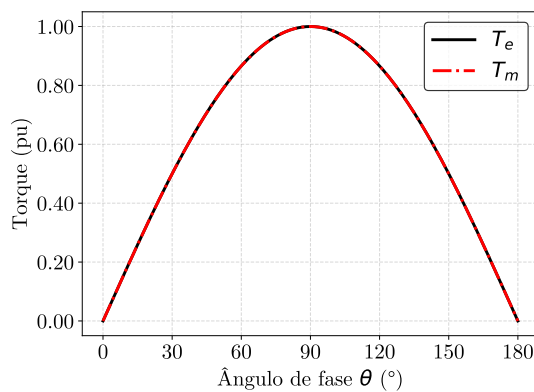


Figura 3.8: Torque eletromagnético versus ângulo do rotor para corrente de estator i_s fixa em uma MSIP-S.

Diferentemente das MSIP-S, as MSIP-I apresentam um rotor saliente. Como ilustrado na Figura 3.9, o caminho percorrido pelo fluxo magnético nessas máquinas resulta em relutâncias diferentes para as indutâncias L_d e L_q . O trajeto correspondente à

indutância L_d atravessa sucessivamente as regiões de aço, ímã, aço, ímã e aço, enquanto o caminho associado à indutância L_q envolve as regiões de ar, aço e ar (EMADI, 2014).

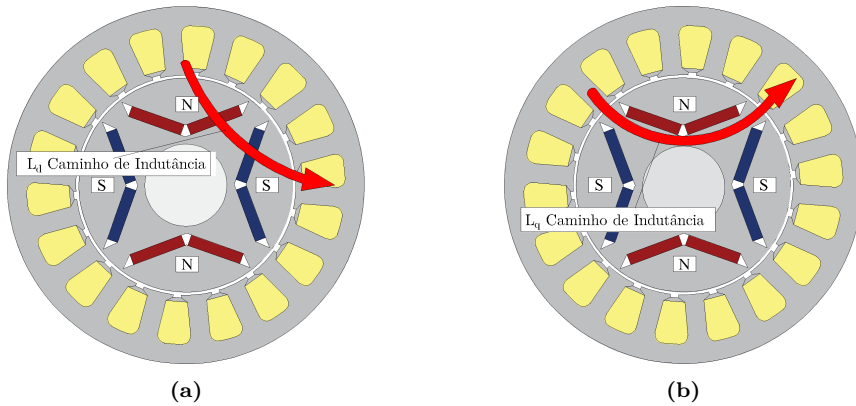


Figura 3.9: Indutância no referencial dq em uma MSIP-I: (a) Caminho da indutância L_d ; (b) Caminho da indutância L_q .

Dessa forma, observa-se que a indutância L_d apresenta valor inferior à indutância L_q ($L_d < L_q$). Tal comportamento indica que o torque de relutância gerado por essas máquinas não pode ser considerado desprezível. Assim, em uma MSIP-I, o torque eletromagnético é composto pela soma do torque T_m e do torque T_r , conforme apresentado na Equação 3.9 (HAYES; GOODARZI, 2018).

$$T_e = T_m + T_r = \frac{3}{2}p\psi_m i_q + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (3.9)$$

Conforme discutido, o torque eletromagnético em uma MSIP-I resulta da soma do torque magnético e do torque de relutância. Para que haja contribuição do torque T_r , a corrente i_d não pode ser nula, diferentemente do que ocorre em uma MSIP-S. Isso pode ser verificado ao substituir as Equações 3.4 e 3.5 na Equação 3.9. A partir das novas Equações 3.10 e 3.11, observa-se que, se i_d for nulo, o torque de relutância também será nulo.

$$T_e = \frac{3}{2}p\psi_m i_s \sin(\beta) + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_s^2 \cos(\beta)\sin(\beta) \quad (3.10)$$

simplificando encontra-se:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_m i_s \sin(\beta) + \frac{1}{2}p(L_d - L_q)i_s^2 \sin(2\beta)) \quad (3.11)$$

Neste contexto, o ângulo β deve ser determinado para maximizar o torque em uma MSIP-I, garantindo a melhor combinação entre o torque de relutância e o torque

magnético para alcançar o maior valor do torque eletromagnético. Por meio do método de elementos finitos, é possível obter a curva característica de torque da máquina e identificar o ângulo correspondente ao torque máximo, de forma análoga à curva característica de torque de uma MSIP-S. No entanto, devido à variação da indutância e do fluxo magnético do ímã em diferentes valores de corrente, o ângulo β deve ser recalculado para cada nova condição.

Na Figura 3.10, nota-se que o torque magnético atinge seu valor máximo em $\beta = 0^\circ$, enquanto o torque de relutância alcança seu pico em $\beta = 45^\circ$. Como resultado da interação entre esses componentes, o torque eletromagnético máximo é obtido para um ângulo de $\beta = 30^\circ$.

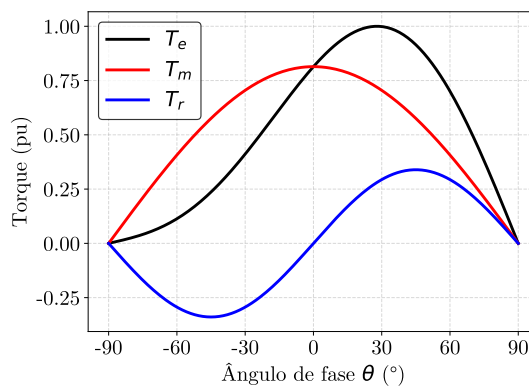


Figura 3.10: Gráficos de torque eletromagnético versus ângulo do rotor para corrente de estator i_s fixa em uma MSIP-I.

3.4 Análise em Elementos Finitos

O método de elementos finitos é uma técnica numérica que divide a geometria da máquina em pequenos elementos discretos, interconectados por nós. Em análises bi-dimensionais, esses elementos geralmente possuem formato triangular. Para a solução de problemas eletromagnéticos, as equações de Maxwell são aplicadas para determinar variáveis como o potencial elétrico e o campo magnético em cada elemento. Essas equações locais são combinadas para formar um sistema global, permitindo que o MEF represente a distribuição do fluxo magnético em máquinas elétricas, por exemplo (MONK, 2003).

Na Figura 3.11 é ilustrada a malha de elementos finitos aplicada à simulação eletromagnética de uma máquina elétrica. Observa-se a discretização em elementos triangulares sobrepostos às linhas de fluxo magnético, representadas pelas curvas coloridas.

Essa abordagem permite estimar a distribuição do campo magnético no entreferro, nos dentes do estator e ao longo das ranhuras, a partir da resolução das equações de Maxwell.

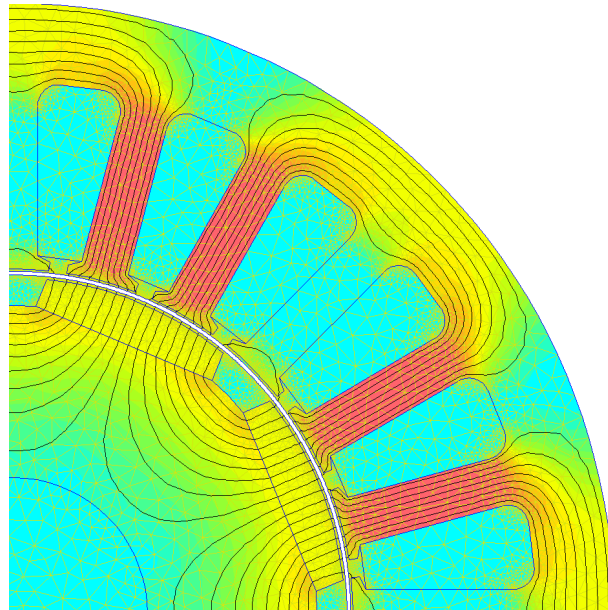


Figura 3.11: Malha de elementos finitos e linhas de fluxo magnético em uma máquina elétrica.

3.4.1 Modelo Magnetostático

O modelo magnetostático por meio do método de elementos finitos é utilizado para a resolução de problemas em condições estacionárias, sendo útil em análises de MSIP, nas quais o campo magnético gerado pelos ímãs permanentes é praticamente estático. O modelo se fundamenta nas equações de Maxwell, mais especificamente em $\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}$, que descreve a criação do campo magnético \mathbf{H} devido à corrente elétrica \mathbf{J} , por meio da forma diferencial da lei de Ampère. Além disso, a equação $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$ é aplicada, garantindo que a densidade de fluxo magnético \mathbf{B} seja divergente nula, em conformidade com a lei de Gauss do magnetismo, o que assegura a conservação do fluxo magnético (MAXWELL, 1890).

A manipulação das equações de Maxwell possibilita a obtenção do potencial vetor magnético, que é descrito pela equação diferencial de Poisson (HUMPHRIES, 2010). Esse vetor serve como base para o cálculo de grandezas fundamentais, como densidade de fluxo magnético, enlace de fluxo, intensidade do campo magnético e densidade de corrente, sendo aplicados em modelos baseados no MEF.

Em análises bidimensionais, considera-se o campo magnético uniforme no eixo z , negligenciando os efeitos das extremidades ao longo do eixo z . Nesse cenário, a den-

sidade de corrente \mathbf{J} possui apenas um componente ao longo do eixo z , definida como $\mathbf{J} = [0, 0, J_z]$. O potencial vetor magnético \mathbf{A} é paralelo a \mathbf{J} e apresenta um único componente, $\mathbf{A} = [0, 0, A_z]$. A divergência do potencial vetor magnético é mantida nula, conforme a condição de Coulomb $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$. Dessa forma, a densidade de fluxo magnético \mathbf{B} possui componentes apenas nos eixos x e y . Admitindo uma permeabilidade magnética μ constante, o problema pode ser resolvido a partir da equação do potencial vetor magnético, conforme mostrado na Equação 3.12 (BIANCHI, 2017):

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} = \nabla \times [0, 0, A_z] = \left[\frac{\partial A_z}{\partial y}, -\frac{\partial A_z}{\partial x}, 0 \right] \quad (3.12)$$

Na Figura 3.12a, é apresentada uma MSIP no plano x - y , com o eixo z perpendicular a esse plano e orientado para o interior da máquina. O estator contém ranhuras distribuídas uniformemente, onde circula a densidade de corrente J , responsável por gerar um campo eletromagnético que interage com o campo dos ímãs permanentes do rotor. Como resultado dessa interação, surgem o campo magnético H e a densidade de fluxo magnético B , ambos representados na imagem. Além disso, o potencial vetor magnético A é mostrado na mesma direção de J .

A Figura 3.12b, por sua vez, exibe um modelo desenvolvido com o método dos elementos finitos, no qual a geometria foi discretizada em pequenos elementos triangulares. Em cada elemento, determinam-se a densidade de fluxo é estimada em função do A_z .

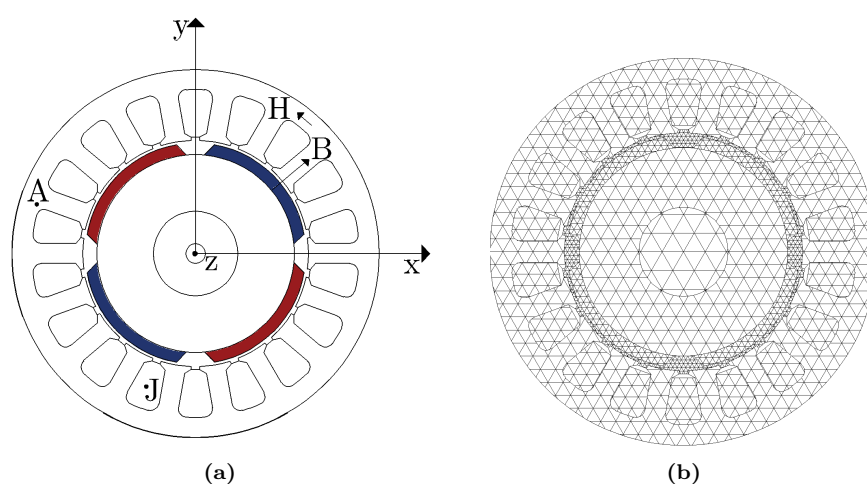


Figura 3.12: Representação de uma MSIP: (a) seção no plano x, y e (b) modelo discretizado em elementos finitos.

3.4.2 Construção do Modelo

Uma vez conhecidos os dados geométricos da máquina, como os diâmetros externo e interno do estator, o número de ranhuras, a largura do entreferro, a quantidade de polos e o comprimento do núcleo, é possível implementar o modelo em elementos finitos. Além disso, são indispensáveis informações sobre a distribuição dos enrolamentos de fase e os materiais utilizados na máquina para a implementação do modelo.

Primeiramente, um modelo em CAD é desenvolvido e importado para uma ferramenta de análise baseada no MEF. Em seguida, é necessário realizar algumas configurações, como definir se o modelo será planar ou axissimétrico, além disso, deve-se especificar o tipo de simulação (magnetostática ou tempo harmônico). Posteriormente, são definidas as propriedades e a distribuição dos enrolamentos, bem como as características dos materiais utilizados nos ímãs permanentes, no núcleo ferromagnético e no eixo. Adicionalmente, as regiões do entreferro são configuradas para garantir a precisão da simulação.

3.4.3 Condições de Contorno

Nas simulações de máquinas elétricas por meio do método dos elementos finitos (MEF), observa-se que as linhas de fluxo magnético podem se estender além dos limites geométricos da máquina. Contudo, essas pequenas linhas podem ser desprezadas para a aplicação do método (HUMPHRIES, 2010). Portanto, as condições de contorno são definidas no modelo de elementos finitos para restringir e direcionar o fluxo magnético.

As condições de contorno exercem influência direta na solução de problemas eletromagnéticos por meio do método dos elementos finitos, pois delimitam a região de análise e afetam a distribuição do campo. Em simulações magnéticas, as condições de Dirichlet ($A_z = 0$) e de Neumann ($\partial A / \partial n = 0$) são frequentemente utilizadas para, respectivamente, anular o potencial vetorial ou forçar a passagem perpendicular do fluxo na fronteira. No entanto, neste trabalho, foi adotada exclusivamente a condição de Robin, que estabelece uma relação entre o valor do potencial vetorial e sua derivada normal na fronteira, permitindo uma representação mais realista do escoamento do campo magnético para o exterior do domínio de simulação (MEEKER, 2021).

No modelo proposto utiliza-se o método de simetria, assim, é necessário aplicar condições de contorno que conectem dois pontos da geometria da máquina de forma periódica ou antiperiódica. A condição periódica estabelece que os valores de contorno entre duas fronteiras são iguais, enquanto a condição antiperiódica define que esses valores são opostos. Além disso, as condições de contorno de Robin são empregadas.

3.4.4 *Sliding Band*

A técnica de *sliding band* modela o movimento relativo entre o rotor e o estator por meio do deslocamento do entreferro (ANTUNES; BASTOS; SADOWSKI, 2004). Nessa abordagem, uma banda de elementos quadrilaterais estacionários é inserida no entreferro, e a movimentação do rotor é representada matematicamente por meio de interpolação dos valores nodais nas superfícies do rotor e do estator para os nós fixos da banda. Isso permite simular a rotação do rotor sem a necessidade de girar a geometria no método dos elementos finitos, mantendo a integridade da malha e evitando o remalhamento a cada passo de simulação. A Figura 3.13 apresenta um modelo simétrico em elementos finitos, no qual são definidas as condições de contorno e as propriedades do entreferro. Devido à simetria do modelo, adotam-se condições de contorno antiperiódicas (AP1, AP2, AP3 e AP4). Entretanto, para a simulação de uma geometria completa, a única condição de contorno aplicável ao entreferro na técnica de *sliding band* é a condição periódica.

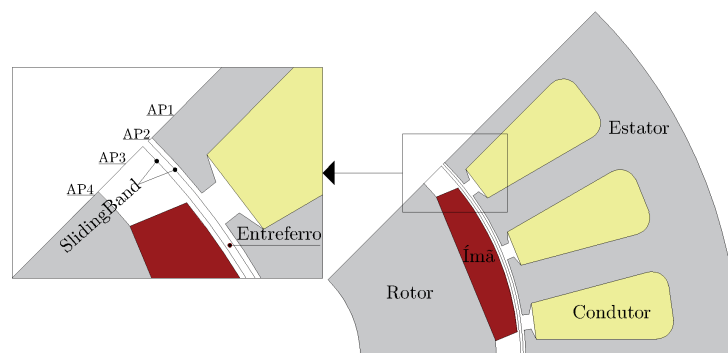


Figura 3.13: Detalhe do entreferro mostrando a aplicação de diferentes condições de contorno.

3.4.5 Refinamento da Malha

A geometria do modelo é discretizada, e a quantidade de elementos utilizados impacta diretamente os resultados obtidos. Dessa forma, é necessário refinar a malha até que os resultados se tornem convergentes. Para isso, aplica-se o método de convergência de malha (MOURA, 2023). Esse método consiste em realizar sucessivos refinamentos na malha e comparar os resultados obtidos em cada etapa. O processo é repetido até que a variação entre refinamentos sucessivos seja mínima, indicando que os resultados não dependem mais do refinamento da malha, garantindo maior precisão na solução do problema.

Ao utilizar o método de *sliding band*, é necessário adicionar dois segmentos de arco para dividir o entreferro (MEEKER, 2018a). Isso reduz a área, resultando em um refinamento da malha também.

3.4.6 Estimação dos Parâmetros

A determinação dos parâmetros no MEF baseia-se no cálculo do potencial vetor magnético, o qual é obtido a partir da densidade de corrente do estator, da permeabilidade magnética do material e da densidade do fluxo magnético remanescente do ímã (BIANCHI, 2017).

Em problemas de natureza planar, as componentes do vetor densidade de fluxo magnético, B_x e B_y , são obtidas a partir das derivadas do potencial vetor magnético para cada elemento da malha. Adicionalmente, a densidade de corrente equivalente no ímã permanente J_m é calculada utilizando o potencial vetor magnético, considerando a variação de A_z , conforme será apresentado na subseção 3.5.4.

Outro parâmetro estimado pelo modelo proposto é o torque. Para isso, a ferramenta computacional utilizada para a análise por elementos finitos emprega o método do tensor de tensões de Maxwell, baseado nos princípios de Faraday, que descrevem a presença de tensões ao longo das linhas de fluxo (PYRHONEN, 2013).

3.5 Modelo de Perdas Eletromagnéticas

As perdas em máquinas elétricas rotativas influenciam diretamente sua eficiência, sendo definidas como a diferença entre a potência de entrada e a potência de saída. De modo geral, as perdas em uma MSIP podem ser classificadas em quatro categorias principais: perdas no núcleo ferromagnético, perdas no cobre, perdas nos ímãs permanentes e perdas mecânicas. Além dessas, a literatura também menciona outros tipos de perdas, como, por exemplo, aquelas associadas à elevação de temperatura (MAHMOUDI et al., 2017). A Figura 3.14 apresenta uma representação dos principais tipos de perdas em uma MSIP.

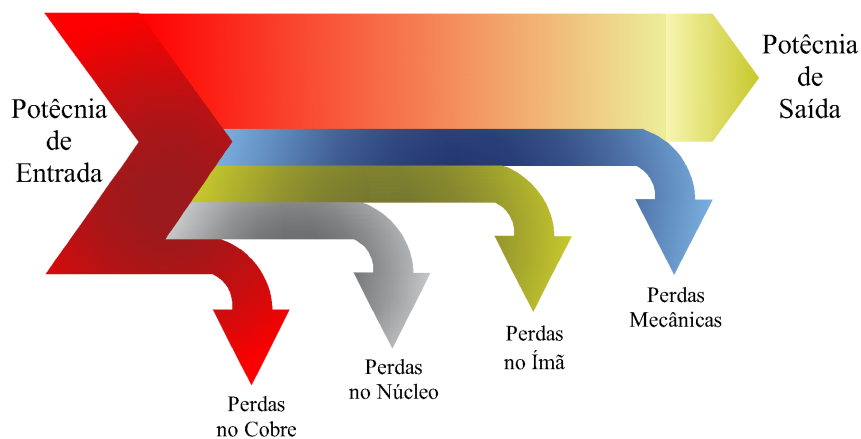


Figura 3.14: Perdas separadas em máquinas de ímãs permanentes.

As perdas calculadas no modelo proposto abrangem exclusivamente as perdas eletromagnéticas, incluindo perdas, no núcleo ferromagnético, no cobre e nos ímãs permanentes. Os modelos matemáticos utilizados são apresentados a seguir.

3.5.1 Magnetização de Núcleos Ferromagnéticos

As perdas no núcleo estão intrinsecamente associadas ao processo de magnetização dos materiais ferromagnéticos. Tais materiais possuem estruturas internas conhecidas como domínios magnéticos, os quais são delimitados por regiões de transição denominadas paredes de domínio.

