

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
CURSO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA

ÊMILI BOHRER

AVALIAÇÃO DE MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS PARA UM MOTOR SÍNCRONO
COM ROTOR EXTERNO

Joinville

2019

ÊMILI BOHRER

AVALIAÇÃO DE MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS PARA UM MOTOR SÍNCRONO
COM ROTOR EXTERNO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para obtenção do título de bacharel em Engenharia Mecatrônica no curso de Engenharia Mecatrônica, da Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico de Joinville.

Orientadora: Dra. Aline Durrer Patelli Juliani

Joinville

2019

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por ter me permitido chegar até aqui, me dando forças para passar por momentos difíceis que encontramos nestes anos de faculdade, e concluir mais essa importante etapa de minha vida.

Aos meus pais, Enio e Wilsy, que nunca negaram esforços para me ajudar, me apoiando e sendo sempre minha fortaleza, para onde sabia que podia correr e me abrigar em momentos conturbados. Vocês são minha eterna inspiração, obrigada.

Ao meu namorado, Eloi, que sempre se fez presente nesta caminhada, me confortando quando necessário e comemorando comigo quando mais uma etapa era concluída. Obrigada por não medir esforços e passar longos finais de semana me auxiliando. Sua ajuda foi de imensa importância para que esse trabalho fosse bem sucedido.

A professora Aline Durrer Patelli Juliani, minha orientadora, por me ajudar no processo de construção desse trabalho, me provendo todo o suporte necessário.

Aos meus professores das instituições de ensino por onde passei, pois me auxiliaram a chegar até aqui. Especialmente aos meus professores da graduação, por me ajudarem na formação acadêmica e profissional.

Aos professores Diego Greff e Milton de Oliveira Filho por disponibilizarem parte do seu tempo e aceitarem ser parte da banca avaliadora.

A todos os meus amigos, que de alguma forma contribuíram para a realização do meu sonho. Por me entenderem nos momentos que nem eu conseguia, por me ajudarem quando eu achava que não tinha solução e por me proporcionarem momentos de alegria que serão sempre lembrados com muito carinho.

RESUMO

Os motores de ímãs permanentes sem escovas, também chamados de motor *Brushless*, vêm ganhando espaço nos últimos anos principalmente pela sua eficiência em relação aos outros tipos de motores. A configuração com o rotor externo tem sido atrativa para os sistemas de tração dos veículos, já que o rotor pode ser conectado diretamente na roda. Como a principal fonte de excitação são os ímãs, existem a possibilidade dos núcleos serem constituídos por materiais de alta permeabilidade magnética, geram oportunidades na melhoria da eficiência elétrica, e desta forma a avaliação do desempenho desses materiais se torna importante. Neste trabalho, é realizada uma avaliação de diferentes materiais ferromagnéticos de um motor síncrono de ímãs permanentes com rotor externo por meio da análise das induções magnéticas e do torque eletromagnético, visando a aplicação da máquina em tração elétrica na faixa de potência média de 250W a 500W. Os estudos de desempenho são realizados utilizando-se um programa computacional baseado no método dos elementos finitos no qual foi possível identificar alternativas para a redução das perdas, utilizando diferentes combinações de ímãs de Neodímio Ferro Boro e aço silício, atendendo os requisitos da aplicação.

Palavras-chave: Materiais ferromagnéticos. Motor com ímãs permanentes. Método dos elementos finitos. Rotor externo.

ABSTRACT

Brushless permanent magnet motors, also called brushless motors, have been gaining space in recent years, mainly because of their efficiency is higher than others motor types. External rotor configuration has been an attractive choice for vehicle traction systems because the rotor can be attached directly to the wheel. The magnets are the main sources of excitation and the cores are made of materials with high magnetic permeability. These characteristics create opportunities to improve the electrical efficiency. In this work, evaluations of different ferromagnetic materials of a synchronous motor with permanent magnets in an external rotor are performed by means of magnetic induction and torque analyses. The application of the evaluated machine is in electric traction for an average power range from 250W to 500W. The performance analysis is made through a computational program based on the finite element method. It was possible to identify alternatives to reduce losses by using different combinations of Neodymium Iron Boron magnets and silicone steels, according to the application requirements.

Keywords: Ferromagnetic materials. Motor with permanent magnets. Finite element method. External rotor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Motor CC convencional.....	14
Figura 2 - Formas de onda do fluxo concatenado ψ e tensão induzida ϵ de um motor CC convencional.....	14
Figura 3 – Diagrama de blocos do acionamento do motor.....	15
Figura 4 - Circuito de acionamento	15
Figura 5 - Sinais de comando dos transistores.	16
Figura 6 - Motor com rotor externo.....	17
Figura 7 - Ciclo de histerese para materiais magnéticos.	20
Figura 8 - Campo magnético com comportamento bidimensional.....	28
Figura 9 - Malha de elementos finitos.	29
Figura 10 - Representação do elemento triangular.	30
Figura 11 - Definição do problema e desenho da geometria.....	35
Figura 12 - Biblioteca de materiais	36
Figura 13 - Dimensões do motor em estudo.....	39
Figura 14 - Alimentação	40
Figura 15 - Densidade de fluxo magnético normal.	41
Figura 16 - Densidade de fluxo magnético para ímã 52MGOe e aço M45 com 0,50 mm de espessura.....	42
Figura 17 - Densidade de fluxo magnético para o ímã 32MGOe e aço M15 com 0,35 mm de espessura.....	43
Figura 18 - Densidade de fluxo magnético para o ímã 37MGOe e aço M19 com 0,50 mm de espessura.....	44
Figura 19 - Tensão induzida.	45
Figura 20 - Torque eletromagnético.	45
Figura 21 - Torque aço M15 0,35mm.	46
Figura 22 - Perdas por histerese.	47
Figura 23 - Perdas por Foucault.	48
Figura 24 - Perdas totais no aço.	48
Figura 25 - Curva histerese aço M15 com 0,35mm de espessura	56
Figura 26 - Curva histerese aço M15 com 0,50mm de espessura	56
Figura 27 - Curva histerese aço M19 com 0,35mm de espessura	57

Figura 28 - Curva histerese aço M19 com 0,50mm de espessura	57
Figura 29 - Curva histerese aço M45 com 0,50mm de espessura	58

LISTA DE QUADRO

Quadro 1- Comparação das grandezas de uma máquina com rotor interno e externo.	18
Quadro 2 - Exposição dos parâmetros analisados.	24

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Principais parâmetros elétricos.....	18
Tabela 2 - Propriedades dos ímãs.....	22
Tabela 3 - As principais designações de aço silício.....	23
Tabela 4 - Materiais ferromagnéticos utilizados.....	37
Tabela 5 - Propriedades dos ímãs.....	37
Tabela 6 - Propriedades dos aços elétricos.....	37
Tabela 7 - Valores referenciais.....	38
Tabela 8 - Informações fornecidas pelo fabricante.....	38
Tabela 9 - Especificações e dimensões aproximadas.....	39
Tabela 10 - Ranking das combinações de materiais de acordo com o aumento de torque.....	50
Tabela 11 - Ranking das combinações de materiais de acordo com a redução de perdas.....	51