Quando um material ferromagnético é submetido a um campo magnético externo, ocorre a indução de momento magnético devido à reorganização dos domínios magnéticos. Inicialmente, os domínios alinhados com o campo se expandem em detrimento

dos desalinhados. Com o aumento da intensidade do campo, ocorre a rotação progressiva dos domínios na direção do campo aplicado. Esse processo se inicia com o deslocamento das paredes de domínio, seguido pela rotação dos domínios (PYRHONEN, 2013).

Na Figura 3.15a, com campo externo nulo, os domínios estão orientados aleatoriamente, resultando em magnetização líquida nula. As Figuras 3.15b e 3.15c mostram que, à medida que o campo aumenta, os domínios não alinhados diminuem, enquanto os alinhados aumentam. A Figura 3.15d ilustra a rotação de um domínio originalmente orientado na direção normal ao campo, que começa a se alinhar com ele processo que exige uma intensidade de campo superior à necessária para o simples deslocamento das paredes.

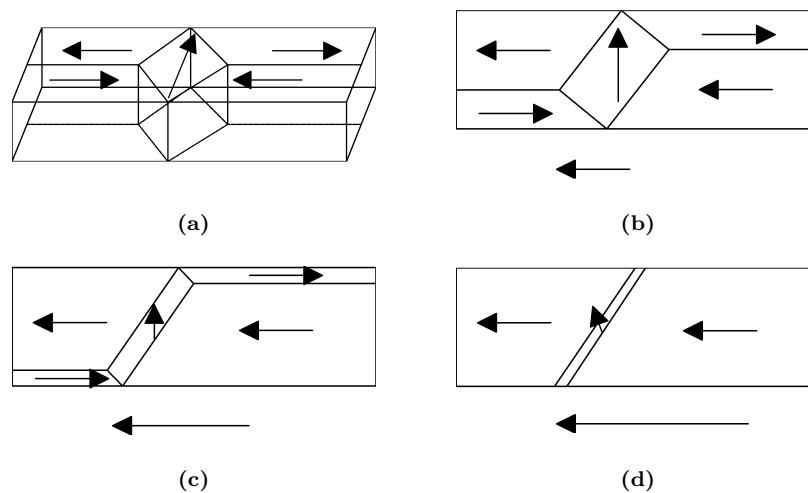


Figura 3.15: Comportamento do material ferromagnético sob a ação de um campo magnético externo crescente (PYRHONEN, 2013).

Parte da energia magnética utilizada para modificar a estrutura das paredes e domínios magnéticos é armazenada como energia potencial magnética, enquanto uma parcela é dissipada na forma de calor, caracterizando as perdas por histerese magnética (LANDGRAF et al., 2002).

O comportamento dos materiais ferromagnéticos pode ser representado por meio do ciclo de histerese. A curva de histerese magnética, ilustrada na Fig. 3.16, descreve a relação entre a densidade de fluxo magnético B e a intensidade de campo magnético H . Observa-se na figura que a variação cíclica da corrente i , em função do ângulo de fase θ , resulta na variação do campo magnético H . Os valores a e $-a$ representam os limites da corrente de excitação, correspondendo aos valores máximos e mínimos do campo magnético, de acordo com $H = N_{\text{espiras}} \cdot i$. No gráfico à esquerda, destaca-se o

comportamento típico do material ferromagnético, onde B atinge a saturação para altos valores de H , apresentando também magnetização remanente B_{rem} e coercividade H_c quando o campo magnético é reduzido.

Quando um material ferromagnético é exposto a esse campo alternado, a densidade de fluxo magnético B inicialmente aumenta até atingir a saturação magnética do material. Durante a diminuição de H , a densidade de fluxo B não retorna imediatamente a zero, mantendo um valor remanescente B_{rem} , o que caracteriza a magnetização residual do material. Ao inverter a corrente, o campo magnético aplicado também se inverte, reduzindo gradativamente a densidade de fluxo residual até atingir a força coercitiva $-H_c$, ponto no qual B se anula. Com o aumento contínuo do campo $-H$, a densidade de fluxo $-B$ cresce até atingir a saturação no sentido inverso. Para que B volte a ser nulo, é necessário que o campo magnético atinja a força coercitiva positiva H_c . Esse processo ocorre ciclicamente, resultando em um ciclo fechado conhecido como histerese magnética.

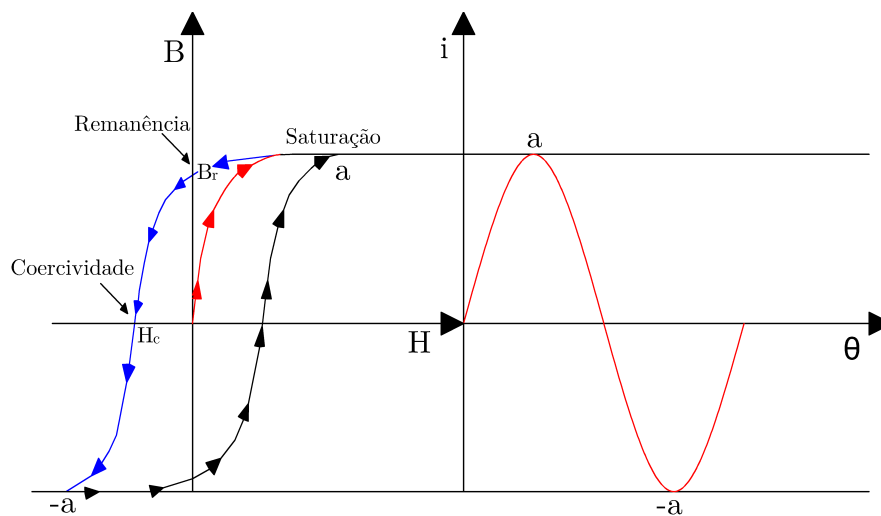


Figura 3.16: Curva de histerese magnética de um material ferromagnético.

Além disso, os núcleos ferromagnéticos, devido à sua boa condutividade elétrica, estão sujeitos a perdas associadas à formação de correntes induzidas no material durante o processo de magnetização. Essas perdas, denominadas perdas por correntes parasitas (*eddy currents*), são geradas pela variação do campo magnético, que induz tensões em materiais ferromagnéticos (LANDGRAF et al., 2002).

3.5.2 Perdas no Núcleo Ferromagnético

As perdas nos núcleos de máquinas elétricas podem ser determinadas por diferentes modelos, conforme discutido em (KRINGS; SOULARD, 2010; RODRIGUEZ-SOTELO et al., 2022). A seleção do modelo mais apropriado depende das características da excitação eletromagnética e do nível de conhecimento disponível sobre o material magnético. A Tabela 3.1 apresenta uma comparação entre os principais modelos de perdas magnéticas, destacando suas vantagens, limitações e níveis de precisão.

Tabela 3.1: Comparação de vantagens, limitações e fidelidade de modelos de perdas no material ferromagnético.

Modelo	Vantagens	Limitações	Referência
Steinmetz Clássico (SE)	Implementação trivial; requer pouco conhecimento do material	Baixa fidelidade; não funciona bem com formas de onda não senoidal ou campo rotativo	(STEINMETZ, 1892)
MSE (Modificada)	Funciona para formas de onda levemente não senoidais; ainda simples de aplicar	Fidelidade baixa a média; não lida bem com sinais com muitos harmônicos ou campo rotativo	(REINERT; BROCKMEYER; DE DONCKER, 2001)
GSE (Generalizada)	Usa valores instantâneos de B e dB/dt ; suporta formas de onda não senoidais	Pode apresentar erros com harmônicos; não suporta campo rotativo	(LI; ABDALLAH; SULLIVAN, 2001)
IGSE (Aprimorada)	Modela melhor a remagnetização; suporta sinais com harmônicos fortes	Requer forma de onda bem definida; exige ajuste fino; não lida com campo rotativo	(BOSSCHE; VALCHEV; GEORGIEV, 2004)
Bertotti Clássico	Implementação trivial; requer pouco conhecimento do material; considera perdas por excesso	Baixa fidelidade; não funciona bem com formas de onda não senoidais ou campo rotativo	(BERTOTTI, 1988)
Modelo de Preisach	Alta fidelidade; representa bem a física real; suporta formas não senoidais e campo rotativo	Elevado custo computacional; requer muitos dados do material	(PREISACH, 1935; MAYERGOYZ, 2003)
Modelo de Jiles-Atherton	Boa representação da histerese física; suporta sistemas não lineares	Necessidade de calibração cuidadosa; custo computacional elevado	(JILES; ATHERTON, 1986)

Conforme apresentado na Tabela 3.1, embora modelos como os de Preisach e Jiles-Atherton ofereçam boa fidelidade, sua implementação exige considerável custo computacional. Por outro lado, versões aprimoradas do modelo de Steinmetz, apesar de introduzirem maior complexidade, não apresentam ganhos expressivos em fidelidade em comparação com o modelo clássico, conforme discutido em (REINERT; BROCKMEYER;

DE DONCKER, 2001; HEIN; YUE; LI, 2019; BOLSI et al., 2022). Diante desse cenário, adota-se neste trabalho o modelo clássico de Steinmetz, em virtude de sua eficiência computacional e simplicidade de aplicação na etapa de pós-processamento. Ressalta-se, contudo, que o modelo clássico de Bertotti também se mostra compatível com a abordagem proposta, visto que ambos requerem apenas os coeficientes de perda do material, os quais são usualmente fornecidos pelos fabricantes.

O método de Steinmetz, geralmente, quantifica as perdas no ferro por unidade de volume (W/m^3) ou por unidade de massa (W/kg). As equações que descrevem essas perdas são baseadas nas características específicas do material, levando em consideração os campos magnéticos e a frequência f (MEEKER, 2017). A Equação 3.13 representa o modelo clássico de Steinmetz.

$$P_{Fe} = k_h f B^2 + k_{cp} (fB)^2 \quad (3.13)$$

onde B representa a densidade de fluxo magnético, f_0 é a frequência, P_{Fe} é a perda total no aço, k_h refere-se ao coeficiente de perdas por histerese e k_{cp} corresponde ao coeficiente de perdas por correntes parasitas.

3.5.3 Perdas no Cobre

A passagem de corrente elétrica nos enrolamentos do estator provoca perdas constantes devido ao efeito Joule, as quais são proporcionais à resistência de fase R_f e ao quadrado da corrente elétrica, conforme $P_c = I^2 R_f$. Adicionalmente, em função da variação de frequência, ocorrem perdas extras associadas aos efeitos pelicular e de proximidade, que são estimadas por meio de modelos analíticos (PYRHONEN, 2013). As perdas resistivas são calculadas considerando a variação da resistência elétrica com a temperatura, conforme representado na Equação 3.14. O modelo empregado utiliza a temperatura real T_{real} e o coeficiente de temperatura de resistividade α para ajustar o valor da resistência de fase, permitindo a determinação das perdas no cobre com base na resistência de referência R_{ref} (EMADI, 2014).

$$R_f = [1 + \alpha(T_{real} - 20^\circ)] R_{ref} \quad (3.14)$$

Além das perdas por efeito Joule, condutores sujeitos a variações de frequência apresentam perdas adicionais, como aquelas causadas pelos efeitos pelicular e de proximidade. As perdas por efeito pelicular são descritas em (POPESCU; DORRELL, 2013; MŁOT et al., 2014), enquanto o presente trabalho considera apenas as perdas associadas ao efeito de proximidade, conforme discutido em (MEEKER, 2017). Esse efeito é causado por correntes parasitas induzidas por campos magnéticos gerados em condutores vizinhos, resultando em uma distribuição não uniforme da densidade de corrente no condutor. Em determinadas máquinas elétricas, essas perdas podem representar uma parcela significativa das perdas totais no cobre.

O modelo analítico adotado para a estimativa das perdas por proximidade (P_{prox}), conforme descrito na Equação 3.15, destaca-se pelo baixo custo computacional e pela exigência de poucos parâmetros. O cálculo baseia-se na densidade de fluxo magnético no condutor, obtida durante a simulação por elementos finitos, na frequência de operação e em uma constante associada ao material condutor. Por outro lado, modelos baseados em elementos finitos demandam maior custo computacional e exigem a construção de uma geometria detalhada em CAD, representando os múltiplos condutores presentes em cada ranhura para o cálculo preciso das perdas por proximidade, além de uma maior quantidade de elementos na região das ranhuras, conforme discutido em (TARAN et al., 2020; DU et al., 2022).

As perdas associadas ao efeito de proximidade podem ser calculadas por meio da seguinte expressão:

$$P_{\text{prox}} = C_{\text{prox}} f^2 B^2 \quad (3.15)$$

onde C_{prox} é um coeficiente de perda obtido a partir de:

$$C_{\text{prox}} = k \left(\frac{\pi^2}{8} \right) \sigma_c D_c^2 \quad (3.16)$$

em que k representa o fator de preenchimento da ranhura, σ_c é a condutividade elétrica do condutor e D_c corresponde ao diâmetro dos fios condutores.

Baseado nos modelos apresentados, o método proposto calcula as perdas totais no cobre P_c , que são compostas pelas perdas por efeito Joule P_J e pelas perdas pelo efeito de proximidade P_{prox} .

3.5.4 Perdas no Ímã Permanente

Os ímãs permanentes apresentam perdas magnéticas semelhantes às dos materiais ferromagnéticos, principalmente por histerese e por correntes parasitas. As perdas por histerese decorrem dos ciclos de magnetização, enquanto as perdas por correntes parasitas resultam de campos magnéticos variáveis que induzem correntes no material condutor (FUKUMA et al., 2005). A maioria dos estudos concentra-se nas perdas por correntes parasitas, uma vez que as perdas por histerese são geralmente desprezíveis em condições normais de operação (OUAMARA; DUBAS, 2019; EGOROV et al., 2021; WILLIAMS; BELAHCEN; KULKARNI, 2023).

De forma análoga às modelagens das perdas no ferro e no cobre, o modelo adotado para a estimativa das perdas nos ímãs permanentes foi desenvolvido com foco na redução do custo computacional e na minimização da necessidade de parâmetros específicos do material. Trata-se de um modelo consolidado, amplamente utilizado em estudos anteriores (ISHAK; ZHU; HOWE, 2005; DING; MI, 2009; MEEKER, 2017; ZHANG; CHEN et al., 2020). Nesse modelo, as perdas por correntes parasitas nos ímãs são estimadas a partir da densidade de corrente J_m , distribuída na seção transversal do ímã, conforme expressa a Equação (3.17).

$$J_m = -\sigma_m \left(\frac{\partial A_z}{\partial t} + J_c \right) \quad (3.17)$$

em que σ_m representa a condutividade elétrica do ímã e J_c é uma constante de integração imposta de modo a garantir que a corrente total no ímã seja nula.

Na Equação 3.18, para determinar as perdas nos ímãs, o potencial vetor magnético A_z é decomposto em componentes harmônicas, conforme será detalhado na próxima seção. Além disso, para garantir que a densidade de corrente líquida no ímã seja nula, impõe-se $J_c = -j\omega A_{z,\text{médio}}$. Considerando esse ajuste, basta subtrair o valor médio de A_z para se obter a expressão corrigida da densidade de corrente, conforme a Equação (3.19):

$$J_m = -\sigma_m (j\omega A_z + J_c) \quad (3.18)$$

$$J_m = -\sigma_m j\omega (A_z - A_{z,\text{médio}}) \quad (3.19)$$

Segundo (KAWASE et al., 2002), as perdas nos ímãs permanentes (P_m) podem ser obtidas por meio da integração da densidade de potência associada às correntes induzidas:

$$P_m = \frac{1}{2} \int_V \frac{J_m^2}{\sigma_m} dV \quad (3.20)$$

Substituindo a expressão da densidade de corrente corrigida, dada pela Equação (3.19), na fórmula geral de cálculo de perdas por correntes parasitas (Equação (3.20)), obtém-se:

$$P_m = \frac{1}{2\sigma_m} \int_V [\sigma_m j\omega (A_z - A_{z,\text{médio}})]^2 dV \quad (3.21)$$

$$= \frac{1}{2\sigma_m} \int_V \sigma_m^2 \omega^2 (A_z - A_{z,\text{médio}})^2 dV \quad (3.22)$$

$$= \frac{1}{2} \sigma_m \omega^2 \int_V (A_z - A_{z,\text{médio}})^2 dV \quad (3.23)$$

3.5.5 Transformada Rápida de Fourier

Os parâmetros de densidade de fluxo magnético e potencial vetor magnético, estimados por meio de simulações magnetostáticas via elementos finitos, não apresentam forma de onda senoidal pura, em razão dos efeitos da geometria da máquina e da não linearidade do material ferromagnético. Dessa forma, as perdas não são geradas apenas pela componente fundamental do sinal, mas também pela contribuição de seus harmônicos. Assim, aplica-se uma TRF aos sinais obtidos, a fim de determinar a contribuição individual de cada harmônico para o total das perdas.

Na Figura 3.17, é apresentada a densidade de fluxo magnético em função da posição angular do rotor para diferentes elementos da malha (n), evidenciando um comportamento periódico, porém não linear. Para essa análise, foram considerados trinta pontos de amostragem, com variação do ângulo de 0° a 360° , em incrementos de 12° por etapa de simulação. Dessa forma, para cada elemento selecionado, aplica-se a TRF, permitindo a identificação das contribuições harmônicas de cada componente do sinal.

A Figura 3.17 ilustra a aplicação da TRF sobre a densidade de fluxo magnético nos elementos do material ferromagnético, considerando cada elemento da malha. O

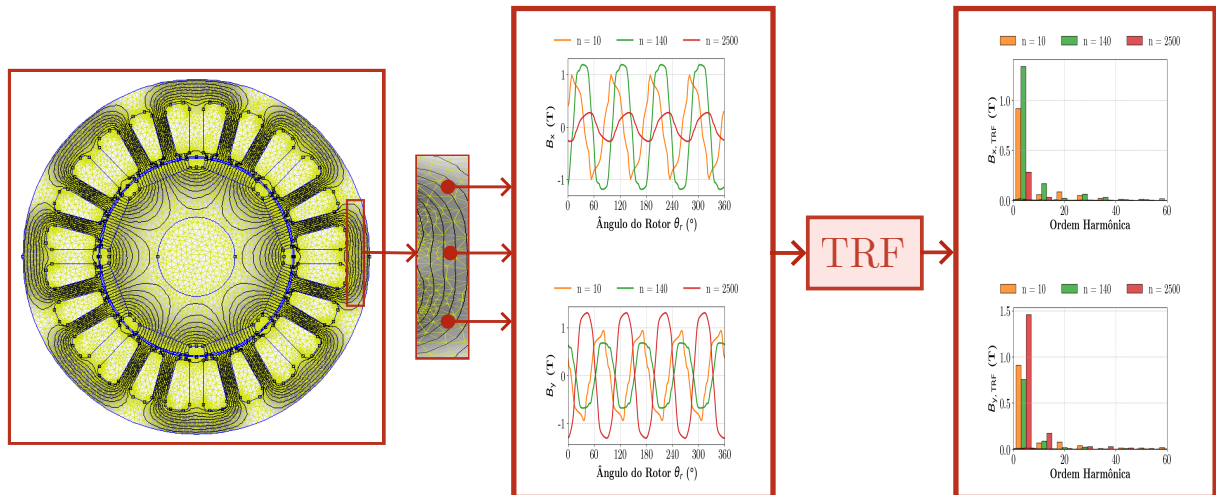


Figura 3.17: Aplicação da TRF no domínio espacial para a análise das contribuições harmônicas da densidade de fluxo em elementos selecionados da malha.

mesmo procedimento é aplicado ao potencial vetor magnético, cuja decomposição espectral é utilizada na estimativa das perdas nos ímãs permanentes.

A Figura 3.18 apresenta o procedimento adotado para o cálculo das perdas no núcleo ferromagnético, nos ímãs permanentes e no enrolamento de cobre devido ao efeito de proximidade. Inicialmente, as correntes i_{dq} e o ângulo do rotor θ_r são definidos como entradas da simulação por elementos finitos. A partir dessa simulação, são obtidas as componentes da densidade de fluxo magnético B_x e B_y , bem como o potencial vetor magnético, para cada elemento da malha (n) em diferentes posições do rotor. Em seguida, aplica-se a TRF no domínio espacial para decompor os sinais em suas respectivas componentes harmônicas. Portanto, o cálculo das perdas é realizado individualmente para cada elemento da malha e para cada ponto de operação, isto é, para diferentes níveis de correntes i_{dq} . A contribuição de cada harmônico i é ponderada pela frequência fundamental f_0 , a qual é determinada com base na velocidade de operação n_{rpm} . O cálculo total das perdas no núcleo, nos ímãs e nos enrolamentos de cobre é obtida por meio da soma das perdas individuais calculadas em cada elemento da malha.

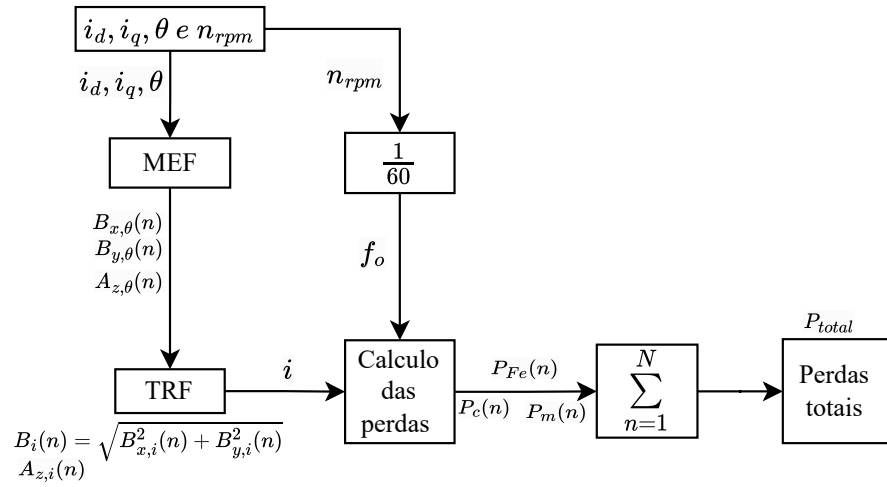


Figura 3.18: Representação do cálculo das perdas totais no núcleo de uma máquina elétrica.

Após a aplicação da TRF, as perdas no ferro, nos ímãs permanentes e no cobre devido ao efeito de proximidade são determinadas para os múltiplos harmônicos em cada elemento da malha. Essas perdas são então calculadas com base no volume de cada elemento, conforme descrito a seguir.

A Equação (3.24) apresenta o modelo de Steinmetz aplicado por meio da TRF para a estimativa das perdas no ferro.

$$P_{Fe} = \sum_n \left[k_h \cdot i \cdot f_0 \cdot B_i^2(n) \cdot V(n) + k_{cp} \cdot i \cdot f_0^2 \cdot B_i^2(n) \cdot V(n) \right] \quad (3.24)$$

Logo abaixo, a Equação (3.25) estima as perdas por efeito de proximidade no cobre.

$$P_{prox} = \sum_n C_{prox} \cdot i \cdot f_0^2 \cdot B_i^2(n) \cdot V(n) \quad (3.25)$$

Por fim, a Equação (3.26) expressa as perdas nos ímãs permanentes em função do potencial vetor magnético $A_z(n)$ e da condutividade elétrica do material σ_m .

$$P_m = \sum_n \frac{1}{2} \sigma_m \cdot (2\pi i f_0)^2 \cdot |A_z(n) - A_{z,m\u00e9dio}|^2 \cdot V(n) \quad (3.26)$$

3.6 Algoritmo Implementado

De acordo com a metodologia proposta, o algoritmo para a construção do mapa de eficiência é implementado utilizando o pacote PYFEMM. Na Figura 3.19a, é apresentada a primeira etapa do algoritmo. Inicialmente, as bibliotecas são carregadas e os parâmetros de entrada são definidos, incluindo a corrente de entrada i_s , o ângulo β , o número de pontos para a variação angular do rotor N_θ , o número de pontos N_{i_s} para a definição do ponto de operação em função da corrente e o número de polos p . Em seguida, laços iterativos percorrem diferentes valores de i_s e θ_r , e a transformada de Park é aplicada. A simulação por elementos finitos é então executada para cada ponto de operação, permitindo o cálculo do torque eletromagnético T_e , da densidade de fluxo magnético $B_{x,y,\theta}$ e do potencial vetor magnético $A_{z,\theta}$. Os valores de $B_{x,y,\theta}$ e $A_{z,\theta}$ são computados em cada elemento da malha n .

Na Figura 3.19b, é apresentado a segunda parte do algoritmo, responsável por determinar a eficiência da máquina elétrica em cada ponto de operação para a construção do mapa de eficiência. Inicialmente, carregam-se os valores armazenados de T_e , $B_{x,\theta}$, $B_{y,\theta}$ e $A_{z,\theta}$. Além disso, os parâmetros necessários à estimativa das perdas são definidos, incluindo os coeficientes dos materiais ferromagnéticos, as propriedades eletromagnéticas dos enrolamentos e as características físicas e magnéticas dos ímãs permanentes.

Em seguida, o algoritmo percorre iterativamente os dados dos parâmetros armazenados, ajustando a velocidade n_{rpm} e o índice k . Isso é necessário para determinar a eficiência para cada ponto de operação. Após essa etapa, aplica-se a TRF às variáveis $B_{x,\theta}$, $B_{y,\theta}$ e $A_{z,\theta}$, de modo a decompor esses parâmetros em seus respectivos harmônicos $B_{x,i}$, $B_{y,i}$ e $A_{z,i}$.

Com base nos valores obtidos, são estimadas as perdas no aço, nos ímãs permanentes e nos enrolamentos de cobre para cada elemento da malha e para cada harmônico considerado. A perda total da máquina é então determinada pela soma das perdas em todos os elementos, possibilitando o cálculo da eficiência e, conseqüentemente, a construção do mapa de eficiência em cada ponto de operação.

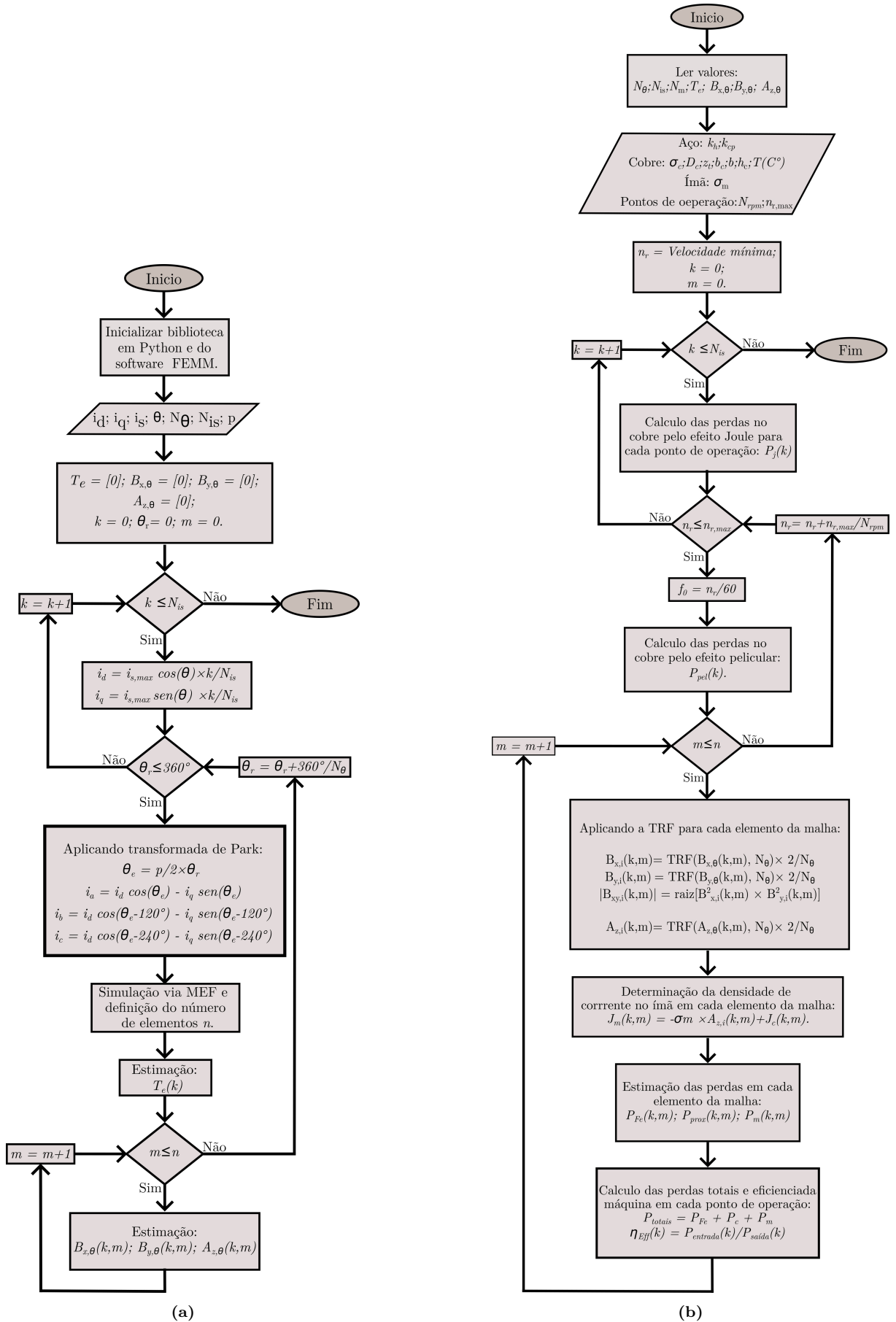


Figura 3.19: Algoritmo desenvolvido para construção do mapa de eficiência (a) Estimação dos parâmetros (b) Cálculo das perdas e eficiência.

3.7 Cálculo do Mapa de Eficiência

A metodologia proposta nesta pesquisa é baseada na integração entre as linguagens Python e o software de elementos finitos FEMM, conforme ilustrado na Figura 3.20. O processo inicia-se com a definição das correntes de entrada i_d e i_q , juntamente com a posição do rotor θ_r . Esses valores são processados em Python por meio da transformada inversa de Park, resultando nas correntes de fase i_a , i_b e i_c , que são então aplicadas no modelo eletromagnético em FEMM.

O modelo em FEMM realiza a análise magnetostática da máquina elétrica com base nas correntes aplicadas e na posição angular do rotor. Como saída, obtêm-se as distribuições espaciais do potencial vetor magnético A_z , a partir do qual são calculadas as componentes do vetor indução magnética B_x e B_y . Além disso, o torque eletromagnético T_e é determinado. O ângulo elétrico θ_e é calculado a partir da posição do rotor e do número de pares de polos $p/2$, assegurando coerência com o referencial síncrono adotado na transformada de Park.

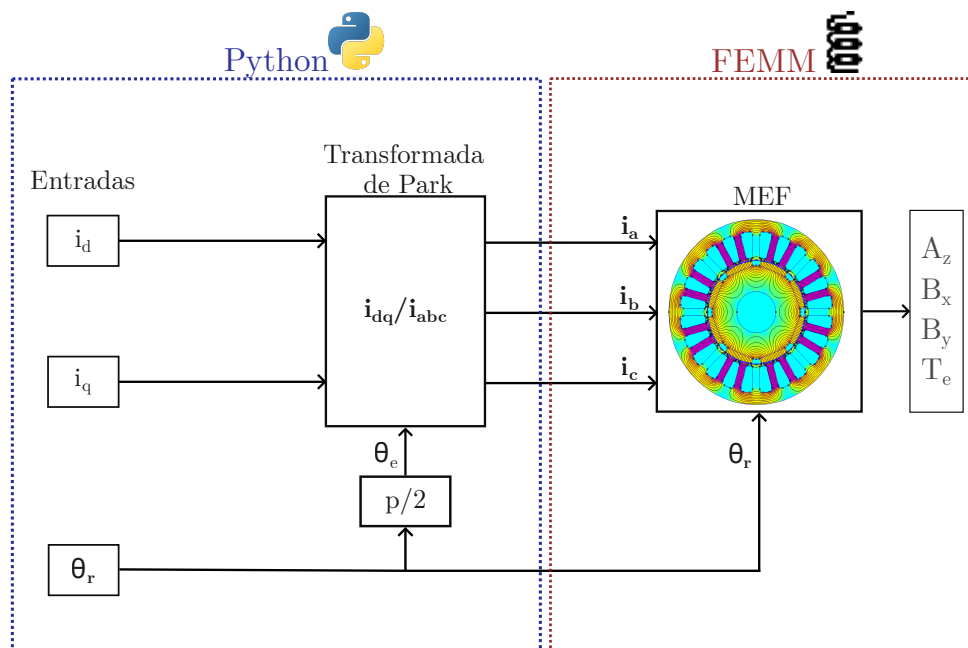


Figura 3.20: Fluxo de simulação acoplada entre Python e FEMM para análise eletromagnética.

Após a obtenção dos resultados eletromagnéticos por meio da integração entre Python e FEMM, conforme descrito na Figura 3.20, realiza-se o cálculo das perdas e eficiência da MSIP. A Figura 3.21 apresenta esse fluxo de cálculo.

Inicialmente, são obtidas as curvas de perdas totais em função da velocidade de rotação para diferentes níveis de corrente. Paralelamente, o torque instantâneo é calculado para cada posição do rotor. Em seguida, calcula-se a eficiência para cada ponto de operação por meio da Equação 3.2.

As curvas de eficiência são então traçadas em função da velocidade para diferentes níveis de corrente. Por fim, os dados são organizados em um mapa de eficiência em função do torque e da velocidade, possibilitando a visualização do desempenho global da máquina em toda a faixa operacional.

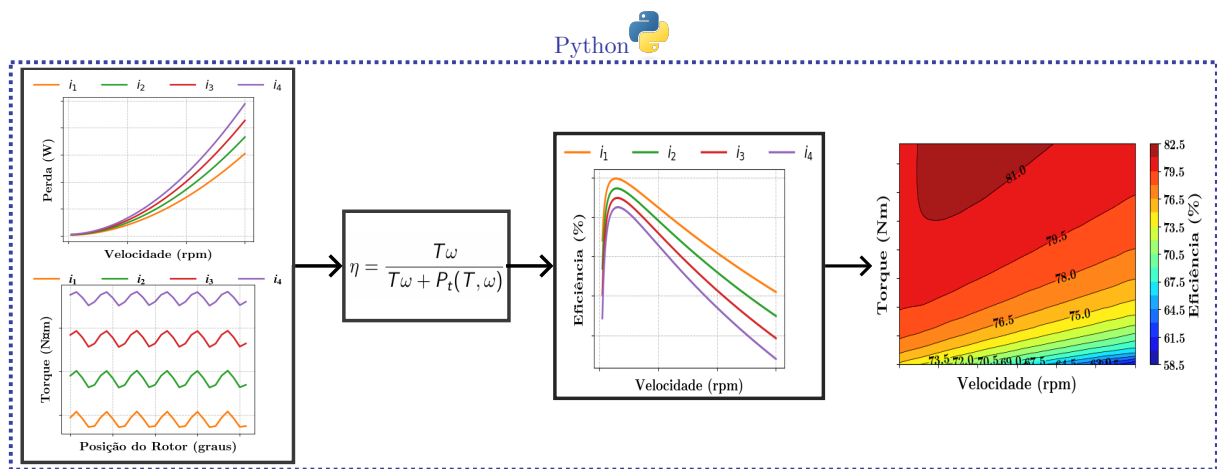


Figura 3.21: Fluxo de cálculo das perdas e eficiência em função do torque e da velocidade.

3.7.1 Estudo Comparativo

O modelo desenvolvido neste trabalho foi comparado ao modelo de referência apresentado em (MEEKER, 2017), que utiliza MATLAB como interface de controle para simulações eletromagnéticas. Em contraste, a implementação proposta foi realizada integralmente em Python, demonstrando a viabilidade de utilizar ferramentas de código aberto na integração com softwares baseados no método dos elementos finitos.

Python e MATLAB permitem o desenvolvimento de *scripts*, rotinas modulares e estruturas orientadas a objetos, sendo apropriados para simulações computacionais. Neste trabalho, optou-se pelo uso do Python para a implementação de uma ferramenta baseada em código aberto. Essa escolha elimina a dependência de licenças proprietárias e contribui para a reprodutibilidade e disseminação dos métodos propostos.

Em sequência, os resultados obtidos com o modelo proposto foram comparados àqueles gerados pelo software comercial MotorCAD, que realiza simulações eletromagné-

ticas com base em modelos magnetostáticos ou transientes, utilizando o MEF como base numérica. O processo de simulação no MotorCAD envolve a definição da geometria da máquina, propriedades dos materiais e parâmetros operacionais, seguido pela solução numérica e etapa de pós-processamento.

Durante a solução, o MotorCAD calcula variáveis eletromagnéticas, como o torque e a densidade de fluxo magnético. As perdas no material ferromagnético são estimadas com base nas equações modificadas de Steinmetz, utilizando o método de *minor loop* (LIN et al., 2004). As perdas no cobre são determinadas diretamente pelo MEF, incluindo os efeitos de proximidade, estimados por meio de uma modelagem da ranhura com representação individual dos condutores (VOLPE et al., 2018). As perdas ôhmicas são ajustadas em função da temperatura, utilizando o mesmo modelo térmico adotado neste trabalho.

As perdas nos ímãs permanentes são calculadas com base na indução de correntes parasitas provocadas pela variação do campo magnético, conforme descrito em (RUOHO et al., 2009). Apesar das diferenças nos métodos utilizados, prevê-se que as curvas de perdas apresentem perfis semelhantes. Diferenças mais relevantes são esperadas nas perdas no ferro e nas perdas por efeito de proximidade, enquanto as perdas ôhmicas tendem a apresentar resultados compatíveis entre os dois modelos.

3.8 Conclusão

Neste capítulo, são apresentadas as principais metodologias para o cálculo das perdas em máquinas a ímãs permanentes utilizando o MEF. Com base nessas perdas, é possível construir o mapa de eficiência dessas máquinas. O MEF é empregado para estimar a densidade de fluxo, o potencial vetor magnético e o torque da máquina. As perdas são então determinadas na fase de pós-processamento por meio dos modelos matemáticos apresentados.

As perdas no núcleo e no material ferromagnético estão associadas às correntes parasitas e à histerese magnética. Para isso, são utilizadas a densidade de fluxo e o potencial vetor magnético em cada elemento da malha. Ambos os sinais são periódicos e não senoidais no espaço. Assim, a TRF foi aplicada para encontrar a componente harmônica desses sinais para cada elemento da malha. Além disso, as perdas no cobre,

devido ao efeito de proximidade, utilizam a densidade de fluxo para calcular as perdas, conforme apresentado.

Ao final do capítulo, foi apresentado um fluxograma ilustrando a implementação do algoritmo do modelo proposto neste trabalho. Essa proposta baseia-se nos modelos abordados pelo FEMM e PYLEECAN.

4 Resultados

Nesta seção, apresentam-se os resultados obtidos por meio das simulações realizadas com o modelo desenvolvido neste trabalho. As análises contemplam três topologias de máquinas síncronas a ímãs permanentes, incluindo configurações com ímãs na superfície e ímãs internos. Para fins de verificação, os resultados obtidos com a ferramenta proposta foram comparados aos dados gerados pelas simulações no software comercial MotorCAD.

4.1 Topologias das MSIP

Este estudo considera três topologias distintas de máquinas síncronas de ímãs permanentes: (i) uma máquina com ímãs superficiais (MSIP-S), originalmente proposta por Meeker (MEEKER, 2017), utilizada exclusivamente para simulações computacionais; (ii) um gerador síncrono de ímãs superficiais (GSIP-S), aplicado em sistemas de geração de energia por microturbinas (MAIA, 2016); e (iii) uma máquina com ímãs internos (MSIP-I), empregada na tração do veículo híbrido Toyota Prius 2004 (HSU, 2005).

As três topologias apresentam características distintas em velocidade nominal e aplicação. A MSIP-S opera a 4.000 rpm, sendo destinada a aplicações de servoacionamento de alta precisão. O GSIP-S é um gerador de alta velocidade, com rotação nominal de 70.000 rpm, projetado para sistemas de geração de energia por microturbinas. Por fim, a MSIP-I foi concebida para operação a 1.200 rpm, priorizando torque elevado para aplicações de tração veicular.

A Figura 4.1 apresenta as geometrias das máquinas síncronas de ímãs permanentes consideradas, enquanto a Tabela 4.1 resume os principais parâmetros geométricos, materiais e operacionais adotados na análise.

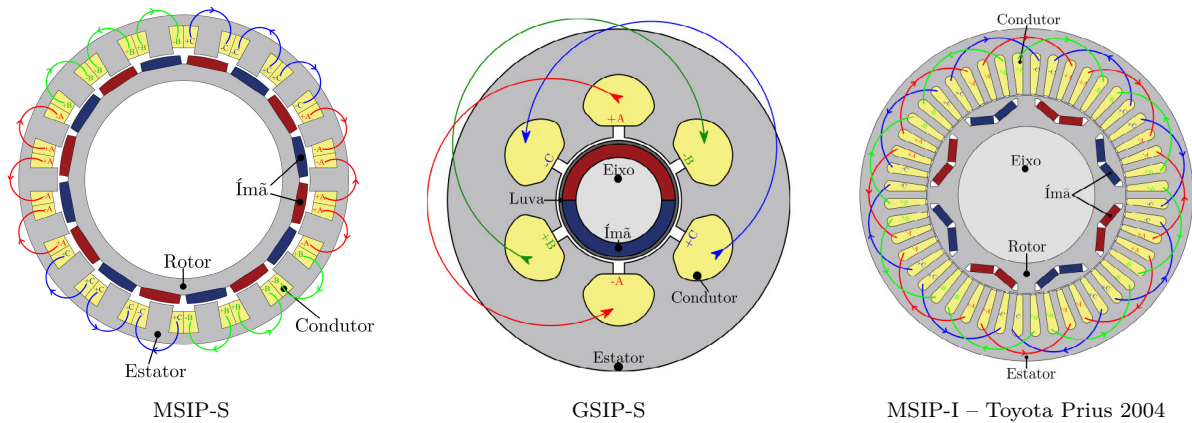


Figura 4.1: Modelos geométricos de máquinas síncronas de ímãs permanentes de diferentes topologias.