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	10
1.1. OBJETIVOS	12
1.1.1. Objetivo Geral	12
1.1.2. Objetivos Específicos	12
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	13
2.1. MOTOR SÍNCRONO COM ÍMÃS PERMANENTES	13
2.1.1. Funcionamento do motor síncrono com ímãs permanentes	13
2.1.2. Máquina com rotor externo	17
2.2. MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS	19
2.2.1. Propriedades magnéticas	21
<u>2.2.1.1. Ímãs</u>	<u>21</u>
<u>2.2.1.2. Aço elétrico</u>	<u>22</u>
2.2.2. Materiais ferromagnéticos em motores síncronos	23
2.3. CAMPOS MAGNÉTICOS E MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS.....	25
2.3.1. Campos magnéticos	26
2.3.2. Método dos elementos finitos (MEF)	29
2.4. PERDAS	32
2.4.1. Perdas resistivas e magnéticas	33
3. METODOLOGIA	35
3.1. PROGRAMA COMPUTACIONAL DE ELEMENTOS FINITOS FEMM.....	35
3.2. MATERIAIS MAGNÉTICOS	36
3.1. MÁQUINA DE ESTUDO	38
4. RESULTADOS	41
4.1. INDUÇÃO MAGNÉTICA.....	41
4.2. TENSÃO INDUZIDA.....	44
4.3. TORQUE.....	45
4.4. PERDAS	47
5. CONCLUSÕES	49
REFERÊNCIAS	52
APÊNDICE A – CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO DOS AÇOS ELÉTRICOS	56

1. INTRODUÇÃO

As máquinas elétricas tem aumentado sua participação na sociedade moderna. Dentro do setor industrial, existem muitas aplicações: acionamento eletro eletrônico, acionamento de cargas como bombas, compressores, ventiladores, exaustores e correias transportadoras. Ao longo dos anos, estudos de diferentes topologias e o surgimento de novos materiais magnéticos permitiram a fabricação de máquinas elétricas menores e mais eficientes em comparação aos modelos antigos (COUTINHO, 2019).

O motor elétrico é o componente responsável pelo maior custo sobre os bens de consumo, pois, o custo com a energia elétrica é muitas vezes superior ao próprio valor do equipamento. Na indústria, os motores elétricos são responsáveis por quase 70% de toda energia elétrica consumida dentro dos processos, portanto, ao aprimorar a eficiência energética, a redução do consumo direto de energia elétrica é considerável (COUTINHO, 2019).

Neste mesmo contexto, os avanços tecnológicos na área da eletrônica de potência estão diretamente relacionados com a viabilidade comercial das máquinas síncronas. O investimento nessa área deve-se em parte à constatação da melhoria da eficiência energética ao se controlar ativamente os parâmetros elétricos do motor através de inversores (BARBI; MARTINS, 2000).

Dentre as diferentes máquinas elétricas existentes, o motor síncrono com ímãs permanentes se destaca devido ao controle de velocidade preciso e resposta rápida, alta densidade de potência, tamanho reduzido e principalmente alta eficiência. Este tipo de motor é constituído por um estator formado por bobinas e por um rotor com ímãs permanentes em sua superfície (SINGH, 1997).

Os ímãs permanentes tiveram maior desenvolvimento com a utilização comercial de ligas compostas de alumínio, níquel, cobalto e ferro. Essas ligas são caracterizadas por alta remanência residual. Além disso, tais ímãs são altamente estáveis contra vibrações e têm a faixa de temperatura de operação ampla (até 500°C) (PINHO, 1991).

De acordo com Melo (2012), o motor síncrono com ímãs permanentes têm sido a escolha preferencial para os sistemas de tração dos veículos híbridos e elétricos. Para esse tipo de sistema, o uso do rotor externo se torna vantajoso porque o rotor pode ser conectado diretamente na roda eliminando totalmente a transmissão mecânica entre o motor elétrico e a roda de tração, já que (TANAKA, 2013). A elevada densidade de potência, bem como os alto rendimento nominal, também são os fatores decisivos dessa opção.

Em Tarimer e Ócak (2009) é visto que motor síncrono com rotor externo possui vantagens quando comparadas às demais configurações, tais como alta eficiência e fator de potência, alta relação torque/peso e construção sem escovas. Os requisitos da aplicação são os fatores decisivos para a escolha do tipo de material que será empregado.

Segundo Nasar e Boldea (1990) e Miller (1989), a linha evolutiva dos motores de ímãs permanentes está diretamente ligada à evolução dos ímãs, por serem extremamente dependentes desta fonte de excitação de campo.

Os motores com ímãs na superfície têm estrutura mais simples, mas a força centrífuga que aumenta com a velocidade de rotação pode causar o desprendimento dos ímãs do rotor. Em vez disso, os motores de rotor externo fornecem maior densidade de potência, possuem uma maior área para alocar os ímãs e fazem uso do efeito de força centrífuga (MUTLUER, 2004).

É importante considerar a faixa de temperatura de operação, o campo de desmagnetização externo, a restrição de massa e a limitação de espaço no próprio estágio de projeto. As máquinas síncronas do tipo comercial usam ímãs de terras-raras, Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB) e Samário-Cobalto (SmCo), ou de ferrita (TARIMER; ÓCAK, 2009).

Quando o fator determinante é o produto energético, os ímãs de terras-raras, SmCo e NdFeB, apresentam-se como alternativas aos ímãs de ferrita, principalmente quando as características mais relevantes são o volume e a massa.

Diante do cenário exposto, fica evidente a importância da avaliação do desempenho de um motor síncrono utilizando diferentes materiais ferromagnéticos. A aplicação da máquina deste trabalho é em tração elétrica, para uma faixa de potência média de 250W a 500W e o torque eletromagnético requerido é em torno de 1,8 Nm.

A máquina de estudo é usada pela equipe Eficem (equipe de eficiência energética da Universidade Federal de Santa Catarina do campus de Joinville). Uma das inspirações deste estudo se dá pela demanda de uma máquina mais eficiente e mais competitiva.

Esta monografia propõe a análise de desempenho de diferentes combinações de materiais ferromagnéticos (aços e ímãs), por meio de um software baseado no método dos elementos finitos. As perdas no aço elétrico são estimadas utilizando-se equações empíricas. O objetivo geral deste trabalho é avaliar diferentes materiais magnéticos a fim de obter uma máquina elétrica mais eficiente.

1.1. OBJETIVOS

Para avaliar o desempenho de um motor síncrono aplicado em tração elétrica, para uma potência média de 250W a 500W utilizando diferentes materiais ferromagnéticos, propõe-se neste trabalho os seguintes objetivos.

1.1.1. Objetivo Geral

Avaliar o desempenho de diferentes materiais ferromagnéticos de um motor síncrono de ímãs permanentes, utilizando análise de campo magnético baseado no método dos elementos finitos, visando alta eficiência.

1.1.2. Objetivos Específicos

O presente trabalho tem por objetivos específicos:

- Analisar valores de indução magnética de um motor síncrono, verificando-se principalmente a saturação, empregando diferentes materiais ferromagnéticos (aço elétrico e ímãs) utilizando-se o Método dos Elementos Finitos;
- Calcular a tensão induzida e o torque eletromagnético por meio de um software baseado no método dos elementos finitos, analisando-se se estes estão de acordo com a aplicação;
- Estimar as perdas no aço elétrico, utilizando-se equações empíricas.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Para atingir os objetivos propostos por este trabalho, se faz necessário compreender conceitos relacionados a materiais ferromagnéticos e sua influência no desempenho dos motores síncronos. Este capítulo expõem uma breve descrição sobre motores síncronos de ímãs permanentes, apresenta e introduz conceitos sobre alguns materiais ferromagnéticos e método dos elementos finitos.