Tabela 4.1: Comparação entre as máquinas MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I.

Parâmetro	MSIP-S	GSIP-S	MSIP-I
Nº de ranhuras	18	6	48
Nº de polos	16	2	8
Diâmetro externo do estator (mm)	60,0	60,0	269,6
Diâmetro interno do estator (mm)	46,0	22,0	161,8
Comprimento axial (mm)	7,62	100,0	83,6
Largura do ímã (mm)	1,9	2,5	6,45
Entreferro (mm)	0,7	0,5	0,74
Luva (mm)	–	0,58	–
Diâmetro do eixo (mm)	–	15,0	110,6
Núcleo do estator/rotor	M19-24	M235-35A	M19-29G
Ímã	N42HU	N48H	N36Z-20
Luva	–	Aço inox AISI310	–
Eixo	Stainless Steel 316	ABNT 4340	Stainless Steel 316
Condutor	Cobre	Cobre	Cobre
Espiras por bobina	23	16	9
Fio	AWG 25	AWG 28	AWG 19
Corrente pico (A)	2,0	19,52	250
Velocidade nominal (rpm)	4.000	70.000	1.200
Potência nominal (kW)	60	7,23	50,0
Torque máximo (Nm)	0,15	0,96	400
k_h	0,02362	0,02533	0,02362
k_{cp}	5,67e-5	4,34e-5	5,67e-5
Treal (°C)	90	90	90
Rref (Ω)	0,53214	0,06631	0,05146

4.1.1 Análise Comparativa com Modelo de Referência

O modelo proposto, conforme descrito no Capítulo 3, foi desenvolvido com base no modelo de referência apresentado em [Meeker, 2017] (MEEKER, 2017). Com o objetivo de verificar a equivalência entre o modelo proposto e o modelo de referência, o torque eletromagnético foi inicialmente estimado utilizando tanto o modelo original, implemen-

tado em MATLAB, quanto o modelo proposto, implementado em Python. Espera-se uma boa concordância entre os resultados, conforme destacado na Seção 3.7.

As simulações da topologia GSIP-S foram realizadas considerando toda a geometria da máquina durante as análises magnetostáticas, com a aplicação do método de *slidingBand* à geometria completa.

Para validar o torque gerado pelo modelo proposto, a máquina é simulada em duas condições de operação: a vazio e com carga. Na condição a vazio, as correntes do estator são nulas, e o torque resultante da interação entre os ímãs permanentes e as ranhuras do estator é denominado *cogging torque* ou torque pulsante. Nesse caso, o ângulo do rotor varia entre 0° e 5° . Na condição com carga, aplica-se uma corrente no estator de 2 A , gerando um campo magnético perpendicular ao dos ímãs permanentes no rotor. O ângulo do rotor é variado entre 0° e 180° . Os resultados para a máquina operando a vazio estão apresentados na Figura 4.2a, enquanto os resultados para a condição com carga são mostrados na Figura 4.2b.

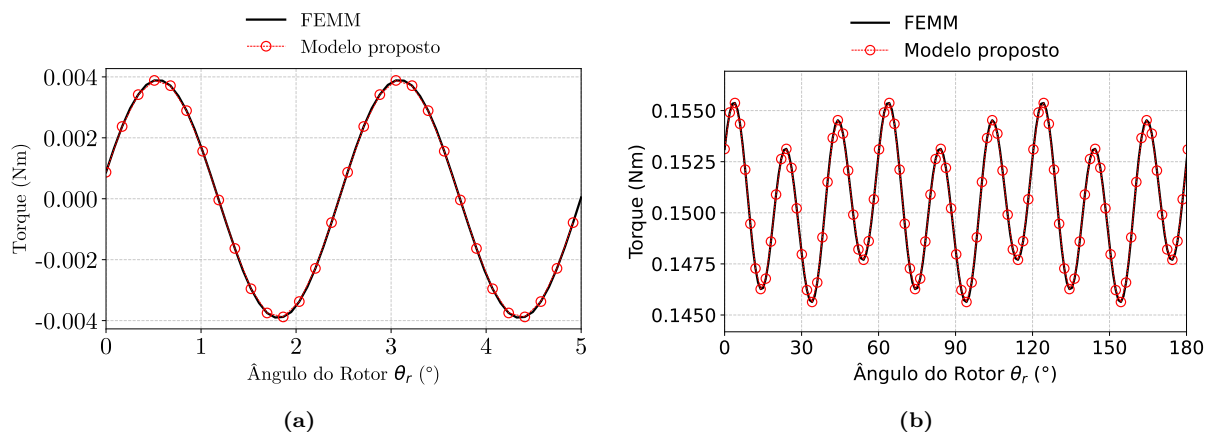


Figura 4.2: Comparação do torque desenvolvido pela MSIP-S entre o modelo proposto e o modelo original do FEMM para duas condições operacionais: (a) Torque desenvolvido a vazio. (b) Torque desenvolvido sob carga.

Os resultados de torque obtidos são consistentes. Durante a operação a vazio, foi observado um torque pulsante de baixa amplitude, variando entre $-0,038\text{ Nm}$ e $0,038\text{ Nm}$, o que representa menos de 1% do torque nominal. Sob carga, a máquina apresentou um torque máximo de aproximadamente $0,1551\text{ Nm}$ e um torque mínimo de cerca de $0,1465\text{ Nm}$. Com esses resultados, pode-se afirmar que os modelos são idênticos. Assim, o próximo passo é calcular as perdas eletromagnéticas e comparar os resultados entre os modelos.

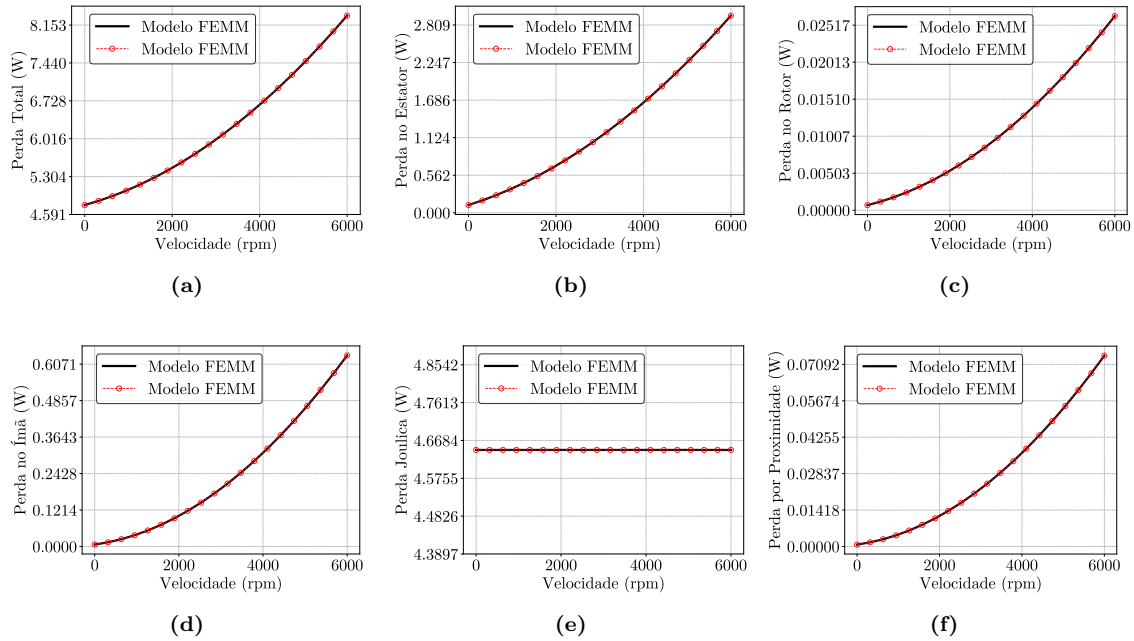


Figura 4.3: Comparação das perdas eletromagnéticas separadas na MSIP-S para o modelo proposto e o modelo original FEMM. (a) Perda total, (b) Perda no estator, (c) Perda no rotor, (d) Perda magnética, (e) Perda no cobre pelo efeito Joule, (f) Perda no cobre pelo efeito de proximidade.

As perdas eletromagnéticas em ambos os modelos são determinadas com base na corrente nominal. A partir de uma simulação utilizando o modelo proposto, estima-se as perdas. Os resultados do modelo proposto e do modelo FEMM são apresentados na Figura 4.3. Observa-se uma boa concordância entre os modelos, validando a abordagem proposta em relação ao modelo de Meeker (MEEKER, 2017). Para uma velocidade de 4000 rpm, a perda total é de aproximadamente 14 W, sendo 3,05 W associadas às perdas no núcleo, 6,5 W às perdas no enrolamento e cerca de 0,5 W às perdas no ímã. Como esperado, os resultados obtidos são equivalentes.

4.1.2 Construção do Mapa de Eficiência

Após a verificação do modelo proposto em relação ao modelo de referência, inicia-se o processo de construção dos mapas de eficiência. O mapa é determinado por meio de uma função tridimensional que relaciona torque, velocidade e eficiência, sendo necessário calcular as perdas em múltiplos pontos operacionais utilizando o modelo desenvolvido neste trabalho.

Três topologias de máquinas síncronas de ímã permanente, conforme apresentado na Tabela 4.1, foram consideradas nas simulações: MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I. A MSIP-S foi analisada com correntes entre 0,1 A e 2,00 A e velocidades de 400 rpm a

4.000 rpm. Para a GSIP-S, a faixa de corrente variou de 2,83 A a 19,52 A, com rotação de 10.000 rpm a 70.000 rpm. Já a MSIP-I, voltada à tração veicular, foi avaliada para correntes entre 10 A e 250 A e velocidades de 120 rpm a 1.200 rpm.

Em todas as topologias, o torque eletromagnético apresentou comportamento pulsante em cada nível de corrente. Dessa forma, utilizou-se o valor médio do torque para a construção das curvas em função da velocidade.

Na Figura 4.4 são apresentadas, para as topologias MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I, as curvas de torque médio (4.4a, 4.4b, 4.4c), perdas totais (4.4d, 4.4e, 4.4f) e eficiência (4.4g, 4.4h, 4.4i) em função da velocidade. As diferenças entre as topologias resultam em distintas faixas de operação e níveis de desempenho, influenciando diretamente as perdas eletromagnéticas e o rendimento global das máquinas. Para melhor visualização da figura, não foram considerados todos os níveis de corrente utilizados na construção do mapa.

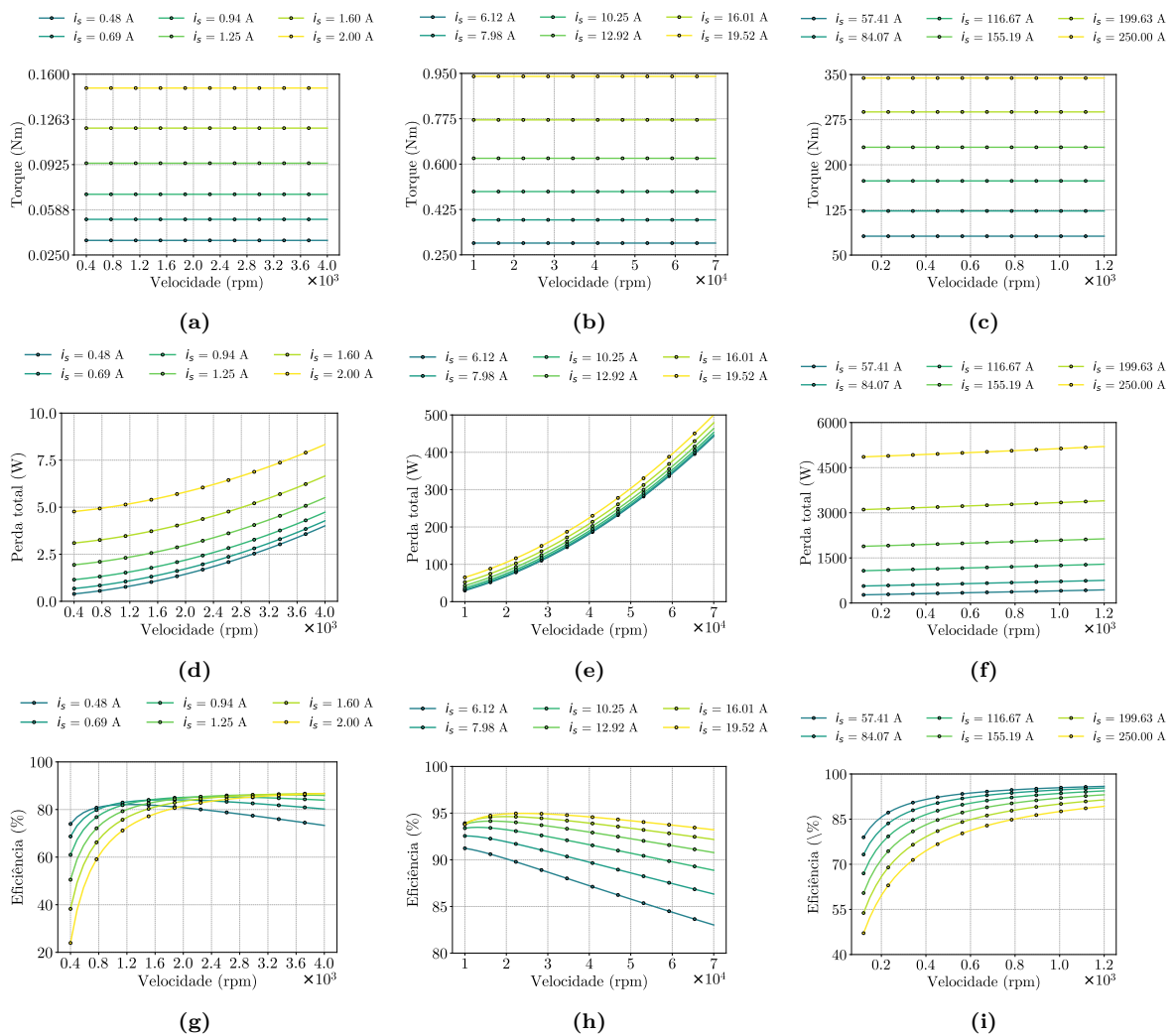


Figura 4.4: Grandezas eletromagnéticas em função da velocidade para as topologias MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I: (a)–(c) torque médio; (d)–(f) perdas totais; (g)–(i) eficiência.

Na Figura 4.4 é apresentado o desempenho eletromagnético das topologias MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I, considerando torque, perdas e eficiência. A MSIP-S opera com baixas correntes e velocidades moderadas, resultando em torque limitado e eficiência reduzida. O GSIP-S também opera com baixas correntes, superiores às da MSIP-S, e apresenta rotação elevada, o que intensifica as perdas com o aumento da velocidade, como indicado pela inclinação exponencial da curva de perdas na Figura 4.4e. A MSIP-I, por sua vez, é projetada para tração veicular e opera com correntes elevadas em baixas velocidades, fornecendo torque elevado com perdas significativas. A variação de perdas nessa topologia é praticamente linear 4.4f, devido à sua baixa velocidade nominal, que reduz os efeitos relacionados à frequência. Assim, as perdas predominantes nessa máquina são atribuídas ao efeito Joule nos enrolamentos do estator.

Os mapas de eficiência para as três topologias são apresentados na Figura 4.5, considerando a variação do torque e da velocidade. A representação evidencia as regiões operacionais de maior desempenho para cada configuração magnética.

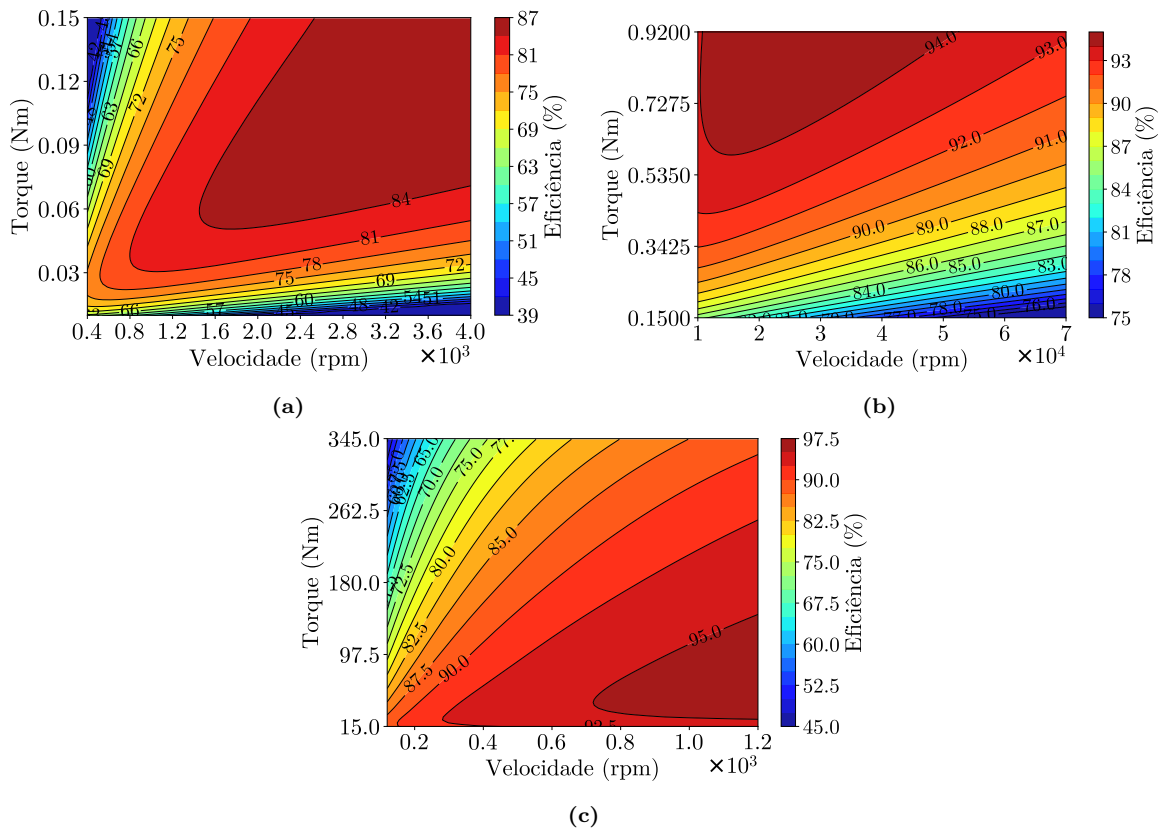


Figura 4.5: Mapas de eficiência obtidos pelo modelo proposto: (a) MSIP-S; (b) GSIP-S; (c) MSIP-I.

Os mapas de eficiência apresentados na Figura 4.5 evidenciam o desempenho eletromagnético das máquinas em diferentes condições de torque e velocidade. Nas to-

ologias MSIP-S e GSIP-S, observa-se que as perdas são fortemente influenciadas pela frequência elétrica, dado que a corrente no estator permanece em níveis reduzidos. Esse efeito é mais expressivo na GSIP-S devido à sua operação em altas velocidades, conforme ilustrado na Figura 4.5b. Por outro lado, na topologia MSIP-I, as perdas concentram-se majoritariamente no cobre por efeito Joule, em função das elevadas correntes no estator. A baixa velocidade de operação dessa topologia reduz significativamente os efeitos associados à frequência, como pode ser observado no mapa de eficiência da Figura 4.5c.

Os mapas de perdas individuais para as topologias MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I são ilustrados nas Figuras 4.6, 4.7 e 4.8, respectivamente. Nessas representações, são discriminadas as componentes de perdas no ferro, nos ímãs permanentes, no cobre (efeito Joule) e por efeito de proximidade.

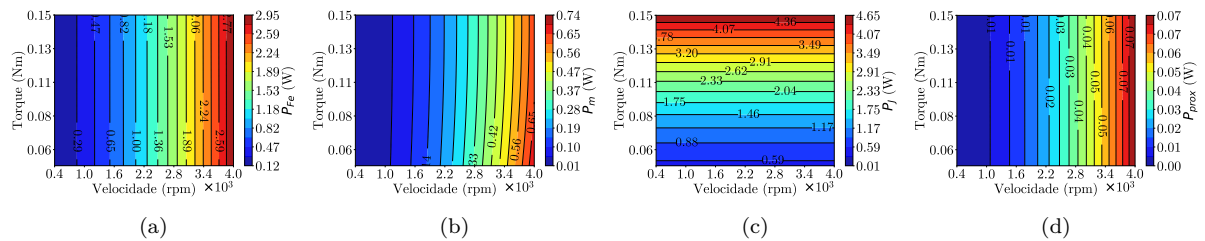


Figura 4.6: Mapas de perdas individuais para a topologia MSIP-S: (a) Ferro, (b) Ímã, (c) Efeito Joule e (d) Efeito de proximidade.

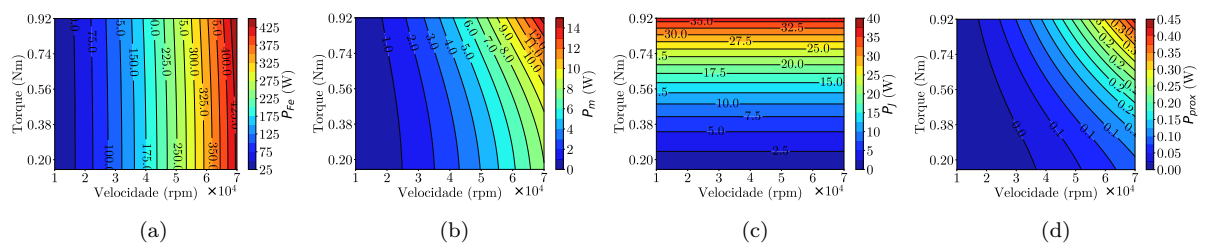


Figura 4.7: Mapas de perdas individuais para a topologia GSIP-S: (a) Ferro, (b) Ímã, (c) Efeito Joule e (d) Efeito de proximidade.

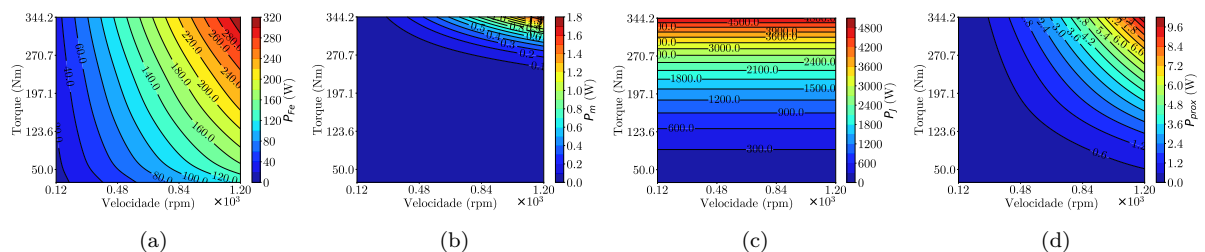


Figura 4.8: Mapas de perdas individuais para a topologia MSIP-I: (a) Ferro, (b) Ímã, (c) Efeito Joule e (d) Efeito de proximidade.

Na topologia MSIP-S, as perdas eletromagnéticas são predominantemente influenciadas pela frequência elétrica, sendo os componentes ferromagnéticos os principais responsáveis. As perdas nos ímãs apresentam um baixo índice de contribuição. As perdas por efeito Joule são reduzidas devido aos baixos níveis de corrente no estator. Embora as perdas por efeito de proximidade aumentem com a velocidade, sua contribuição para as perdas totais permanece desprezível, conforme ilustrado na Fig. 4.6.

Na configuração GSIP-S, as perdas no ferro tornam-se predominantes em altas velocidades, em razão do aumento da frequência elétrica. As perdas por efeito Joule permanecem limitadas devido às baixas correntes no estator. As perdas por efeito de proximidade tendem a intensificar-se com o aumento do torque, que está associado a maiores correntes, e da velocidade, porém continuam representando uma fração pouco significativa das perdas totais, conforme evidenciado na Fig. 4.7.

Por fim, na topologia MSIP-I, as perdas concentram-se majoritariamente no enrolamento de cobre, associadas ao efeito Joule, em decorrência das elevadas correntes no estator. Os efeitos relacionados à frequência são atenuados devido à operação em baixas rotações. Ainda assim, observa-se um aumento nas perdas por efeito de proximidade no cobre, conforme ilustrado na Figura 4.8.

4.1.3 Análise Comparativa com o MotorCAD

A topologia GSIP-S, projetada para operação em alta rotação, foi utilizada para comparar os resultados do modelo proposto com aqueles obtidos no software MotorCAD. O modelo foi implementado em ambas as ferramentas, e a comparação foi realizada com base no torque em regime de carga e vazio, além da densidade de fluxo no entreferro. Foram consideradas três configurações: apenas com o campo dos ímãs permanentes, apenas com o campo gerado pela corrente do estator e com ambos os campos combinados. O processo foi iterado até a redução das discrepâncias entre geometria, propriedades dos materiais e distribuição dos enrolamentos. Os resultados obtidos apresentaram excelente concordância, com diferença mínima na densidade de fluxo entre as ferramentas.

Na Figura 4.9 é apresentada a comparação entre os resultados obtidos no modelo proposto e no modelo de referência. A Figura 4.9a mostra a excelente concordância entre os perfis de fluxo magnético no entreferro, validando a compatibilidade entre os campos produzidos pelos ímãs permanentes e pelas correntes do estator. Já a Figura 4.9b

apresenta a comparação dos torques simulados sob condições de carga, evidenciando boa equivalência entre os modelos após o alinhamento da densidade de fluxo no entreferro.

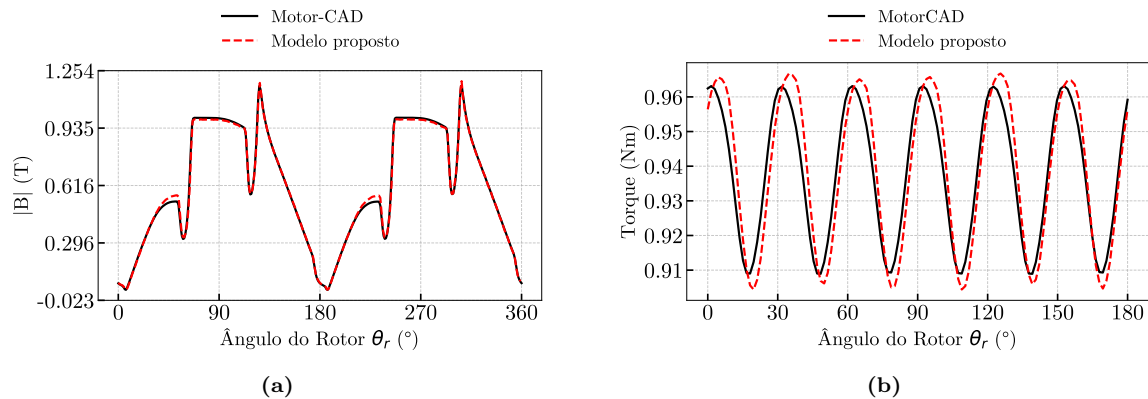


Figura 4.9: Comparação entre os modelos proposto e de referência. (a) Fluxo magnético no entreferro. (b) Torque simulado sob carga.

Conforme ilustrado na Figura 4.9, observa-se uma boa concordância no perfil do fluxo magnético no entreferro entre as duas ferramentas. No entanto, os valores de torque apresentaram divergências significativas. Com o intuito de mitigar essa diferença, foi realizado um refinamento da malha em ambos os modelos. Apesar desse ajuste, a discrepância nos resultados de torque permaneceu. Tal divergência pode ser atribuída às distintas abordagens utilizadas para o cálculo do torque. Embora ambas as ferramentas empreguem o MEF, o MotorCAD adota técnicas de interpolação com o objetivo de reduzir o tempo computacional, ao passo que, no modelo proposto, o torque é calculado diretamente, sem o uso de aproximações adicionais.

Após a verificação da equivalência dos modelos entre as ferramentas, foram determinadas as perdas em diferentes pontos de operação para a construção do mapa de eficiência da máquina. A corrente do estator i_s foi ajustada entre 2,83 e 19,52 A, mantendo-se o ângulo de fase fixo para garantir o deslocamento perpendicular entre os campos do rotor e do estator, assegurando o torque máximo em simulações magnetostáticas por elementos finitos. As perdas foram calculadas considerando velocidades entre 10.000 e 70.000 rpm. A mesma faixa de corrente e velocidade foi aplicada ao modelo proposto para viabilizar a comparação com a ferramenta de referência.

O mapa de eficiência gerado pelo modelo proposto pode ser observado na Figura 4.10a, enquanto na Figura 4.10b é ilustrado o mapa de eficiência gerado pelo MotorCAD.

Na Figura 4.10a, observa-se que os maiores valores de eficiência concentram-se entre 0,45 Nm e 0,92 Nm, com pico de 94,5% entre 0,75 Nm e 0,92 Nm, para velocidades de 15.000 a 40.000 rpm. Em torques inferiores, a eficiência permanece igual ou inferior a 93%. Já a Figura 4.10b evidencia variações nos contornos de eficiência, oscilando entre 93% e 94,5% no intervalo de torque mencionado, com valores abaixo de 93% ocorrendo fora dessa faixa e se estendendo por toda a gama de velocidade.

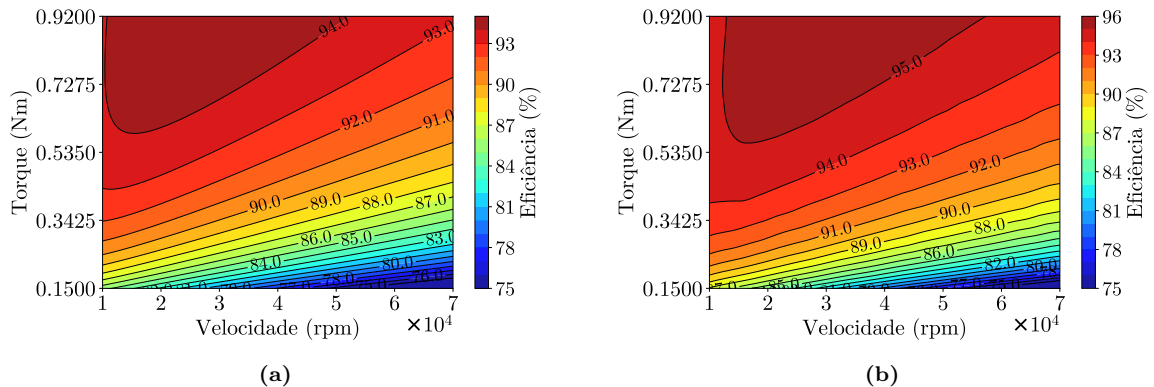


Figura 4.10: Comparação entre os mapas de eficiência. (a) Modelo proposto. (b) MotorCAD.

É notável a divergência entre os resultados obtidos pelo modelo proposto e pelo MotorCAD, a qual pode ser atribuída às distintas formulações matemáticas adotadas por cada ferramenta, conforme comentado no final do capítulo 3. Para entender melhor essa diferença, as Figuras 4.11 e 4.12 são apresentadas.

Na Figura 4.11 é apresentado uma comparação entre as perdas totais do modelo proposto e do MotorCAD para três pontos de operação distintos. O objetivo é analisar o comportamento das perdas em diferentes condições operacionais para compreender melhor as divergências entre os mapas de eficiência dos dois modelos. Observa-se que as perdas apresentam um perfil semelhante, o que justifica a similaridade nos perfis dos mapas de eficiência.

Em seguida, na Figura 4.12, é possível comparar as perdas calculadas de forma separada entre o modelo proposto e o MotorCAD, permitindo realizar uma análise mais abrangente sobre a divergência dos resultados entre as ferramentas.

A Figura 4.12a apresenta as perdas no núcleo ferromagnético (P_{Fe}) para a topologia GSIP-S. Observa-se aumento das perdas com a velocidade, com boa concordância entre o modelo proposto e o MotorCAD. Em 70.000 rpm e corrente nominal, o modelo proposto estima uma perda de 446,62 W, enquanto o MotorCAD indica 326,96 W, resultando em um erro de 36,56%.

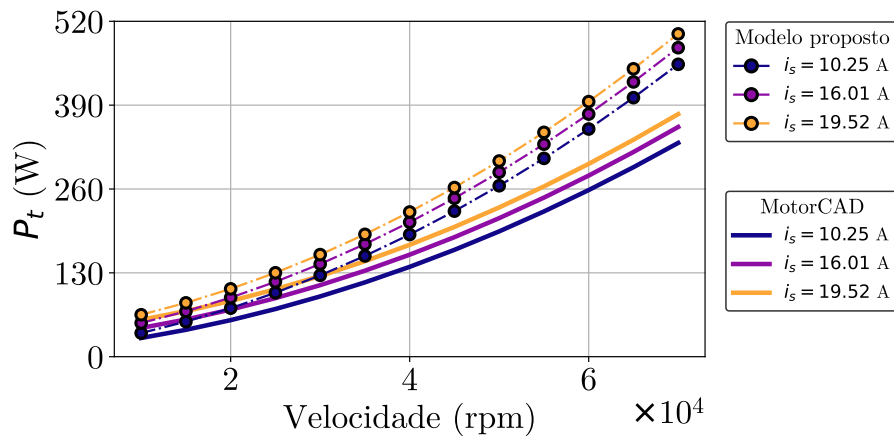


Figura 4.11: Comparação entre as perdas totais calculadas pelo modelo proposto e MotorCAD.

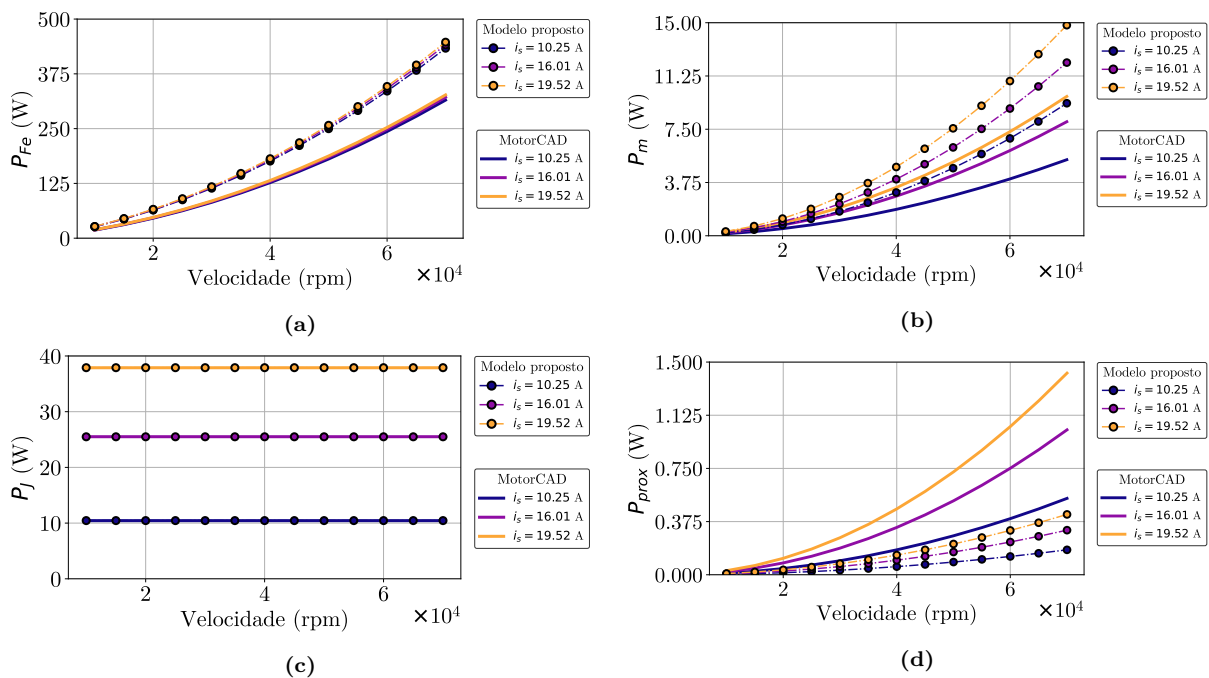


Figura 4.12: Perdas eletromagnéticas separadas da MSIP-S para três pontos operacionais: (a) Perda no núcleo ferromagnético, (b) Perda nos ímãs permanentes, (c) Perdas no cobre por efeito Joule, (d) Perdas no cobre devido ao efeito de proximidade.

Na Figura 4.12b, as perdas nos ímãs permanentes (P_m) também aumentam com a velocidade, sendo mais sensíveis à variação de corrente no modelo proposto. A 70.000 rpm, as perdas atingem 14,61 W no modelo proposto e 9,81 W no MotorCAD, com um erro relativo de 48,90

A Figura 4.12c mostra as perdas por efeito Joule (P_J), que se mantêm constantes em relação à velocidade, sendo predominantemente dependentes da corrente. Para a corrente nominal, ambas as ferramentas indicam perdas próximas: 37,89 W no modelo proposto e 37,88 W no MotorCAD, com erro de apenas 0,03%.

Na Figura 4.12d, observa-se que as perdas por efeito de proximidade (P_{prox}) aumentam com a velocidade. No ponto de 70.000 rpm e corrente nominal, o modelo proposto estima 0,41 W, enquanto o MotorCAD calcula 1,42 W, evidenciando um erro de 71,13%.

4.1.4 Discussões Gerais

A utilização de diferentes modelos para a determinação das perdas entre as ferramentas empregadas neste estudo resultou em divergências significativas, especialmente nas perdas no material ferromagnético e nas perdas por proximidade no cobre.

A Tabela 4.2 apresenta a comparação das perdas eletromagnéticas entre o modelo proposto (MP) e o software MotorCAD (MCAD) para as três máquinas simuladas nesta dissertação, considerando os respectivos pontos de corrente e velocidade nominais. Os valores incluem as perdas totais, no ferro, nos ímãs, por efeito Joule e por efeito de proximidade. A partir desses dados, foi calculado o erro absoluto percentual para cada tipo de perda, permitindo uma análise quantitativa da divergência entre os dois modelos.

Tabela 4.2: Perdas eletromagnéticas na velocidade nominal para os modelos MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I. A tabela compara as perdas totais, no ferro, do modo proposto, Joule e por proximidade entre o modelo proposto e o MotorCAD, incluindo os erros absolutos ($e\%$).

Perdas (W)	MSIP-S			GSIP-S			MSIP-I		
	MP	MCAD	$e\%$	MP	MCAD	$e\%$	MP	MCAD	$e\%$
P_{FE}	2,94	2,71	8.48	446,62	326,96	36.56	349,53	182,98	91.01
P_m	0,63	0,53	18.87	14,61	9,81	48.90	1,39	1,33	4.51
P_J	4,65	4,64	0.22	37,89	37,88	0.03	4824,37	4824,68	0.01
P_{prox}	0,07	0,056	25.00	0,41	1,42	71.13	19,38	99,34	80.47
P_t	8,31	7,94	4.65	499,55	376,08	32.83	5194,98	5108,35	1.70

As perdas no ferro apresentam o maior erro absoluto na MSIP-I, atingindo 91,01%, enquanto para a MSIP-S esse valor é significativamente menor, 8,48%, e na GSIP-S fica em 36,56%. No caso das perdas no ímã, a GSIP-S apresenta o maior erro, 48,90%, enquanto a MSIP-I tem um erro mais baixo de 4,51%, e a MSIP-S apresenta um erro intermediário de 18,87%. Já as perdas por efeito Joule possuem os menores erros absolutos, próximos de 0%, indicando alta precisão entre os modelos. O menor erro ocorre na MSIP-I, 0,01%, seguido por GSIP-S, 0,03%, e MSIP-S, 0,22%. Por outro lado, as perdas por proximidade apresentam altos erros na MSIP-I, 80,47%, e na MSIP-S, 25%, enquanto a GSIP-S tem um erro menor de 13,98%. Quando analisadas as perdas totais, observa-se que a GSIP-S apresenta o maior erro absoluto, 32,83%, enquanto a

MSIP-I possui o menor erro geral, 1,70%, e a MSIP-S apresenta um erro intermediário de 4,65%. No geral, os maiores erros absolutos são observados para as perdas no ferro e por proximidade, especialmente na máquina MSIP-I, enquanto as perdas por efeito Joule apresentam a menor discrepância entre os modelos, evidenciando uma maior concordância entre o modelo proposto e o software MotorCAD nessa categoria de perda.

O gráfico apresentado na Figura 4.13 exibe a média dos erros das perdas eletromagnéticas para as máquinas MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I. Observa-se que a maior discrepância entre os modelos ocorre nas perdas por proximidade, representando 58,9% do erro total. As perdas no ferro também contribuem significativamente para a divergência, correspondendo a 45,4% do erro médio. As perdas no ímã apresentam um impacto menor, com 24,1%, enquanto as perdas Joule possuem um erro praticamente desprezível, de apenas 0,1%. As perdas totais, que consideram a soma das contribuições individuais, representam 13,1% da discrepância entre os modelos analisados. Esses resultados indicam que as perdas por proximidade e no ferro são os principais fatores de divergência entre o modelo proposto e o MotorCAD.