2.1. MOTOR SÍNCRONO COM ÍMÃS PERMANENTES

Os motores *brushless*, como o próprio nome sugere, é uma máquina sem escovas, anéis coletores ou comutador mecânico, como os exigidos nos motores DC (*direct current*) convencionais (HENDERSHOT; MILLER, 1989).

A ausência de enrolamentos no rotor permite a eliminação das perdas por efeito Joule (em regime permanente), sendo possível alcançar elevados rendimentos nominais, superiores aos do motor de indução (FINKEN; FELDEN; HAMEYER, 2008).

De acordo com Tarimer e Öcak (2009), os geradores síncronos de ímãs permanentes oferecem uma alta eficiência na operação e uma estrutura simples e robusta na construção, porque nenhum enrolamento é usado no rotor.

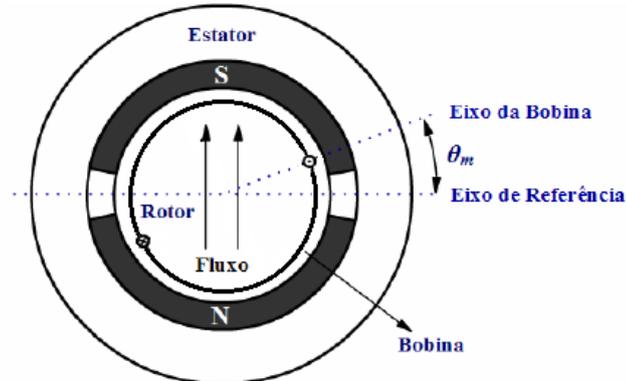
As máquinas síncronas têm este nome em virtude do rotor rotacionar na mesma velocidade angular que a onda do campo magnético girante.

Para o rotor interno, os ímãs podem ser montados na superfície do rotor ou podem ser internos. A construção no interior simplifica a montagem e alivia o problema de retenção ímãs contra a força centrífuga. Além disso, esta configuração permite o uso de ímãs retangulares e planos em vez do formato em arco (MILLER, 1989).

2.1.1. Funcionamento do motor síncrono com ímãs permanentes

O processo de comutação dos motores *brushless* DC é semelhante ao das máquinas CC convencionais. Em um motor CC elementar, como visto na Figura 1, uma espira é fixada ao rotor e o campo do estator é estabelecido por ímãs. O rotor bobinado rotaciona sob efeito de um campo magnético produzido por ímãs permanentes que formam dois polos como mostrado na Figura 1 (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Figura 1 - Motor CC convencional.



Fonte: Juliani (2007, p. 17).

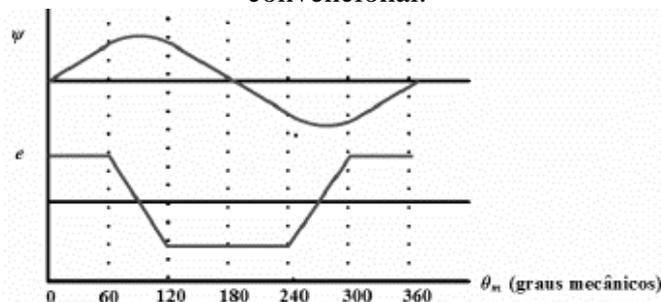
O rotor apresentado na Figura 1, no qual apenas uma espira é mostrada, faz um ângulo θ_m com o eixo de referência horizontal. Quando este ângulo é zero, não há passagem do fluxo pela espira e assim o fluxo concatenado ψ é nulo, o que ocorre também quando θ_m atinge 180° . O fluxo máximo se mantém algum tempo em sua máxima amplitude devido a separação entre os pólos dos ímãs (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

A forma de onda do fluxo concatenado ψ pode ser vista na Figura 2. Por meio de sua derivada em relação ao tempo (Lei de Faraday), obtém-se a tensão induzida pelas bobinas (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

$$\epsilon = \frac{d\psi}{dt} = \frac{\partial\psi}{\partial\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \frac{\partial\psi}{\partial\theta_m} \quad (1)$$

Onde:

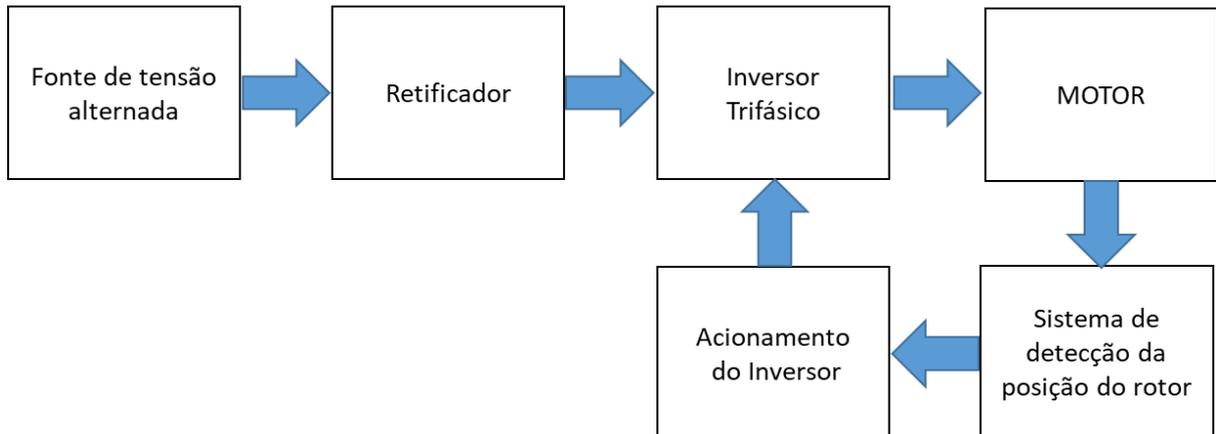
ω_m é a velocidade angular mecânica [rad/s]

Figura 2 - Formas de onda do fluxo concatenado ψ e tensão induzida ϵ de um motor CC convencional.

Fonte: adaptado de Juliani (2007, p. 18).

O acionamento elétrico do motor de ímã permanente pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 3, composto por: alimentação trifásica, retificador, inversor trifásico, sistema de detecção da posição do rotor e controle do acionamento do inversor (JULIANI, 2007).

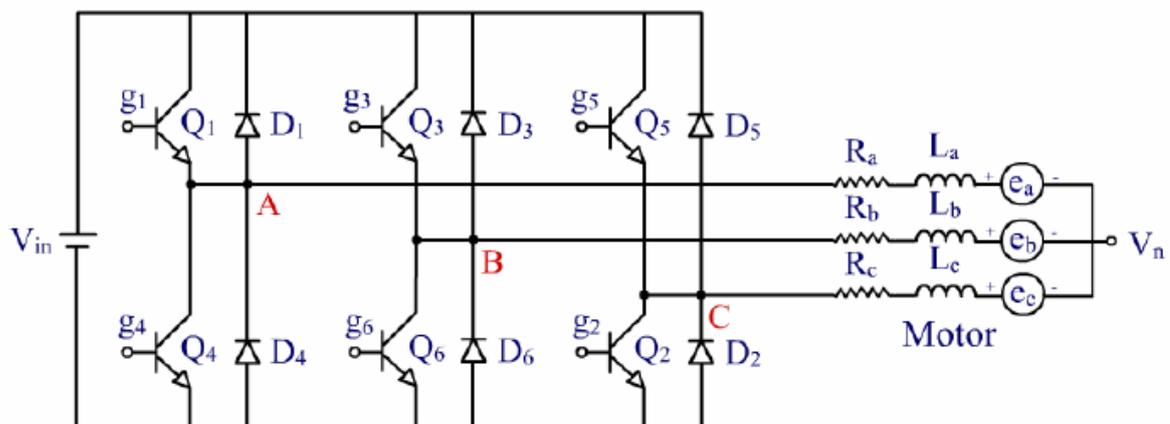
Figura 3 – Diagrama de blocos do acionamento do motor



Fonte: adaptado de Juliani (2007, p. 18).

O inversor trifásico é composto por três braços conectados em paralelo, como mostra a . De acordo com a aplicação, o inversor que pode usar MOSFETs ou IGBTs, recebe comandos de condução de um sistema de controle, que é sincronizado com a posição do rotor. (KRISMAN, 2009).

Figura 4 - Circuito de acionamento



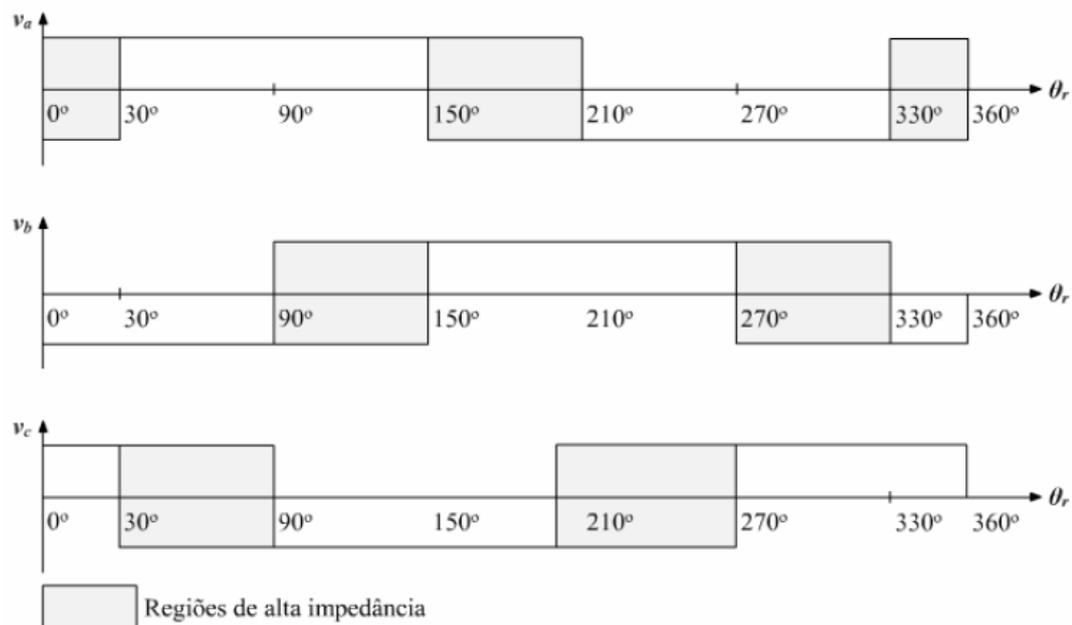
Fonte: Juliani (2007).

As comutações são efetuadas eletronicamente. Ela deve sempre ocorrer no instante em que a posição angular do rotor é tal que o fluxo magnético do rotor se alinha ao fluxo do estator, de modo que a rotação se mantenha sempre no mesmo sentido (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Os comandos de condução são enviados através dos transistores de potência do inversor. De acordo com o controle de cada transistor, obtém-se a tensão de alimentação das fases v_a , v_b e v_c correspondentes as fases a , b e c , vistos na Figura 5 (JULIANI, 2007).

A operação depende de um circuito de acionamento sincronizado com a posição do rotor em virtude da ausência do comutador com escovas. Este sincronismo define os instantes de tempo da comutação entre as fases. Qualquer variação nesses instantes provoca oscilações acentuadas nas correntes de fase e conseqüentemente no conjugado eletromagnético do motor (KRISMAN, 2009; BARATIERI, 2011).

Figura 5 - Sinais de comando dos transistores.



Fonte: adaptado de Juliani (2007, p. 20).

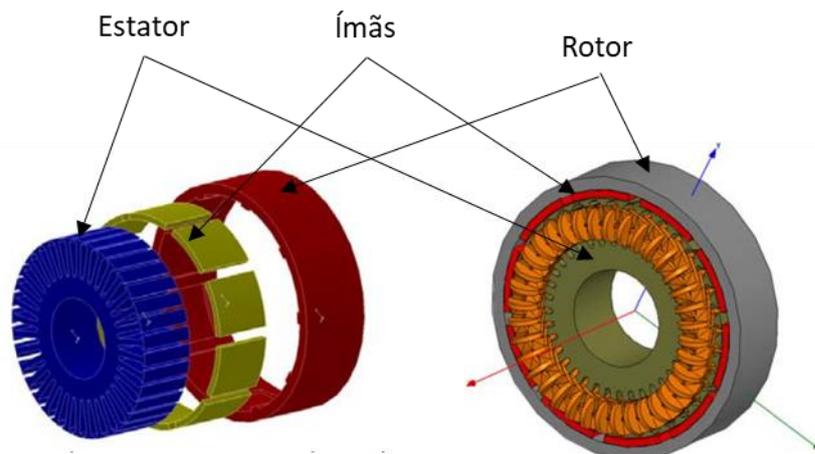
A posição do rotor pode ser determinada por sensores, como os do tipo Hall, ou por uma estratégia *sensorless*, que é utilizada como realimentação no sistema de controle gerando os comandos para os transistores de potência do inversor. Uma das razões para a eliminação dos sensores de posição é a hostilidade do ambiente. A detecção da posição do rotor é realizada através da forma de onda da tensão induzida na fase desenergizada (GIERAS; WING, 2002; GONELLA, 2006).

2.1.2. Máquina com rotor externo

Ao longo dos últimos anos, estudos abordando a maior eficiência de capacidade de torque por volume de motores de ímãs permanentes com rotor externo vem sendo consolidados (SANTIAGO, 2012).

Usualmente, os motores *brushless* com rotor externo são usados em aplicações que necessitam de velocidade constante e alta rotação. Esta configuração é de fácil construção e pode ser vista na Figura 6. A inércia relativamente alta do rotor é útil em aplicações como em ventiladores e sopradores. Além disso, a montagem dos ímãs no rotor é crítica, uma vez que, em funcionamento, as forças que atuam sobre os ímãs não favorecem os seus deslocamentos (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Figura 6 - Motor com rotor externo.



Fonte: adaptado de Hendershot; Miller (1994, p. 58).

De acordo com Mutluer (2017), os motores de rotor externo fornecem maior densidade de potência com mais espaço para os ímãs e fazem uso do efeito de força centrífuga.