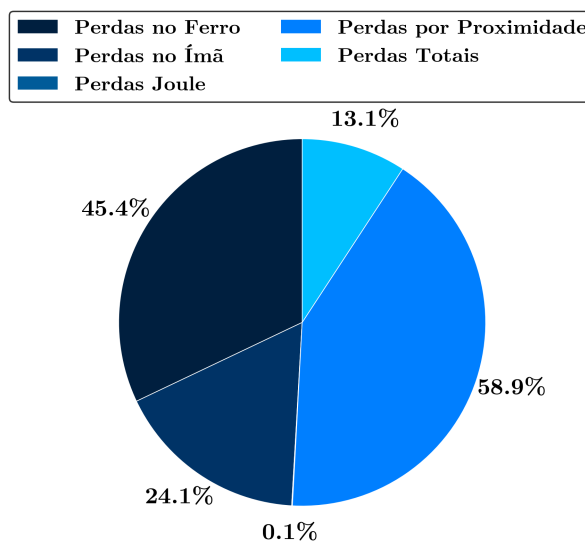


Figura 4.13: Média do erros das perdas para a MSIP-S, GSIP-S e MSIP-I

Apesar das diferenças entre os resultados, o modelo proposto apresenta perdas semelhantes às do MotorCAD. A Figura 4.14 ilustra a distribuição percentual das perdas globais para ambos os modelos. As perdas Joule predominam, com 85,3% no MP e 88,6% no MCAD. As perdas no ferro são relevantes, correspondendo a 14,0% no MP e 9,3% no MCAD. Já as perdas no ímã e por proximidade apresentam valores inferiores a 2%.

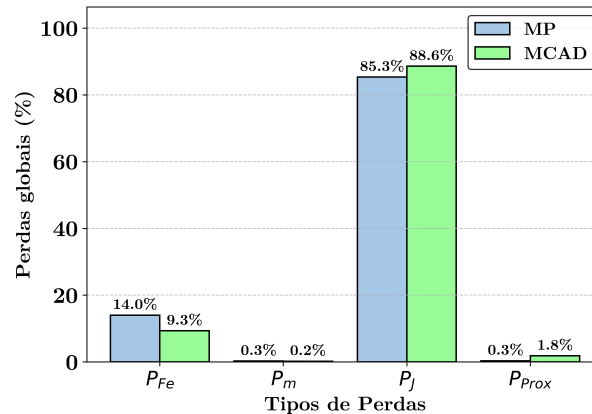


Figura 4.14: Distribuição percentual das perdas globais para os modelos MP e MCAD.

Os resultados indicam que, apesar das variações na magnitude das perdas, a distribuição relativa entre os modelos permanece semelhante. Isso sugere que ambos os modelos apresentam um comportamento consistente na contribuição de cada tipo de perda. No entanto, as discrepâncias observadas, especialmente nas perdas no ferro e por proximidade, destacam a importância de utilizar modelos equivalentes para garantir uma validação mais precisa dos resultados.

Outro ponto relevante é que, apesar das grandes divergências nos valores absolutos, as ferramentas analisadas apresentam um perfil de perdas semelhante, estando em conformidade com os resultados encontrados na literatura. Isso sugere que o modelo proposto nesta dissertação possui um grande potencial para futuras aplicações na análise de desempenho de máquinas elétricas. No entanto, é necessário empregar outros modelos para o cálculo de perdas e validar os resultados por meio de diferentes abordagens.

Adicionalmente, é importante ressaltar que as ferramentas de código aberto FEMM e PYLEECAN utilizam os mesmos modelos de cálculo, e os resultados apresentados no início do Capítulo 4 para a MSIP-S demonstram uma boa concordância com essas ferramentas, reforçando a validade do modelo desenvolvido. Contudo, ainda se faz necessária a validação do modelo por outras metodologias, especialmente métodos experimentais.

4.2 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentados os resultados obtidos pelo modelo proposto. Primeiramente, os resultados foram comparados com o modelo de David Meeker

no FEMM, evidenciando uma ótima correlação entre os modelos para todas as perdas. No entanto, a comparação dos resultados com o software comercial MotorCAD apresentou desvios significativos, principalmente devido às grandes diferenças observadas no modelo de perdas entre as ferramentas. Essa divergência foi constatada na discrepância dos resultados.

Para a análise dos resultados, os modelos das máquinas foram implementados no modelo proposto e no MotorCAD. Em seguida, o torque desenvolvido e a densidade de fluxo no entreferro foram comparados, apresentando uma ótima concordância entre as ferramentas.

O modelo dq adotado foi validado para as máquinas de ímãs na superfície e de ímãs no interior, demonstrando que o referencial dq está corretamente ajustado para a análise proposta. Verificou-se também que as máquinas de ímãs no interior apresentam torques máximos para diferentes ângulos de fase devido à variação da indutância em função da corrente, conforme o previsto no Capítulo 3.

Os gráficos apresentados evidenciaram que as perdas no ferro e por proximidade apresentam o maior desvio entre o modelo proposto e o MotorCAD para a corrente e velocidade nominais. Além disso, outras perdas também demonstram grandes desvios. No entanto, o perfil das curvas é bastante semelhante entre as ferramentas. Isso ocorre porque as perdas no cobre, que possuem uma boa concordância entre as ferramentas, representam a principal contribuição ao longo de toda a faixa de velocidade, conforme indicado pelas análises realizadas.

5 Conclusões e Propostas de Continuidade

No decorrer deste estudo propõe-se um modelo computacional, baseado em ferramentas de código aberto, para estimar o mapa de eficiência de máquinas com ímãs permanentes. A metodologia considera as principais fontes de perdas eletromagnéticas no núcleo, nos ímãs e nos enrolamentos, incluindo os efeitos Joule e de proximidade.

A adoção de ferramentas de código aberto contribui com um modelo capaz de determinar as perdas em diversos pontos de operação de uma máquina síncrona de ímãs permanentes.

Os resultados demonstram que o modelo desenvolvido é capaz de estimar as perdas eletromagnéticas em diferentes condições operacionais, possibilitando a construção de mapas de eficiência para diversas topologias de máquinas elétricas durante a fase de torque constante.

Para verificação, os dados obtidos foram comparados aos fornecidos pelo software comercial MotorCAD. Apesar de discrepâncias nos valores absolutos, observou-se boa concordância na distribuição das perdas, além de perfis com tendências similares.

Em ambas as ferramentas, as perdas resistivas no cobre foram predominantes, seguidas pelas perdas no ferro. As maiores diferenças entre os modelos ocorreram nas perdas ferromagnéticas e por efeito de proximidade, resultantes das distintas metodologias de cálculo empregadas. Esses desvios indicam a necessidade de investigação de modelos alternativos para o cálculo das perdas, bem como a validação experimental dos resultados.

5.1 Propostas de Continuidade

A proposta inicial do trabalho foi alcançada, consistindo no desenvolvimento de uma ferramenta de código aberto para a geração do mapa de eficiência de máquinas elétricas com ímãs permanentes. Contudo, ainda existem pontos que devem ser investigados e aprimorados.

- Desenvolver um modelo transiente, com base em ferramentas de código aberto, para permitir uma análise mais precisa das perdas eletromagnéticas ao longo do tempo.

- Utilizar modelos alternativos no cálculo de perdas no pós-processamento e validar os resultados com dados experimentais, aumentando a confiabilidade do modelo.
- Criar uma ferramenta integrada que considere os efeitos eletromagnéticos, térmicos e mecânicos, visando uma avaliação mais realista do desempenho da máquina.
- Adotar estratégias de controle para as regiões de torque constante e enfraquecimento de campo, validando o modelo e prevenindo a desmagnetização dos ímãs.

REFERÊNCIAS

ABDEL-WAHED, A. T. et al. Design and finite-element-based optimization for a 12-slot/10-pole IPM motor with integrated onboard battery charger for electric vehicle applications. **Machines**, MDPI, v. 11, n. 5, p. 534, 2023. DOI: 10.3390/machines11050534.

ADAMO, S. **Progettazione di motori elettrici multifase con software open source - Design of multiphase electric motors with open source software**. 2018. Tese (Doutorado) – Politecnico di Torino.

ALMEIDA, A. T. de; FONG, J. A.; FERREIRA, F. J. Energy-Efficient Industrial Motor-Driven Systems and Standards Toward Net Zero Carbon. In: IEEE. 2024 IEEE/IAS 60th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS). [S.l.: s.n.], 2024. P. 1–10.

ANDERSON, I. F. Hertzian motor: An innovative method to obtain an energy efficiency of 90%, in savings in single-phase active energy (kwh), if the “Fan Law” is applied to PSMSM-type synchronous motors without the need to apply the use of Variable Frequency Drives (VFD), 2022.

ANDRADE, K. M. de et al. PeMSyn: a free software to assist the design and performance assessment of permanent magnets synchronous machines. In: IEEE. 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). [S.l.: s.n.], 2019. P. 1–6.

ANSYS, I. **Ansys Motor-CAD**. [S.l.: s.n.], 2024.

<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-motor-cad>. Accessed: 2024-09-23.

ANSYS, INC. **Ansys Maxwell: Electromagnetic Field Simulation**. Accessed: 2024-09-23. n.d. Disponível em:

<<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-maxwell#tab1-1>>.

ANTUNES, O.; BASTOS, J.; SADOWSKI, N. Using high-order finite elements in problems with movement. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 40, n. 2, p. 529–532, 2004.

AUDI. **Audi A3 e-tron 2014**. [S.l.: s.n.], 2014. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em:

<<https://www.audi.com.br/br/web/pt/modelos/a3/a3-sportback-e-tron.html>>.

AUDI. **Audi e-tron 2019**. [S.l.: s.n.], 2019. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em:

<<https://www.audi.com.br/br/web/pt/modelos/e-tron/e-tron.html>>.

BERTOTTI, G. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials.

IEEE Transactions on Magnetics, IEEE, v. 24, n. 1, p. 621–630, 1988.

BIANCHI, N. **Electrical Machine Analysis Using Finite Elements**. [S.l.]: CRC Press, 2017.

BMW. **BMW 225xe 2015**. [S.l.: s.n.], 2015. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em:

<<https://www.bmw.com.br/pt/all-models/2-series/225xe-active-tourer/2015/bmw-225xe-active-tourer.html>>.

BMW. **BMW i3 2013**. [S.l.: s.n.], 2013. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em:

<<https://www.bmw.com.br/pt/modelos/bmw-i/bmw-i3.html>>.

BOJOI, R. et al. Efficiency and loss mapping of AC motors using advanced testing tools. In: IEEE ICELMACH. [S.l.: s.n.], 2016. DOI: 10.1109/ICELMACH.2016.7732654.

BOLSI, P. C. et al. Comparative analysis among steinmetz-based analytical models applied to inductors using iron powder material considering dc bias. In: IEEE. 2022 14th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC). [S.l.: s.n.], 2022. P. 1–6.

BONNEEL, P. et al. Pyleecan: an open-source Python object-oriented software for the multiphysic design optimization of electrical machines. In: IEEE. 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM). [S.l.: s.n.], 2018. P. 948–954.

BOSSCHE, A. den; VALCHEV, V.; GEORGIEV, G. Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms. In: PESC 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. [S.l.: s.n.], 2004. v. 6, p. 4814–4818.

BRUNE, A. et al. Evaluation of an efficiency-optimized calculation of PM synchronous machines' operating range using time-saving numerical and analytical coupling. In: IEEE. 2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. [S.l.: s.n.], 2012. P. 32–35.

BYCKLING, M. et al. Improving the scalability and applicability of Elmer finite element software for industrial problems. In: PROC. PRACE White Papers. [S.l.: s.n.], 2013. P. 1–7.

CANDELO-ZULUAGA, C. et al. PMSM design for achieving a target torque-speed-efficiency map. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 69, n. 12, p. 14448–14457, 2020.

CHAN, C.; CHAU, K. Design of electrical machines by the finite element method using distributed computing. **Computers in industry**, Elsevier, v. 17, n. 4, p. 367–374, 1991.

CHARLES, P. **Project Title**. [S.l.]: GitHub, 2013.
<https://github.com/charlespwd/project-title>.

CHEVROLET. **Chevy Bolt EV 2023**. [S.l.: s.n.], 2023. Acesso em: 10 mar. 2025.
Disponível em: <<https://www.chevrolet.com.br/eletrico/bolt-euv>>.

COLAK, B.; CETINKAYA, S. A Novel Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for Reaction Wheels in Satellites. In: VDE. PCIM Europe 2024; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. [S.l.: s.n.], 2024. P. 490–496.

COMPUTER HISTORY MUSEUM. **Silicon Engine: A Timeline of Semiconductors in Computers**. Accessed: 2024-12-09. 2024. Disponível em: <<https://www.computerhistory.org/siliconengine/>>.

COSTA, I. D. L. da et al. Análise comparativa do controle de corrente em referencial estacionário e síncrono em um conversor trifásico à três fios aplicado a geração distribuída. Universidade Federal de Minas Gerais, 2020.

DING, X.; MI, C. Modeling of eddy current loss in the magnets of permanent magnet machines for hybrid and electric vehicle traction applications. In: IEEE. 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. [S.l.: s.n.], 2009. P. 419–424.

DU, G. et al. Comprehensive analysis of influencing factors of AC copper loss for high-speed permanent magnet machine with round copper wire windings. **Machines**, MDPI, v. 10, n. 9, p. 731, 2022.

EGOROV, D. et al. Hysteresis loss in NdFeB permanent magnets in a permanent magnet synchronous machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 69, n. 1, p. 121–129, 2021.

EMADI, A. **Advanced electric drive vehicles**. [S.l.]: CRC Press, 2014.

EOMYS. **Discussão sobre o uso do PYLEECAN para análise de máquinas elétricas**. [S.l.: s.n.], nov. 2024. [Fórum de Discussão]. Disponível em: <<https://github.com/Eomys/pyleecan/discussions>>.

FEMM USERS GROUP. **FEMM Users Group**. [Accessed: 14-Nov-2024]. 2024.
Disponível em: <<https://groups.io/g/femm>>.

FORTUNE BUSINESS INSIGHTS. **Electric Vehicle Motor Market Size, Share, Trends, Forecast 2030**. [S.l.: s.n.], 2024. Acesso em: 26 out. 2024. Disponível em: <<https://www.fortunebusinessinsights.com/infographics/electric-vehicle-motor-market-107244>>.

FUKUMA, A. et al. Investigation of AC loss of permanent magnet of SPM motor considering hysteresis and eddy-current losses. **IEEE transactions on magnetics**, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1964–1967, 2005.

GAS, Y. **Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles**. [S.l.: s.n.], 2005.

GOBBI, M. et al. Traction motors for electric vehicles: Maximization of mechanical efficiency – A review. **Applied Energy**, v. 357, p. 122496, 2024. ISSN 0306-2619. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2023.122496>. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261923018603>>.

HAYES, J. G.; GOODARZI, G. A. **Electric powertrain: energy systems, power electronics and drives for hybrid, electric and fuel cell vehicles**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2018.

HEIN, H.; YUE, S.; LI, Y. Comparative core loss calculation methods for magnetic materials under harmonics effect. In: IOP PUBLISHING, 1. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. [S.l.: s.n.], 2019. v. 486, p. 012019.

HRUSKA, K.; DVORAK, P. The validity range of PMSM efficiency map regarding its equivalent circuit parameters. In: IEEE. 2016 17th International Conference on Mechatronics-Mechatronika (ME). [S.l.: s.n.], 2016. P. 1–7.

HSU, J. S. **Report on Toyota Prius Motor Thermal Management**. [S.l.], fev. 2005. DOI: 10.2172/885987. Disponível em: <<https://www.osti.gov/biblio/885987>>.

HUMPHRIES, S. Finite-element methods for electromagnetics. **New Mexico, January**, 2010.

HUYNH, T. A.; HSIEH, M.-F. Performance analysis of permanent magnet motors for electric vehicles (EV) traction considering driving cycles. **Energies**, MDPI, v. 11, n. 6, p. 1385, 2018.

IEA. **Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems**. [S.l.]: International Energy Agency Paris, France, 2011.

IEA. **Global EV Outlook 2024**. Paris: IEA, 2024. Licence: CC BY 4.0. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024>>.

ISHAK, D.; ZHU, Z.; HOWE, D. Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole. **IEEE Transactions on magnetics**, IEEE, v. 41, n. 9, p. 2462–2469, 2005.

JAGUAR. **Jaguar I-Pace 2018**. [S.l.: s.n.], 2018. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em: <<https://www.jaguar.com.br/jaguar-range/i-pace/index.html>>.

JILES, D. C.; ATHERTON, D. L. Theory of ferromagnetic hysteresis. **Journal of magnetism and magnetic materials**, Elsevier, v. 61, n. 1-2, p. 48–60, 1986.

JMAG, I. **Model-Based Development**. [S.l.: s.n.], 2024. <https://www.jmag-international.com>. Accessed: 2024-09-23.

JUN, S.-B. et al. A novel method for establishing an efficiency map of IPMSMs for EV propulsion based on the finite-element method and a neural network. **Electronics**, MDPI, v. 10, n. 9, p. 1049, 2021.

KAWASE, Y. et al. 3-D analysis of eddy current in permanent magnet of interior permanent magnet motors, 2002.

KEKUNG, M. O. **Electric Motor Optimisation from a Technical, Economic, and Sustainability Perspective: The Role of Tribology in the Circular Economy**. [S.l.: s.n.], 2024. Disponível em:
<<https://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:1891848/FULLTEXT01.pdf>>.

KERÄNEN, J. et al. Efficient parallel 3-D computation of electrical machines with Elmer. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 51, n. 3, p. 1–4, 2015.

KLUCZEK, A.; OLSZEWSKI, P. Energy audits in industrial processes. **Journal of cleaner production**, Elsevier, v. 142, p. 3437–3453, 2017.

KRAUSE, P. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. **IEEE Press google scholar**, v. 2, p. 203–210, 2002.

KRINGS, A.; SOULARD, J. Overview and comparison of iron loss models for electrical machines. **Journal of Electrical Engineering**, v. 10, n. 3, p. 8–8, 2010.

LANDGRAF, F. J. G. et al. Propriedades Magnéticas de aços para fins elétricos. **Aços: perspectivas para os próximos**, v. 10, p. 109–128, 2002.

LI, C.; ZHANG, W. et al. Permanent Magnet Flux Linkage Analysis and Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control of High Saturation IPMSM. **Energies**, v. 16, n. 12, 2023. ISSN 1996-1073. DOI: 10.3390/en16124717. Disponível em:
<<https://www.mdpi.com/1996-1073/16/12/4717>>.

LI, J.; ABDALLAH, T.; SULLIVAN, C. R. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms. In: IEEE. CONFERENCE Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248). [S.l.: s.n.], 2001. v. 4, p. 2203–2210.

LI, K.; CUI, S. et al. Analytical derivation of efficiency map of an induction machine for electric vehicle applications. In: IEEE. 2018 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC). [S.l.: s.n.], 2018. P. 1–6.

LI, P. Parallel Circuit Simulation: A Historical Perspective and Recent Developments. **Foundations and Trends in Electronic Design Automation**, v. 5, n. 4, p. 271–361, 2012. DOI: 10.1561/10000000020. Disponível em: <<https://dx.doi.org/10.1561/10000000020>>.

LIN, D. et al. A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis. **IEEE Transactions on magnetics**, IEEE, v. 40, n. 2, p. 1318–1321, 2004.

LIU, Y. et al. A simplified finite-element model of hybrid excitation synchronous machines with radial/axial flux paths via magnetic equivalent circuit. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 53, n. 11, p. 1–4, 2017.

LUPU, T. et al. Open source software based design and optimization tool for electrical machines. In: IEEE. 2021 9th International Conference on Modern Power Systems (MPS). [S.l.: s.n.], 2021. P. 1–5.

MAHMOUDI, A. et al. Loss function modeling of efficiency maps of electrical machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 53, n. 5, p. 4221–4231, 2017.

MAHMOUDI, A. et al. Efficiency maps of electrical machines. In: IEEE. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2015. P. 2791–2799.

MAIA, T. A. C. Desenvolvimento de um gerador síncrono a ímãs permanentes de alta rotação acionado por uma microturbina. Universidade Federal de Minas Gerais, 2016.

MAXWELL, J. C. **The Scientific Papers of James Clerk Maxwell...** [S.l.]: University Press, 1890. v. 2.

MAYERGOYZ, I. D. **Mathematical models of hysteresis and their applications.** [S.l.]: Academic press, 2003.

MEEKER, D. C. **PyFEMM: Python Interface for FEMM.** [S.l.: s.n.], 2021.
<https://www.femm.info/wiki/pyfemm>. Accessed: 07-Nov-2024.

MEEKER, D. **Rotating losses in a surface mount permanent magnet motor.** [S.l.]: October, 2017.

MEEKER, D. Finite Element Method Magnetics: SPMLoss, 2018.

MEEKER, D. C. Sliding band motion model for electric machines. **Finite Element Method Magnetics**, 2018.

MITRA, A.; BHOWMIK, S.; CHOWDHURY, S. V/f Control of PMSM Drive fed from PR Current Controller Based Single-Phase AFE Rectifier. In: IEEE. 2024 IEEE 3rd International Conference on Control, Instrumentation, Energy & Communication (CIEC). [S.l.: s.n.], 2024. P. 337–342.

MŁOT, A. et al. Analysis of the proximity and skin effects on copper loss in a stator core. **Archives of Electrical Engineering**, Polska Akademia Nauk. Czasopisma i Monografie PAN, v. 63, n. 2, p. 211–225, 2014.

MONK, P. **Finite element methods for Maxwell's equations.** [S.l.]: Oxford university press, 2003.

MOURA, C. C. C. **Uncoupled thermoelastic analysis of cold-rolled silicon steel**
Análise termoelástica desacoplada de aço silício laminado a frio. 2023. Tese
(Doutorado) – [sn].

NIELSEN, S. B.; VEZZINI, A. **Electric Motor Systems Annex – 2022 Report.**
International Energy Agency (IEA), 2022. Prepared under the EMSA program and
formally approved by the EMSA Members. Authors are members of IEC SC 22G WG18.
Testing period: 01 October 2019 to 01 October 2021.

NISSAN. **Nissan Leaf 2025.** [S.l.: s.n.], 2025. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em:
<<https://www.nissan.pt/veiculos/novos-veiculos/leaf.html>>.

NOVAK, M.; NOVAK, J.; NOVAK, Z. Methodology for Efficiency Mapping of
Permanent Magnet Synchronous Motors. In: IEEE. 2017 19th International Conference
on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE). [S.l.: s.n.], 2017. P. 205–210.

NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. **Vector control and dynamics of AC drives.** [S.l.]:
Oxford University Press, 1996. v. 41.

OCHOA, D.; JHA, P. *Electrical machines design*, 2020.

OUAMARA, D.; DUBAS, F. Permanent-magnet eddy-current losses: A global revision
of calculation and analysis. **Mathematical and Computational Applications**,
MDPI, v. 24, n. 3, p. 67, 2019.

PÉREZ, F.; GRANGER, B. E. IPython: a system for interactive scientific computing.
Computing in science & engineering, IEEE, v. 9, n. 3, p. 21–29, 2007.

PONOMAREV, P.; KERÄNEN, J.; PASANEN, P. Electromagnetic transient finite
element 3D modelling of electrical machines using open-source tools. In: IEEE. 2016
XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). [S.l.: s.n.], 2016.
P. 1657–1661.

POPESCU, M.; DORRELL, D. G. Skin effect and proximity losses in high speed brushless permanent magnet motors. In: IEEE. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. [S.l.: s.n.], 2013. P. 3520–3527.

PREISACH, F. Über die magnetische Nachwirkung. **Zeitschrift für physik**, Springer, v. 94, n. 5, p. 277–302, 1935.

PYRHONEN, J. **Design of Rotating Electrical Machines**. [S.l.]: Wiley-VCH, 2013. v. 1.

RAHMAN, M. A. History of interior permanent magnet motors [History]. **IEEE Industry Applications Magazine**, IEEE, v. 19, n. 1, p. 10–15, 2012.

REINERT, J.; BROCKMEYER, A.; DE DONCKER, R. W. Calculation of losses in ferro-and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation. **IEEE Transactions on Industry applications**, IEEE, v. 37, n. 4, p. 1055–1061, 2001.

RIES, V. H. K.; WALTRICH, G.; VACCARI, A. Estimativa de Mapa de Eficiência para Máquinas Elétricas Através do Método de Filtro de Kalman Estendido. **Eletrônica de Potência**, v. 29, e202426–e202426, 2024.

RODRIGUEZ-SOTELO, D. et al. Power losses models for magnetic cores: A review. **Micromachines**, MDPI, v. 13, n. 3, p. 418, 2022.

ROSHANDEL, E. et al. Losses in efficiency maps of electric vehicles: An overview. **Energies**, MDPI, v. 14, n. 22, p. 7805, 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.3390/en14227805>>.

RUCKER, J. E.; KIRTLEY, J. L.; MCCOY, T. J. Design and analysis of a permanent magnet generator for naval applications. In: IEEE. IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2005. [S.l.: s.n.], 2005. P. 451–458.

RUOHO, S. et al. Modeling magnet length in 2-D finite-element analysis of electric machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 45, n. 8, p. 3114–3120, 2009.

RUUSKANEN, V. et al. Drive cycle analysis of a permanent-magnet traction motor based on magnetostatic finite-element analysis. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, IEEE, v. 64, n. 3, p. 1249–1254, 2014.

SAIDUR, R.; MAHLIA, T. Energy, economic and environmental benefits of using high-efficiency motors to replace standard motors for the Malaysian industries. **Energy Policy**, v. 38, n. 8, p. 4617–4625, 2010. ISSN 0301-4215. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enpol.2010.04.017>. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0301421510002910>.

SANO, H. et al. Investigation in the accuracy of FEA Based Efficiency Maps for PMSM traction machines. In: IEEE. 2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM). [S.l.: s.n.], 2022. P. 2061–2066.

SONG, I.-S.; JO, B.-W.; KIM, K.-C. Analysis of an IPMSM Hybrid Magnetic Equivalent Circuit. **Energies**, v. 14, n. 16, 2021. ISSN 1996-1073. DOI: 10.3390/en14165011. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/16/5011>.

SOUZA, D. F. de et al. A Performance Evaluation of Three-Phase Induction Electric Motors between 1945 and 2020. **Energies**, v. 15, n. 6, 2022. ISSN 1996-1073. DOI: 10.3390/en15062002. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/15/6/2002>.

SPHERICAL INSIGHTS. **Permanent Magnet Market Report**. Accessed: 2024-12-09. 2023. Disponível em: <https://www.sphericalinsights.com/reports/permanent-magnet-market#:~:text=What%20is%20the%20market%20size,the%20forecast%20period%202023%2D2033>.

SRIPRANG, S. et al. Maximum torque per ampere and field-weakening controls for the high-speed operation of permanent-magnet assisted synchronous reluctance motors. In: IEEE. 2019 Research, Invention, and Innovation Congress (RI2C). [S.l.: s.n.], 2019. P. 1–7.

STEINMETZ, C. P. On the law of hysteresis. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, IEEE, v. 9, n. 1, p. 1–64, 1892.

STIPETIC, S. et al. Calculation of efficiency maps using a scalable saturated model of synchronous permanent magnet machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 54, n. 5, p. 4257–4267, 2018.

STISCIA, O. et al. Accurate induction machines efficiency mapping computed by standard test parameters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 58, n. 3, p. 3522–3532, 2022.

TARAN, N. et al. An overview of methods and a new three-dimensional FEA and analytical hybrid technique for calculating AC winding losses in PM machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 57, n. 1, p. 352–362, 2020.

TESLA. **Tesla Model 3 2017**. [S.l.: s.n.], 2017. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em: <<https://www.tesla.com/model3>>.

TESLA. **Tesla Model S 2025**. [S.l.: s.n.], 2025. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em: <<https://www.tesla.com/modelS>>.

TESLA, N. A New System of Alternate Current Motors and Transformers. **AIEE**, v. 5, p. 308, 1887.

TOYOTA. **Toyota Prius IV 2015**. [S.l.: s.n.], 2015. Acesso em: 10 mar. 2025. Disponível em: <<https://www.toyota.com.br/veiculos/hibridos/prius>>.

TOYOTA. **Toyota Prius III 2024**. [S.l.: s.n.], 2024. Acesso em: 10 mar. 2025.

Disponível em: <<https://www.toyota.com.br/mundo-toyota/tudo-que-te-move>>.

UGALE, R. T.; CHAUDHARI, B. N.; PRAMANIK, A. Overview of research evolution in the field of line start permanent magnet synchronous motors. **IET Electric Power Applications**, Wiley Online Library, v. 8, n. 4, p. 141–154, 2014.

VOLPE, G. et al. Modelling AC winding losses in a PMSM with high frequency and torque density. In: IEEE. 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). [S.l.: s.n.], 2018. P. 2300–2305.

WANG, L. et al. Design and finite element analysis of permanent magnet synchronous motor with novel rotor type. In: IEEE. 2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference. [S.l.: s.n.], 2010. P. 1–4.

WEG. **Gestão Eficiente da Energia Elétrica**. [S.l.: s.n.], 2020.

<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h7c/h92/WEG-gestao-eficiente-da-energia-eletrica-50030292-brochure-portuguese-web.pdf>.

WILLIAMS, I.; BELAHCEN, A.; KULKARNI, S. V. An Investigation into Permanent Magnet Hysteresis Losses in Reverse-salient Permanent Magnet Synchronous Motors. In: IEEE. 2023 IEEE 32nd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). [S.l.: s.n.], 2023. P. 1–6.

YANG, Z. et al. Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for EV and HEV applications. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, IEEE, v. 1, n. 3, p. 245–254, 2015.

ZABARDAST, A.; MOKHTARI, H. Effect of high-efficient electric motors on efficiency improvement and electric energy saving. In: IEEE. 2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies. [S.l.: s.n.], 2008. P. 533–538.

ZHANG, C.; CHEN, L. et al. Loss calculation and thermal analysis for high-speed permanent magnet synchronous machines. **IEEE Access**, IEEE, v. 8, p. 92627–92636, 2020.

ZHANG, J.; WANG, H. et al. Multi-Physics Multi-Objective Optimal Design of Bearingless Switched Reluctance Motor Based on Finite-Element Method. **Energies**, v. 12, n. 12, 2019. ISSN 1996-1073. DOI: 10.3390/en12122374. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/12/12/2374>>.

ZHOU, K. et al. Finite-element-based computationally efficient scalable electric machine model suitable for electrified powertrain simulation and optimization. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 51, n. 6, p. 4435–4445, 2015.

A Apêndice - Algoritmo para Cálculo do Mapa de Eficiência

A.1 Definição do Ângulo de Fase para Maximização do Torque

```
1 # Importa as bibliotecas
2 import femm
3 import numpy as np
4 import time
5
6 # Inicializa o FEMM
7 F = 0 # Frequência da simulação (0 indica análise magnetostática)
8 precisao = 1e-8
9 L_Fe = "Comprimento" # Comprimento do pacote de ferro (em mm)
10 M_Newton = 1 # Método de Newton para resolver o problema
11
12 # Abre o software FEMM e carrega o modelo da máquina a ser simulado
13 # Define os parâmetros do problema
14 femm.openfemm(0)
15 femm.opendocument("MODELO.FEM")
16 femm.mi_probdef(F, "millimeters", "planar", precisao, L_Fe, M_Newton)
17
18 # Definição das características da máquina elétrica
19 Npp = "Par_de_Polos"
20 N_polos = "Número_de_Polos"
21 N_Beta = "Passo_Ang_Beta" # Quantidade de passos para variação do ângulo de fase
22
23 # Definição do vetor de ângulos do rotor
24 theta_r = 0
25
26 # Corrente do estator
27 CorrenteVetor = ["I1", "I2", "I3", "I4", "I5", "I6", "I7", "I8", "I9", "I10"]
28
29 # Ângulo de fase
30 BetaVetor = np.linspace(0, 90, N_Beta)
31
32 # Armazena o ângulo de fase que corresponde ao torque máximo
33 Max_Angulo_Torque = {}
34
```

```
35 # Armazena o torque para cada valor do ângulo de fase
36 TorqueVetor = []
37
38 # Loop para testar diferentes valores de corrente
39 for i_s in CorrenteVetor:
40
41     # Inicializa variáveis do ângulo e do torque máximo
42     MaxTorque = 0
43     MaxAngulo = 0
44
45     # Loop para testar diferentes ângulos de fase
46     for Beta in BetaVetor:
47         starttime = time.time() # Marca o tempo inicial para medir a duração da simulação
48         o
49
50         # Calcula as componentes da corrente no referencial dq
51         ids = -i_s * np.sin(np.radians(Beta))
52         iqs = i_s * np.cos(np.radians(Beta))
53
54         # Modifica a posição da banda deslizante para representar o deslocamento do rotor
55         femm.mi_modifyboundprop("SlidingBand", 10, theta_r)
56
57         # Converte o ângulo do rotor para o referencial elétrico
58         theta_e = ("N_polos" / 2) * np.radians(theta_r)
59
60         # Converte correntes idq e iabc
61         Id = np.array([
62             np.sin(theta_e),
63             np.sin(theta_e - 2*np.pi/3),
64             np.sin(theta_e - 4*np.pi/3)
65         ])
66         Iq = np.array([
67             np.cos(theta_e),
68             np.cos(theta_e - 2*np.pi/3),
69             np.cos(theta_e - 4*np.pi/3)
70         ])
71         Itot = ids * Id + iqs * Iq
72
73         # Insere correntes A, B e C no FEMM
74         femm.mi_setcurrent("A", Itot[0])
75         femm.mi_setcurrent("B", Itot[1])
76         femm.mi_setcurrent("C", Itot[2])
77
78         # Executa a análise por elementos finitos
79         femm.mi_analyze(0)
80         femm.mi_loadsolution()
81
82         # Cálculo e armazenamento do torque
83         torque = femm.mo_gaP_entradategral("SlidingBand", 0)
84         TorqueVetor.append(torque)
```

```

83     # Ângulo de fase para máximo torque
84     if torque > MaxTorque:
85         MaxTorque = torque
86         MaxAngulo = Beta
87
88     elapsed_time = time.time() - starttime # Tempo de simulação
89     print(f"Theta_r={theta_r:.2f}, Corrente={i_s}, Beta={Beta:.2f}, Torque={torque:.2
90         f}")
91
92     # Computa ângulo de fase para o torque máximo
93     Max_Angulo_Torque[i_s] = MaxAngulo
94
95     print("Máximos:")
96     for corrente, beta_max in Max_Angulo_Torque.items():
97         print(f"Corrente_{corrente}->Beta_{beta_max:.2f}")

```

A.2 Determinação da Densidade de Fluxo Magnético, Vetor Magnético e Torque

```

1  # Importa as bibliotecas
2  import femm as femm
3  import numpy as np
4  import time
5  import string
6
7  # Inicializa o FEMM
8  F = 0 # Frequência da simulação (0 indica análise magnetostática)
9  precisão = 1e-8
10 L_Fe = "Comprimento" # Comprimento do pacote de ferro (em mm)
11 M_Newton = 1 # Método de Newton para resolver o problema
12
13 # Abre o software FEMM e carrega o modelo da máquina a ser simulado
14 femm.openfemm(0)
15 femm.opendocument("MODELO.FEM")
16 femm.mi_probdef(F, "millimeters", "planar", precisão, L_Fe, M_Newton)
17
18 # Definição das características da máquina elétrica
19 Npp = "Par_de_Polos"
20 N_polos = "Número_de_Polos"
21 N_Beta = "Passo_Ang_Beta" # Quantidade de passos para variação do ângulo de fase
22 AnguloRotor = "Angulo_Mov_Rotor" # Angulo de movimento do rotor
23 N_Rotor = "Passo_Ang_Rotor"
24 dk = AnguloRotor / N_Rotor # Quantidade de passos para variação do ângulo do rotor
25
26 # Corrente do estator

```

```

27 CorrenteVetor = ["I1", "I2", "I3", "I4", "I5", "I6", "I7", "I8", "I9", "I10"]
28
29 # Ângulo de fase
30 BetaVetor = np.linspace(0, 90, N_Beta)
31
32 # Armazena o ângulo de fase que corresponde ao torque máximo
33 Max_Ângulo_Torque = {}
34
35 # Armazena o torque para cada valor do ângulo de fase
36 TorqueVetor = []
37
38 # Variáveis de Entrada
39 N = len(CorrenteVetor) # Número de pontos operacionais para a corrente
40 theta_r_Vetor = np.zeros(round(AnguloRotor / dk))
41 is_Vetor = np.zeros((N, round(AnguloRotor / dk)))
42 torque = np.zeros(round(AnguloRotor / dk))
43 Torque = np.zeros((N, round(AnguloRotor / dk)))
44 inic = 0
45
46 # Loop de simulação
47 for i, i_s in enumerate(CorrenteVetor):
48
49     # Atualiza o ângulo de fase de acordo com a corrente
50     Beta = Max_Ângulo_Torque[i_s]
51
52     # Correntes de referência Idq
53     ids = -i_s * np.sin(np.radians(Beta))
54     iqs = i_s * np.cos(np.radians(Beta))
55
56     for j in range(round(AnguloRotor / dk)):
57
58         is_Vetor[i, j] = np.sqrt(ids**2 + iqs**2)
59
60         # Atualiza o ângulo do rotor no FEMM
61         starttime = time.time()
62         theta_r = j * dk
63         theta_r_Vetor[j] = theta_r
64
65         # Selecionando o SlidingBand para movimento do rotor
66         femm.mi_modifyboundprop('SlidingBand', 10, theta_r)
67
68         # Converte o ângulo do rotor para o referencial elétrico
69         theta_e = ("N_polos" / 2) * np.radians(theta_r)
70
71         # Converte correntes idq e iabc
72         Id = np.array([
73             np.sin(theta_e),
74             np.sin(theta_e - 2*np.pi/3),
75             np.sin(theta_e - 4*np.pi/3)

```

```

76     ])
77     Iq = np.array([
78         np.cos(theta_e),
79         np.cos(theta_e - 2*np.pi/3),
80         np.cos(theta_e - 4*np.pi/3)
81     ])
82     Itot = ids * Id + iqs * Iq
83
84     # Insere correntes A, B e C no FEMM
85     femm.mi_setcurrent("A", Itot[0])
86     femm.mi_setcurrent("B", Itot[1])
87     femm.mi_setcurrent("C", Itot[2])
88
89     # Executa a análise por elementos finitos
90     femm.mi_analyze(0)
91     femm.mi_loadsolution()
92
93     # Cálculo e armazenamento do torque
94     torque[j] = femm.mo_gaP_entradategral('SlidingBand', 0)
95     Torque[i,j] = torque[j]
96
97     # Estimar a densidade de fluxo e vetor potencial em cada elemento da malha
98
99     # Inicializa as matrizes na primeira iteração
100    if inic == 0:
101        n_malha = femm.mo_numelements() # Computando o número de elementos da malha
102        b = np.zeros((N, round(AnguloRotor / dk), n_malha), dtype=complex)
103        A = np.zeros((N, round(AnguloRotor / dk), n_malha)) # Matriz para o
104            potencial vetor
105        z = np.zeros(n_malha, dtype=complex) # Coordenadas dos centróides dos
106            elementos
107        a = np.zeros(n_malha) # Área de cada elemento
108        g = np.zeros(n_malha) # Grupo de cada elemento
109
110        # Coleta informações de todos os elementos da malha
111        for m in range(1, n_malha + 1):
112            elm = femm.mo_getelement(m)
113            z[m - 1] = elm[3] + 1j * elm[4] # Coordenadas do centróide
114            a[m - 1] = elm[5] # Área do elemento
115            g[m - 1] = elm[6] # Número do grupo do elemento
116        inic = 1 # Para inicializar as matrizes apenas uma vez
117
118        # Armazena as densidades de fluxo dos elementos
119        for m in range(0, n_malha):
120            # Elemento pertence ao ímã do rotor
121            if g[m] > 10:
122                A[i, j, m] = femm.mo_geta(z[m].real, z[m].imag)
123            elif g[m] > 0:
124                # Elemento pertence ao estator ou ao ferro do rotor

```

```

123         B = femm.mo_getb(z[m].real, z[m].imag)
124         b[i, j, m] = B[0] + 1j * B[1] # Armazena a densidade de fluxo como nú
            mero complexo
125
126     # Recupera informações do problema
127     probinfo = femm.mo_getprobleminfo()
128     elapsed_time = time.time() - starttime
129     print(f'Theta_r={theta_r:.2f}^\circ::Corrente={CorrenteVetor[i]}A::Beta={Beta:.2f
            }^\circ_{uu}')
130     f'::{elapsed_time:.2f}_{u}seg::Torque={tq[j]:.2f}::id={ids:.2f}::iq={iqs:.2f}_{uu}'
131     f'::ia={correnteA:.2f},_{u}ib={correnteB:.2f},_{u}ic={correnteC:.2f}')
132     print()
133
134 # Obtém informações sobre a geometria da máquina no FEMM
135 probinfo = femm.mo_getprobleminfo()
136
137 # Calcula o volume de cada elemento da malha
138 h = probinfo[2] # Comprimento da máquina na direção perpendicular ao plano de desenho
139 lengthunits = probinfo[3] # Unidade de comprimento do desenho em metros
140 v = np.zeros(n_malha)
141 for m in range(0, n_malha):
142     v[m] = a[m] * h * lengthunits**2 # Volume de cada elemento

```

A.3 Aplicação da Transformada Rápida de Fourier sob a Densidade de Fluxo Magnético e Vetor Magnético

```

1
2 # Importando Biblioteca
3 import numpy as np
4
5 # Convertendo as variáveis de entrada em arrays NumPy
6 b_flux = np.array(b)
7 A_flux = np.array(A)
8 ns = int(AnguloRotor // dk) # Número de pontos da TRF
9
10 # Separando parte real e imaginária do fluxo magnético B
11 b_real = np.real(b_flux) # Componente real do fluxo magnético
12 b_imag = np.imag(b_flux) # Componente imaginária do fluxo magnético
13
14 # Inicializando matrizes
15 B_fft = np.zeros((N, ns, n_malha))
16 Az_fft = np.zeros((N, ns, n_malha))
17