A configuração de rotor externo contribui para a redução dos efeitos do torque de borda (*cogging torque*) por possuir alto momento de inércia. Esse torque é formado pela interação da força magnetomotriz dos ímãs com a relutância variável do estator relacionada às ranhuras a medida que o ímã rotaciona (MILLER, 2010). Da mesma forma, motores de rotor interno ou externo, funcionando em altas velocidades, conseguem momento de inércia suficientemente grande para filtrar parte do torque de borda (COUTINHO, 2019).

A topologia do rotor externo pode utilizar completamente o espaço do estator interno para acomodar os ímãs permanentes e os enrolamentos de armadura, reduzindo assim o

tamanho total da máquina. Como o rotor externo não envolve enrolamentos, o mesmo pode fornecer alta integridade mecânica, o que é essencial para lidar com o alto torque de partida durante a partida a frio (CHAU; CHAN; LIU, 2008).

Em um gerador de rotor externo, o rotor é exposto à ventilação, melhorando a condição de resfriamento dos ímãs, de modo que a resistência à desmagnetização a altas temperaturas é melhorada (CHEN, PILLAY, KHAN, 2004).

Em Tarimer e Ocak (2009) é realizado a comparação entre duas máquinas com o mesmo número de pares de polos, geometria e finalidade, mas diferenciando-se na localização de rotor. As características elétricas das máquinas utilizadas por Tarimer e Ocak (2009) podem ser vistas na Tabela 1.

Tabela 1 - Principais parâmetros elétricos.

Características	Máquina com rotor interno	Máquina com rotor externo
Potência nominal (W)	1500	1000
Velocidade de referência (rpm)	400	400
Torque nominal (Nm)	37,80	31,80
Tensão de fase nominal (V)	24,00	24,00
Corrente de fase nominal (A)	20,38	14,85

Fonte: Autor (2019).

Tarimer e Ocak (2009) analisaram algumas grandezas comparando uma máquina com rotor interno e externo. No Quadro 1, podem ser vistos os resultados encontrados.

Quadro 1- Comparação das grandezas de uma máquina com rotor interno e externo.

Grandezas analisadas	Resultados
Tensão induzida sob carga	Ambos os tipos de máquinas possuem os valores de pico das tensões induzidas por fase similar devido à aplicação do mesmo número de espiras em uma ranhura.
Correntes de enrolamento sob carga	A configuração do rotor interno produz uma corrente de enrolamento maior para o mesmo ímã. Na configuração do rotor interno, a aplicação do maior raio ao estator induz uma corrente mais alta nos enrolamentos.
Eficiência	A eficiência utilizando o rotor externo foi de 84,96%, enquanto que para o interno foi de 89,53%. A configuração com rotor externo tem alta perda térmica na armadura e densidade de corrente gerando maiores perdas, e consequentemente menor eficiência.

(Continua...)

Grandezas analisadas	Resultados
Densidade de fluxo magnético	Para ambos os tipos de máquina, o comprimento do entreferro é limitado em 1 mm. A densidade máxima de fluxo magnético da máquina de rotor interno é de 0,88 T e é de 0,76 T para a máquina do rotor externo. Assim, a configuração do rotor interno cria uma maior densidade de fluxo magnético no entreferro do que a configuração de rotor externo.
Potência de saída versus velocidade	Assume-se que a velocidade média (400 rpm) é aplicada para ambos os tipos de máquinas, devido à configuração direta do inversor. Os dois tipos de máquinas têm 5 pares de polos e a velocidade síncrona é de 600 rpm para 50 Hz. As máquinas consideradas neste estudo foram projetadas para operar na velocidade de referência de 400 rpm e 33,3 Hz para fornecer menor velocidade para aplicações de acionamento direto. A máquina com rotor interno fornece maior potência de saída na velocidade de referência, no entanto a máquina do rotor interno tem maior volume.
Consumo de material	A máquina de rotor interno tem maior massa, embora gere maior potência de saída. A máquina de rotor externo tem menor massa de cobre e de aço do núcleo da armadura, devido à configuração compacta.

Fonte: Autor (2019).

Outra característica importante sobre a comparação realizada por Tarimer e Ocak (2009) é que o tipo de máquina de rotor externo pode causar maiores perdas, e consequentemente ter menor eficiência. Mas esta configuração tem menor volume e corrente de curto-circuito.

Em Tarimer e Ocak (2009), também é visto que o tipo de máquina de rotor interno, possui maior potência de saída e torque nominal, menor densidade de corrente de armadura e perdas.

Em Lin, Schofield e Fellow (2013), o arranjo do rotor externo é escolhido para facilitar a integração na estrutura do eixo da roda de uma bicicleta padrão e apresenta as vantagens de menor massa e facilidade de fabricação. Da mesma forma, a escolha da topologia do rotor externo para este estudo é dada pela mesma justificativa.

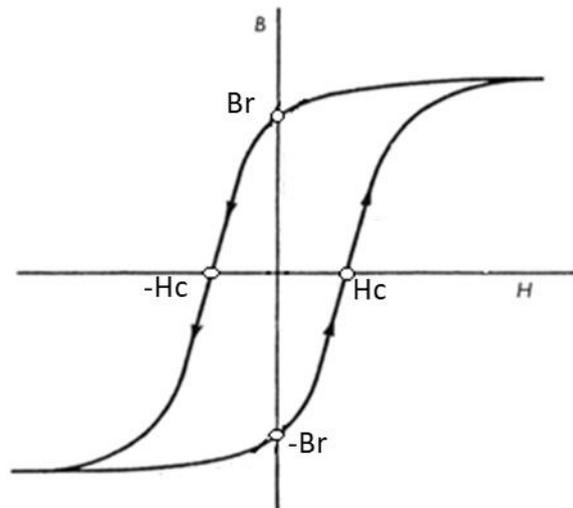
2.2. MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS

O ferromagnetismo é o fenômeno da capacidade que certos materiais ferromagnéticos têm de reagir ao estímulo de um campo magnético. Depende de elétrons desemparelhados e apresentam a formação de domínios. Esses incluem o ferro, o cobalto, níquel e ligas destes elementos com algumas terras raras, e são simplesmente chamados de materiais magnéticos (FARIA; LIMA, 2004).

Muitos tipos diferentes de materiais ferromagnéticos estão disponíveis hoje, como alumínio-níquel-cobalto (AlNiCo), ferrita (cerâmica), samário-cobalto (SmCo) e neodímio-ferro-boro (NdFeB) (MOREIRA, 2009).

Como qualquer outro material ferromagnético, ímãs permanentes podem ser descritos por seu laço de histerese B-H. Eles também são chamados de materiais magnéticos duros, o que significa materiais ferromagnéticos com um amplo laço de histerese. A base para a avaliação de um ímã é a parte do laço de histerese localizado no quadrante superior direito, chamado de curva de desmagnetização, mostrada na Figura 7 (GIERAS; WANG; KAMPER, 2004).

Figura 7 - Ciclo de histerese para materiais magnéticos.



Fonte: Autor (2019).

Onde:

B_r é a remanência [T];

H_c é coercividade [KA/m];

A remanência é definida como a magnetização residual quando o campo magnético é retirado após a saturação, enquanto que a coercividade é o campo magnético reverso que reduz a magnetização a zero após a saturação (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

2.2.1. Propriedades magnéticas

Dentre as principais características dos materiais magnéticos a considerar no projeto de motores é a remanência e a coercividade. O ponto de operação sobre a curva de histerese é ditado pela força de magnetização aplicada pelas bobinas do motor, e não pode ultrapassar o valor da coercividade para evitar a desmagnetização do material (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Na construção de máquinas elétricas, os materiais ferromagnéticos utilizados são os ímãs permanentes e chapas de aço elétrico laminadas. Nas seções seguintes são expostas as principais características desses materiais.

2.2.1.1. Ímãs

Ímãs de AlNiCo dominaram o mercado das máquinas na faixa de alguns Watts a 150 kW, entre meados dos anos 1940 e final de 1960. As principais vantagens do AlNiCo são sua alta densidade de fluxo magnético e coeficientes de baixa temperatura. A força coercitiva é muito baixa e a curva de desmagnetização é extremamente não-linear e por isso, é muito fácil não apenas magnetizar, mas também desmagnetizar (GIERAS et al., 2008). Os ímãs de AlNiCo possuem densidades de fluxo equivalentes aos ferromagnéticos moles, mas são facilmente desmagnetizados devido a valores mais baixos da força coercitiva, em comparação com os ímãs cerâmicos (TARIMER; OCAK, 2009).

A ferrita tem uma força coercitiva mais alta que o AlNiCo, mas ao mesmo tempo tem uma menor remanência. Os coeficientes de temperatura são relativamente elevados (GIERAS et al., 2008).

Os ímãs de NdFeB possuem melhores propriedades magnéticas do que os de SmCo, mas apenas à temperatura ambiente. As curvas de desmagnetização, especialmente a força coercitiva, são fortemente dependentes da temperatura. O NdFeB também é suscetível à corrosão (GIERAS et al., 2008).

O SmCo tem a vantagem de uma alta densidade de fluxo remanescente, alta força coercitiva, produto de alta energia, uma curva de desmagnetização linear e um coeficiente de baixa temperatura (GIERAS et al., 2008).

Materiais de terras raras, como as ligas de SmCo, têm propriedades magnéticas desejáveis de projeto, mas a tendência é o uso de NdFeB, devido à maior densidade de energia e densidade de fluxo residual entre os ímãs disponíveis (TARIMER; OCAK, 2009). As principais características dos ímãs são mostrada na Tabela 2 (CIBAS, 2019).

Tabela 2 - Propriedades dos ímãs.

Ímã	Remanência [T]	Coercividade [KA/m]	Produto de energia máximo [kJ /m ³]
NdFeB	1,05 – 1,46	955,00 – 2945,00	207,00 – 430,00
SmCo	0,92 – 1,15	1433,00 – 1990,00	20,00 – 32,00
Ferrita	0,20 – 0,32	207,00 – 270,00	8,70 – 19,90
AlNiCo	0,95 – 1,25	48,00 – 120,00	37,00 – 52

Fonte: Autor (2019).

2.2.1.2. Aço elétrico

O aço elétrico está disponível num estado orientado por grãos, isto é, o material é anisotrópico e tem uma permeabilidade diferente em diferentes direções, ou um estado não orientado, sendo as propriedades magnéticas quase isotrópicas em todas as direções (ZIRKA; MOROZ, 1995).

A maioria dos núcleos laminados das máquinas elétricas são feitos de ferro com uma pequena quantidade de silício, com espessura padrão de 0,12 mm a 0,64 mm. O aço silício é uma liga de ferro, carbono e silício, sendo este último em torno de 0,5% a 3,25% em sua composição, com até 0,5% de adição de alumínio para aumentar a resistividade e baixar a temperatura da recristalização primária (GIERAS et al., 2008).

O aumento da concentração de silício numa lâmina de grãos não orientados exige um processo metalúrgico mais refinado que a concentração usual de 3%, uma vez que o aço-silício a 6,5% representa o limiar de silício que o aço pode receber sem prejuízo a suas propriedades mecânicas (OLIVEIRA, 2009).

A classificação de aços elétricos por perdas no núcleo é diferente em cada país, como pode ser visto na Tabela 3. Dentre todas as classificações, a mais utilizada é baseada no sistema da Indústria de Ferro e Aço (AISI) americana, a chamada “classificação M”. Para máquinas elétricas de pequena e média potência (potência de saída inferior a 75 kW), podem ser utilizadas as seguintes classes: M-27, M-36, M-43, M-45 e M-47. (GIERAS et al., 2008)

Tabela 3 - As principais designações de aço silício.

Europa IEC 404-8-4 (1986)	USA AISI	Japão JIS 2552 (1986)	Rússia GOST 214270-75
250-35-A5	M-15	35A250	2413
270-35-A5	M-19	35A270	2412
300-35-A5	M-22	35A300	2411
330-35-A5	M-36	---	---
270-50-A5	---	50A270	---
290-50-A5	M-15	50A290	2413
310-50-A5	M-19	50A310	2412
330-50-A5	M-27	---	---
350-50-A5	M-36	50A350	2411
400-50-A5	M-43	50A400	2312
470-50-A5	---	50A470	2311
530-50-A5	M-45	---	2212
600-50-A5	---	50A600	2112
700-50-A5	M-47	50A700	---
800-50-A5	---	50A800	2111
350-65-A5	M-19	---	---
400-65-A5	M-27	---	---
470-65-A5	M-43	---	---
530-65-A5	---	---	2312
600-65-A5	M-45	---	2212
700-65-A5	---	---	2211

Fonte: adaptado de Gieras et al. (2008, p. 80).

2.2.2. Materiais ferromagnéticos em motores síncronos

A maioria dos tipos de ímãs está disponível nas formas de ligas sinterizadas, que possuem alto desempenho porque o processo de sinterização permite que os ímãs sejam formados sem um agente de colagem. Em geral, cada tipo de ímã tem propriedades diferentes, levando a diferentes restrições e níveis de desempenho em motores *brushless*.

Para motores elétricos de alto rendimento é de grande interesse que os ímãs permanentes apresentem uma elevada coercividade (H_c) e remanência (B_r). Um alto valor de coercividade impede que o ímã seja facilmente desmagnetizado e um alto valor de indução remanente resulta em um fluxo magnético elevado (PIRES, 2006).

Em Korn et al. (2014), foi investigado um gerador síncrono de baixa velocidade usando ímãs permanentes de NdFeB e SmCo. No Quadro 2, apresenta-se as grandezas analisadas por Korn et al. (2014).

Quadro 2 - Exposição dos parâmetros analisados.

Grandezas analisadas	Resultados
Densidade do fluxo magnético no entreferro	A uma velocidade nominal de rotação de 230 rpm, a tensão indizada por fase medida pelo gerador é de 190 V com ímã de NdFeB e 180 V com SmCo. A diferença entre essas tensões era esperada, pois havia uma pequena diferença entre os valores máximos da densidade do fluxo magnético no entreferro.
Tensão de saída	A tensão de saída do gerador diminuiu com a aplicação de mais cargas para os dois tipos de ímãs que foram usados. A queda na tensão de fase é causada pelas resistências e indutâncias do enrolamento. Para ambos os casos, a tensão de saída diminuiu aproximadamente 16% com a carga nominal.

Fonte: Autor (2019).