```

```

18 # Loop para calcular a TRF para cada amostra do fluxo magnético
19 for i in range(0, N):
20
21     # Cálculo da FFT para as componentes real e imaginária do fluxo magnético b
22     bxfft = np.abs(np.fft.fft(b_real[i], ns, axis=0)) * 2 / ns
23     byfft = np.abs(np.fft.fft(b_imag[i], ns, axis=0)) * 2 / ns
24     B_fft[i] = bxfft**2 + byfft**2
25     # Cálculo da FFT do potencial vetor magnético A
26     Az_fft[i] = np.fft.fft(A_flux[i], ns, axis=0) * 2 / ns

```

A.4 Cálculo das Perdas e Eficiência da Máquina

```

1 import numpy as np
2 import math
3
4 # Parâmetros iniciais
5
6 # Definição do ponto de operação da máquina (RPM)
7 Vel_Min = "Velocidade_Min" # Velocidade mínima em RPM
8 Vel_Max = "Velocidade_Max" # Velocidade máxima em RPM
9 N_Vel = "Velocidade_Pontos" # Número de pontos de velocidade analisados
10
11 # Coeficientes das perdas no aço
12 p = 7700 # Densidade do material (kg/m³)
13 Const = 0.45 # Conversão de libra para kg
14 ch = "kh" # Coeficiente de perdas por histerese (W/(lb·T²·Hz))
15 ce = "kcp" # Coeficiente de perdas por correntes parasitas (W/(lb·T²·Hz²))
16
17 # Conversão das perdas para unidades do SI (m³)
18 ch = p * ch / Const
19 ce = p * ce / Const
20 cex = p * cex / Const
21
22 # Parâmetros para o cálculo do efeito de proximidade nos enrolamentos de fase
23 AWG = "Calibre_do_Fio" # Bitola do fio (AWG)
24 FE = 0.53 # Fator de preenchimento dos enrolamentos
25 R_fase = 0.05146 # Resistência de fase a 20°C (ohm)
26 T_real = 90 # Aumento de temperatura em °C
27
28 # Cálculo do diâmetro do fio com base no AWG
29 D_c = 0.324861 * 0.0254 * math.exp(-0.115942 * AWG)
30 # Condutividade do fio considerando a variação de temperatura
31 sigma_c = (58e6) / (1 + T_real * 0.004)
32 # Cálculo do coeficiente de perdas por efeito de proximidade
33 ce_fase = (math.pi**2 / 8) * D_c**2 * FE * sigma_c
34
35

```

```

36 #####
37 #           Cálculo de perda no cobre - Efeito Joule           #
38 #####
39
40 I_fase = np.array(is_Vetor / np.sqrt(2))
41 P_Joule = np.zeros((N, round(AnguloRotor/dk)))
42
43 for i in range(0, N):
44     for kk in range(0, int(AnguloRotor/dk)):
45         P_Joule[i, kk] = (I_fase[i, kk])**2 * \
46             ((1 + 0.004 * (T_real - 20)) /
47              (1 + 0.004 * (T_real - 20)) *
48              3 * R_fase)
49
50 #####
51 #           Cálculo da densidade de corrente no ímã           #
52 #####
53
54 Az_vec = Az_fft
55 for i in range(0, N):
56     g3 = (g == 11).astype(float) # Matriz que identifica a região do ímã
57     vmag = v @ g3 # Volume total do ímã sob consideração
58
59     # Cálculo da corrente média no ímã para cada harmônico
60     Jc = np.dot(Az_vec[i], v * g3) / vmag
61     Az_vec[i] -= np.outer(Jc, g3) # Ajuste para remover a média
62
63 #####
64 #           Loop para cálculo das perdas em diferentes velocidades   #
65 #####
66
67 # Inicialização das matrizes para armazenar os resultados
68 Perdas_Totais_Matriz = np.zeros((N, N_Vel))
69 Perdas_Ferro_Estator_matrix = np.zeros((N, N_Vel))
70 Perdas_Ferro_Rotor_matrix = np.zeros((N, N_Vel))
71 Perdas_Ima_matrix = np.zeros((N, N_Vel))
72 Perdas_Cobre_Joule_matrix = np.zeros((N, N_Vel))
73 Perdas_Cobre_Prox_matrix = np.zeros((N, N_Vel))
74 Speed = np.zeros((N_Vel))
75
76 # Matrizes para potência, torque e eficiência
77 P_entrada = np.zeros((N, N_Vel))
78 T_entrada = np.zeros((N, N_Vel))
79 P_saida = np.zeros((N, N_Vel))
80 T_saida = np.zeros((N, N_Vel))
81 Eff = np.zeros((N, N_Vel))
82
83 # Loop principal para cálculo das perdas
84 for i in range(0, N):

```

```

85
86     Bsq = B_fft[i]
87     Az = Az_vec[i]
88     P_J = P_Joule[i]
89     Torque_medio = np.mean(Torque[i][:])
90     FS = "Fator_de_Simetria" # Para simulações que aplicam o método de simetria
91
92     for j, n_rpm in enumerate(np.linspace(Vel_Min, Vel_Max, N_Vel)):
93
94         F_o = n_rpm / 60 # Frequência Mecânica em Hz
95
96         # Cria um vetor de índices representando os harmônicos de 0 até ns-1
97         w1 = np.arange(ns)
98         # Converte os índices para valores de frequência e zera a segunda metade dos
99         # valores
100        # para evitar a contagem duplicada dos harmônicos devido ao espelhamento da TRF
101        w = n_rpm * w1 * (w1 < (ns / 2))
102
103        if isinstance(P_J, (list, np.ndarray)):
104            P_J = P_J[0]
105
106        # Rotor
107        # Definição das regiões no material
108        g1 = (g == 4).astype(float)
109        Perdas_Ferro_Rotor = FS * ((ch * w + ce * w ** 2) @ Bsq @ (v * g1)) / cs
110
111        # Estator
112        g2 = (g == 5).astype(float)
113        Perdas_Ferro_Estator = FS * ((ch * w + ce * w ** 2) @ Bsq @ (v * g2)) / cs
114
115        Perdas_Ferro_Total = Perdas_Ferro_Rotor + Perdas_Ferro_Estator
116
117        # Enrolamentos
118        g4 = (g == 2).astype(float)
119        Perdas_Cobre_Prox = FS * ((cePhase * w ** 2) @ Bsq @ (v * g4))
120
121        # Ímãs
122        Perdas_Ima = FS * (omag * (2 * np.pi * w) ** 2) @ (np.abs(jm) ** 2) @ v
123
124        # Perdas ôhmicas nas fases
125        Perdas_Cobre_Joule = OhmicLoss
126
127        # Perda total
128        Perdas_Totais = Perdas_Ferro_Rotor + Perdas_Ferro_Estator + Perdas_Cobre_Prox +
129            Perdas_Cobre_Joule + Perdas_Ima
130
131        # Armazenamento dos valores calculados
132        Perdas_Totais_Matriz[i, j] = Perdas_Totais
133        Perdas_Ferro_Estator_Matriz[i, j] = Perdas_Ferro_Estator

```

```

132     Perdas_Ferro_Rotor_Matriz[i, j] = Perdas_Ferro_Rotor
133     Perdas_Ima_Matriz[i, j] = Perdas_Ima
134     Perdas_Cobre_Joule_Matriz[i, j] = Perdas_Cobre_Joule
135     Perdas_Cobre_Prox_Matriz[i, j] = Perdas_Cobre_Prox
136     Velocidade[j] = n_rpm
137
138     # Cálculo da potência de entrada
139     P_saida[i, j] = Torque_value * (np.pi * thisSpeed / 30)
140
141     # Cálculo da potência de saída
142     P_entrada[i, j] = P_saida[i, j] + Perdas_Totais
143
144     # Cálculo do torque de entrada
145     T_entrada[i, j] = (P_entrada[i, j] - Perdas_Totais) / (np.pi * thisSpeed / 30)
146
147     # Cálculo da eficiência (Eff)
148     Eff[i, j] = 100 * P_saida[i, j] / P_entrada[i, j]

```

A.5 Construção do Mapa de Eficiência

```

1  import numpy as np
2  import matplotlib.pyplot as plt
3  from scipy.ndimage import gaussian_filter
4
5  # Função para configurar o estilo do gráfico
6  def configure_plot():
7      plt.rcParams.update({
8          "font.family": "serif",
9          "font.serif": "Latin_Modern_Roman",
10         "axes.labelsize": 18,
11         "axes.titlesize": 18,
12         "axes.labelweight": "bold",
13         "axes.titleweight": "bold",
14         "legend.fontsize": 20,
15         "xtick.labelsize": 18,
16         "ytick.labelsize": 18
17     })
18
19  # Função para configurar o gráfico e os dados
20  def create_contour_plot(X_FEMM, Y_FEMM, Z):
21     # Criar o gráfico
22     fig, ax = plt.subplots(figsize=[6.5, 3.5]) # Largura X Altura
23     plt.rcParams["font.weight"] = "bold"
24     plt.rcParams["axes.labelweight"] = "bold"
25
26     # Interpolação de dados com filtro gaussiano
27     Z = np.where(Z < 50, 50, Z) # Substituir valores abaixo de 50 por 50

```

```
28     sigma = 0.8
29     Z_FEMM = gaussian_filter(Z, sigma) # Suavização dos dados com filtro gaussiano
30
31     # Criação do contorno preenchido com a cor original
32     Lines = 17
33     ColorBar = ax.contourf(X_FEMM, Y_FEMM, Z_FEMM, Lines, alpha=0.9, cmap='jet') #
34         Mantendo a cor original 'jet'
35
36     # Adicionar contornos sobre o gráfico
37     C = ax.contour(X_FEMM, Y_FEMM, Z_FEMM, Lines, colors='black', linewidths=0.5)
38     plt.clabel(C, inline=True, fontsize=10)
39
40     # Adicionar a barra de cor com título
41     cbar = plt.colorbar(ColorBar, ax=ax)
42     cbar.set_label('Eficiência (%)', fontsize=12)
43     cbar.ax.tick_params(labelsize=10)
44
45     # Formatação dos eixos
46     ax.ticklabel_format(style='sci', scilimits=(0, 0), axis='x')
47     for tick in ax.get_xticklabels() + ax.get_yticklabels():
48         tick.set_fontsize(12)
49         tick.set_weight('bold')
50     ax.set_yticks(np.arange(0.1, 1, 0.1))
51
52     # Configuração dos rótulos dos eixos
53     ax.set_xlabel('Velocidade (rpm)', fontsize=12, color='black', weight='bold')
54     ax.set_ylabel('Torque (Nm)', fontsize=12, color='black', weight='bold')
55
56     # Exibir o gráfico
57     plt.show()
58
59 # Função principal
60 def main():
61     # Definir os dados de entrada
62     X_FEMM = Speed # Defina os valores de Speed
63     Y_FEMM = Tq[:, 0] # Defina os valores de Torque (Tq)
64     Z = Eff # Defina os valores de Eficiência (Eff)
65
66     # Configurar o estilo do gráfico
67     configure_plot()
68
69     # Criar o gráfico de contorno
70     create_contour_plot(X_FEMM, Y_FEMM, Z)
71
72 # Executar o programa principal
73 if __name__ == "__main__":
74     main()
```

B Apêndice - Definição da Região de Operação de uma MSIP

B.1 Torque Constante e Enfraquecimento de Campo

A região de operação de máquinas elétricas rotativas é definida pelas estratégias de controle e acionamento. Na literatura, os métodos de Máximo Torque por Ampere (MTPA) e de enfraquecimento de campo (EC) são consolidados para determinar a região de operação de MSIP (NOVOTNY; LIPO, 1996; LI; ZHANG et al., 2023).

O controle MTPA é uma estratégia que visa maximizar o torque eletromagnético minimizando a corrente de estator, contribuindo para a redução das perdas no cobre. Já o método de enfraquecimento de campo atua na redução do fluxo magnético resultante ψ_r , permitindo a operação da máquina em velocidades superiores à nominal. Dessa forma, a operação divide-se em duas regiões: torque constante e potência constante.

Na Figura B.1, observa-se o comportamento do torque, potência, tensão, fluxo do rotor e da corrente do estator nas regiões de controle MTPA e de enfraquecimento de campo.

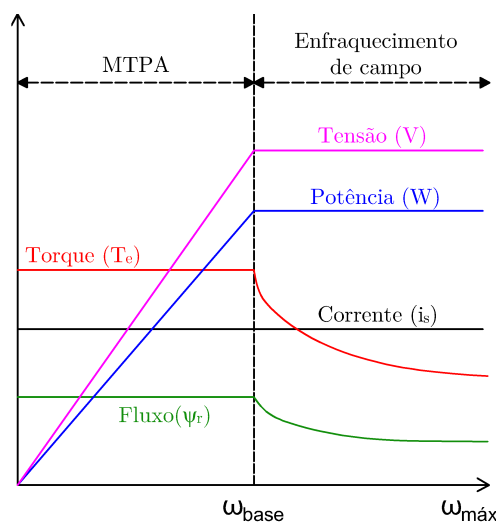


Figura B.1: Curva da região de operação de uma MSIP nas zonas de torque constante e potência constante.

Durante o controle MTPA, torque, fluxo e corrente i_s permanecem constantes, enquanto tensão e potência aumentam com a velocidade. No regime de enfraquecimento de campo, entre a velocidade base (ω_{base}) e máxima (ω_{max}), torque e fluxo diminuem, sendo que a tensão e a potência permanecem constantes. A corrente i_s mantém-se constante, sendo que as correntes i_d e i_q ($i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$) variam proporcionalmente (MITRA; BHOWMIK; CHOWDHURY, 2024).

Na Figura B.2, é ilustrado o diagrama vetorial das componentes de fluxo e corrente no referencial dq . A corrente do estator i_s é decomposta em suas componentes i_d e i_q , sendo o ângulo β a defasagem entre i_s e o eixo q . Observa-se que o fluxo resultante ψ_r diminui à medida que o ângulo β aumenta, uma vez que a componente i_d se torna mais negativa, gerando um fluxo oposto ao fluxo magnético dos ímãs permanentes ψ_m . Isso causa o enfraquecimento do campo magnético gerado pelo ímã, o que reduz o fluxo magnético resultante e, conseqüentemente, o torque eletromagnético produzido.

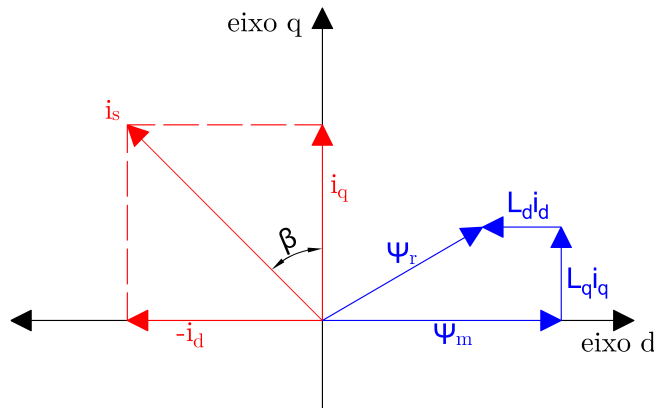


Figura B.2: Diagrama vetorial das componentes de fluxo e corrente no referencial dq .

O fluxo magnético resultante ψ_r , obtido a partir da composição dos fluxos nos eixos d e q , é expresso pela Equação B.3. Para seu cálculo, consideram-se os componentes do fluxo magnético nos respectivos eixos, definidos nas Equações B.1 e B.2:

$$\psi_d = \psi_m - L_d i_d \quad (\text{B.1})$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (\text{B.2})$$

$$\psi_r = \sqrt{(\psi_m - L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (\text{B.3})$$

B.1.1 MTPA e Enfraquecimento de Campo

Para a aplicação dos controles MTPA e de enfraquecimento de campo requer a consideração dos limites de corrente e tensão da máquina. No referencial dq , o limite de corrente é dado pela Equação B.4, e o de tensão é descrita na Equação B.5.

$$i_d^2 + i_q^2 \leq i_{\max}^2 \quad (\text{B.4})$$

$$v_d^2 + v_q^2 \leq v_{\max}^2 \quad (\text{B.5})$$

onde v_d e v_q são as componentes da tensão nos eixos d e q , enquanto I_{\max} e V_{\max} representam os valores de pico da corrente e da tensão máximas em regime permanente.

O torque máximo é determinado para cada nível de corrente i_{\max} e é mantido até a velocidade base ω_{base} . A partir desse ponto, inicia-se a região de enfraquecimento de campo, onde os limites de tensão são respeitados.

A velocidade base é definida como a velocidade nominal da MSIP. Assim, o cálculo da velocidade base do motor deve levar em consideração a restrição de tensão. As equações a seguir apresentam o procedimento para determinar a velocidade base da máquina. Vale ressaltar que as equações são aplicáveis para operação em regime estacionário, e a resistência do estator é negligenciada.

$$v_d = -\omega_e L_q i_q \quad (\text{B.6})$$

$$v_q = \omega_e (L_d i_d + \psi_m) \quad (\text{B.7})$$

Substituindo as Equações B.6 e B.7 na Equação B.5, obtém-se a Equação B.8 para a determinação da velocidade base (mecânica).

$$\omega_{\text{base}} = \frac{1}{p} \cdot \frac{v_{\max}}{\sqrt{(\psi_m - L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}} \quad (\text{B.8})$$

Nota-se que o fluxo resultante está relacionado ao torque, ao limite de tensão e à potência. Com o aumento na direção negativa do fluxo ψ_d , ocorre o enfraquecimento de campo, o que resulta na redução do torque da máquina. Além disso, com a redução

do fluxo, há um aumento da velocidade da máquina, mantendo-se a tensão e a potência constantes.

As equações a seguir apresentam o modelo matemático utilizado para o controle *Maximum Torque Per Ampere* (MTPA) e o regime de enfraquecimento de campo (EC) aplicados às máquinas síncronas de ímãs permanentes com rotor interno (MSIP-I) e rotor de ímãs na superfície (MSIP-S), conforme descrito em (SRIPRANG et al., 2019). Esses modelos descrevem analiticamente as correntes i_d e i_q nos respectivos regimes, variando de acordo com a topologia da máquina.

Topologia MSIP-S (ímãs na superfície):

- *Regime MTPA*: Neste caso, como a relutância é praticamente constante, o controle MTPA é obtido com corrente $i_d = 0$, e a corrente i_q pode ser determinada por:

$$i_d^{\text{MTPA}} = 0, \quad i_q^{\text{MTPA}} = \frac{T_{\text{ref}}}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi_m}$$

- *Regime de enfraquecimento de campo*: Em altas velocidades, a corrente i_d assume valores negativos para reduzir o fluxo total e manter a tensão terminal dentro do limite do inversor:

$$i_d^{\text{EC}} = \frac{(\omega_{e,\text{base}} - \omega_e)\psi_m}{\omega_e L_d}, \quad i_q^{\text{EC}} = \sqrt{i_{\text{max}}^2 - (i_d^{\text{EC}})^2}$$

Topologia MSIP-I (ímãs internos):

- *Regime MTPA*: Considerando a diferença entre as indutâncias L_d e L_q , a corrente i_d é obtida por:

$$i_d^{\text{MTPA}} = \frac{\psi_m}{4(L_q - L_d)} - \sqrt{\left(\frac{\psi_m}{4(L_q - L_d)}\right)^2 + \frac{i_m^2}{2}}, \quad i_q^{\text{MTPA}} = \sqrt{i_m^2 - (i_d^{\text{MTPA}})^2}$$

- *Regime de enfraquecimento de campo*: Para essa topologia, as expressões das correntes consideram os limites de tensão e a saliência magnética do rotor:

$$i_d^{\text{EC}} = \frac{-\psi_m L_d + \sqrt{(\psi_m L_d)^2 - (L_d^2 - L_q^2) \left(\psi_m^2 + L_q^2 i_{\text{max}}^2 - \frac{v_{\text{max}}^2}{\omega_e^2} \right)}}{L_d^2 - L_q^2}, \quad i_q^{\text{EC}} = \sqrt{i_{\text{max}}^2 - (i_d^{\text{EC}})^2}$$

Na operação em regime de enfraquecimento de campo, a máquina elétrica rotativa está sujeita a diversos limites físicos que restringem sua velocidade máxima. Entre essas restrições, destacam-se os limites térmicos, mecânicos, a saturação magnética do núcleo e a tensão. Em máquinas síncronas de ímãs permanentes, um aspecto particularmente sensível é o risco de desmagnetização dos ímãs, o qual pode ocorrer devido ao aumento da temperatura ou à atuação do enfraquecimento de campo. Uma máquina com ímãs permanentes pode operar, aproximadamente, com o dobro de sua velocidade nominal (GAS, 2005).