De acordo com o Quadro 2, nota-se que existe uma ligeira diferença entre os parâmetros elétricos das máquinas comparadas. No entanto, pode-se dizer que, do ponto de vista elétrico, as máquinas são semelhantes e comparáveis. Do ponto de vista construtivo, a máquina com SmCo possui maior massa em comparação com a máquina de NdFeB (KORN et al., 2014).

Norshisam (2010), mostra que a modificação do ímã influencia o torque de saída do motor e que o incremento de torque não determina os aumentos na eficiência do motor.

Para motores de alto desempenho, onde as restrições de tamanho e massa estão presentes, são usados ímãs de terras raras sinterizados. Em aplicações, onde o motor ou gerador é exposto a ambientes extremos, o AlNiCo é preferido nessas máquinas (TARIMER; OCAK, 2009).

Quando considerada a configuração do rotor externo, o motor à base de ferrita se torna vantajoso, pois isso resulta em um maior espaço de ar com o qual a produção de torque pode ser aumentada (CHAN; YAN; FANG, 2002). Outra vantagem da ferrita, vista em Gieras et al. (2008), é a alta resistência elétrica, o que significa praticamente nenhuma perda de corrente parasita no volume de ímãs permanentes.

Dentre os ímãs de terras raras, NdFeB torna possível projetar e desenvolver uma máquina elétrica de qualquer tamanho excitada total ou parcialmente por esses ímãs permanentes (GIERAS et al., 2008).

Segundo Schwinden (2018), motor com ímãs de ferrita foi projetado variando suas dimensões, mas mantendo o mesmo volume. O motor de ferrita precisa de correntes mais altas para o mesmo torque, o que resulta em menor eficiência. Além disso, mesmo usando número maior de espiras, o motor de ferrita não atinge a mesma potência que o motor de NdFeB sinterizado.

Segundo Gieras et al. (2008), para motores síncronos de ímãs permanentes com baixos volumes e operação em temperaturas elevadas é mais adequado o uso de ímãs de SmCo (GIERAS; WANG; KAMPER, 2008).

Nas lâminas de aço silício, que formam o estator e o rotor da máquina elétrica, o uso do silício é essencial porque reduz significativamente a condutividade elétrica do aço, limitando assim as correntes de Foucault, e conseqüentemente a perda no núcleo magnético (OLIVEIRA, 2009).

Devido a simplicidade de fabricação e do funcionamento das máquinas, chapas de aço silício não orientadas são as mais usadas. Alguns estudos estão se concentrando no uso de folhas finas de aço silício não orientadas para reduzir as correntes parasitas (HUYNH; HSIEH, 2016). No entanto, o potencial de redução da perda de ferro pela melhoria do aço não orientado é limitado devido às características inerentes do material (FUJIMORI et al., 1981).

2.3. CAMPOS MAGNÉTICOS E MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

O método dos elementos finitos consiste na divisão do domínio no meio contínuo em diversos elementos ou subdomínios, chamados de elementos finitos. Esses elementos são interconectados entre si, a partir de nós ou pontos nodais (SOUZA, 2003a). Conforme Zienkiewicz (1977), este método numérico tem como objetivo substituir a equação diferencial do problema por uma formulação variacional, gerando equações algébricas lineares que fornecem a solução do problema de forma aproximada nos diversos nós da malha.

2.3.1. Campos magnéticos

Pode-se usar a lei de Ampère para a determinação do campo magnético. A equação que rege esta lei indica que a integral de linha da componente tangencial da intensidade de campo magnético (\vec{H}) sobre um caminho fechado l é igual a corrente envolvida por esse caminho (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2009).

$$\oint_l (\vec{H} \cdot d\vec{l}) = I \quad (2)$$

Onde:

\vec{H} é o vetor de intensidade de campo magnético [A/m];

$d\vec{l}$ é um elemento infinitesimal do caminho percorrido [m];

I é a corrente elétrica [A];

Aplicando-se o teorema de Stokes ao primeiro membro da equação (2), tem-se a equação (3):

$$\int_S (\vec{\nabla} \times \vec{H}) \cdot d\vec{S} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (3)$$

Onde:

$d\vec{S}$ é um elemento infinitesimal de área [m²];

\vec{J} é a densidade de corrente [A m⁻²];

S é a área delimitada pelo caminho fechado l [m²];

O campo de força que está associado ao campo magnético (\vec{H}) é a densidade de fluxo magnético (\vec{B} [T]) que é dado por:

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (4)$$

Considerando:

$$v = 1/\mu \quad (5)$$

Onde:

μ é a permeabilidade do material [H m⁻¹];

v é a relutividade do material [m H⁻¹];

A permeabilidade do material indica quanto ou quão pouco é susceptível à passagem do fluxo magnético (BASTOS; SADOWSKI, 2003).

Como \vec{B} é um campo vetorial, pode-se definir um fluxo magnético (Φ [Wb]) cruzando uma superfície \vec{S} como sendo:

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (6)$$

O fluxo magnético total que atravessa uma superfície fechada resulta sempre nulo, ou seja, o número de linhas de campo que entram na superfície é igual ao número de linhas que dela saem, justificada pela pura e simples aplicação do teorema da divergência na forma pontual (ALCANTARA; AQUINO, 2010). Assim, tem-se:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (7)$$

Segundo Alcantara (1985), conforme citado por Juliani (2007), frente às limitações da função potencial escalar magnético, onde a determinação de campos eletromagnéticos é feita por recursos numéricos associados a métodos computacionais. Outra função, denominada vetor potencial magnético, é mais utilizada, podendo ser estendida a regiões com densidades de corrente diferentes de zero, e campos magnéticos variáveis no tempo.

Segundo Salles (2008), considerando \vec{A} um potencial vetor magnético permitindo a existência de fontes de corrente na região de interesse, o potencial vetor magnético está relacionado com a densidade de fluxo magnético \vec{B} por :

$$\vec{\nabla} \times \vec{A} = \vec{B} \quad (8)$$

O vetor potencial magnético não possui nenhum significado físico. A sua definição provém do cálculo vetorial, que afirma que o divergente do rotacional de qualquer função vetorial é nulo. Desta forma, deve existir uma função \vec{A} tal que sua circuitação produza a densidade de fluxo magnético \vec{B} (ALCANTARA, 1985). Fica assegurado então:

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = 0 \quad (9)$$

A lei de Ampère para campos eletromagnéticos estáticos na sua forma vetorial define que:

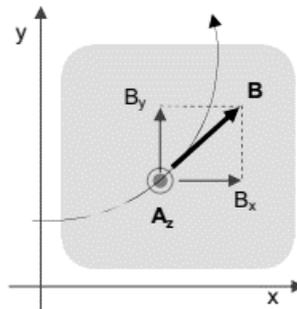
$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} \quad (10)$$

A definição do vetor potencial magnético em (8) faz com que a equação (10) fique:

$$\vec{\nabla} \times (\vec{B}v (\vec{\nabla} \times \vec{A})) = \vec{J} \quad (11)$$

Considerando que o comportamento é bidimensional, ou seja, o potencial magnético só possui a componente na direção z e só varia nas direções x e y, ou seja, $A_x = A_y = 0$ e $\partial A_z / \partial z = 0$. Isso pode ser ilustrado pela Figura 8.

Figura 8 - Campo magnético com comportamento bidimensional.



Fonte: adaptado de Alcantara; Aquino, (2010).

Considerando que o vetor densidade de corrente \vec{J} , neste caso, só possui a componente em relação ao eixo z deste sistema cartesiano de coordenadas. Desenvolvendo os rotacionais da equação (11):

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J \quad (12)$$

A equação (12) é uma equação diferencial não linear, mais conhecida como função Quase-Poisson (ou equação de Poisson não linear). Se a relação entre \vec{B} e \vec{H} for linear, v pode ser isolado, recaindo na equação de Poisson:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right) = -\frac{J}{v} \quad (13)$$

Se o meio for desprovido de correntes, a equação (13) se reduzirá à equação de Laplace onde:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0 \quad (14)$$

A solução da equação (12), que naturalmente engloba as equações (13) e (14), permite o conhecimento do campo magnético em qualquer ponto de um circuito magnético. Entretanto

esta equação não possui uma solução analítica conhecida. Por essa razão, a única maneira de determinar o campo magnético é por recursos através de métodos numéricos (ALCANTARA, 1985).

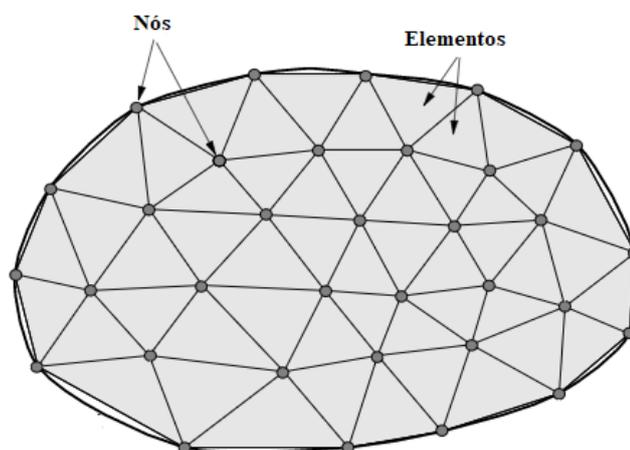
2.3.2. Método dos elementos finitos (MEF)

Com o auxílio deste método, é possível fazer uma modelagem precisa e fiel de diversas situações práticas. No contexto do eletromagnetismo, pode-se analisar fluxo magnético através do núcleo de um motor elétrico. Considerando ainda que a análise de um problema de eletromagnetismo pelo método parte da geometria, o MEF pode ser utilizado como uma ferramenta de análise conjunta das características geométricas e dos fenômenos eletromagnéticos relacionados ao problema apresentado, favorecendo uma melhor compreensão do mesmo (OLIVEIRA; FERREIRA; PONTES, 2010).

Para solucionar problemas utilizando este método, é necessário realizar os seguintes passos: discretização do domínio da função, seleção da função de interpolação, formulação do sistema de equações e solução do sistema de equações.

No MEF, o domínio da solução é discretizado em pequenas regiões chamadas elementos. No caso de regiões bidimensionais, podem-se utilizar triângulos como unidades básicas destes elementos. Os vértices dos triângulos são chamados de nós e estão associados aos graus de liberdade previstos para o elemento. O conjunto de elementos que compõem todo domínio é chamado de malha. Na Figura 9, é mostrado exemplo de malha com elementos triangulares.

Figura 9 - Malha de elementos finitos.

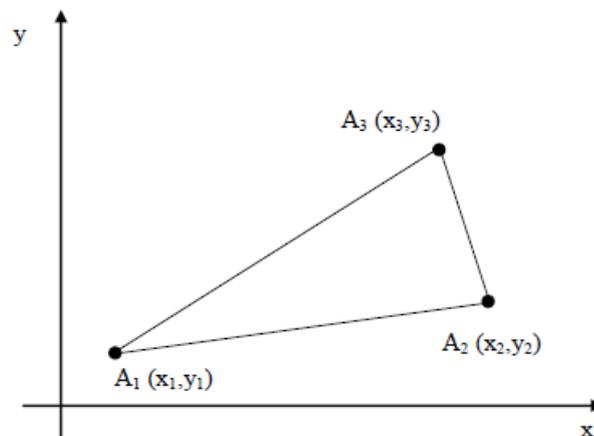


Fonte: adaptado de Souza (2003).

Assim que a discretização foi realizada, deve-se definir a função de interpolação que irá aproximar o valor da função desconhecida dentro de cada elemento. Normalmente uma função polinomial de primeira, segunda e terceira ordem são utilizadas (JULIANI, 2007).

Um funcional é uma grandeza escalar, que assume um valor particular dependente da função nele utilizada. Pode ser escrita sob a forma de uma equação integral definida, contendo uma certa função genérica. Neste trabalho a função é a expressão do potencial magnético A . O objetivo consiste em encontrar a função A que representa o menor valor para o funcional.

Figura 10 - Representação do elemento triangular.



Fonte: Autor (2019).

O potencial magnético é aproximado dentro de cada elemento triangular, elemento este usado neste trabalho e representado na Figura 10, pela função linear (expressa em função de x e y) (JULIANI, 2007):

$$A(x, y) = a_1 + a_2x + a_3y \quad (15)$$

Assim, para cada vértice do elemento triangular o potencial magnético é exposto por:

$$\begin{aligned} A_1 &= a_1 + a_2x_1 + a_3y_1 \\ A_2 &= a_1 + a_2x_2 + a_3y_2 \\ A_3 &= a_1 + a_2x_3 + a_3y_3 \end{aligned} \quad (16)$$

A solução das equações em (16) fornece os valores dos coeficientes:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{D} \begin{vmatrix} A_1 & x_1 & y_1 \\ A_2 & x_2 & y_2 \\ A_3 & x_3 & y_3 \end{vmatrix}, & a_2 &= \frac{1}{D} \begin{vmatrix} 1 & A_1 & y_1 \\ 1 & A_2 & y_2 \\ 1 & A_3 & y_3 \end{vmatrix} \\ a_3 &= \frac{1}{D} \begin{vmatrix} 1 & x_1 & A_1 \\ 1 & x_2 & A_2 \\ 1 & x_3 & A_3 \end{vmatrix}, & D &= \begin{vmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

Verifica-se que o valor de D corresponde a duas vezes a área do elemento triangular considerado. A partir da solução apresentada em (17), é possível escrever o potencial no interior do elemento como (FILHO, 2007):

$$A(x, y) = \sum_{i=1}^3 \frac{1}{D} (p_i + q_i \cdot x + r_i \cdot y) \cdot A_i \quad (18)$$

Onde:

$$\begin{aligned} p_i &= x_{i+1} \cdot y_{i+2} - x_{i+2} \cdot y_{i+1} \\ q_i &= y_{i+1} - y_{i+2} \\ r_i &= x_{i+2} - x_{i+1} \end{aligned} \quad (19)$$

Considerando (8) e a representação em duas dimensões:

$$\begin{aligned} \vec{B} &= \vec{\nabla} x A = \mathbf{i} \cdot \frac{\partial A}{\partial y} - \mathbf{j} \cdot \frac{\partial A}{\partial x} \\ \vec{B} &= \mathbf{i} \cdot \frac{1}{D} \cdot (r_1 \cdot A_1 + r_2 \cdot A_2 + r_3 \cdot A_3) - \mathbf{j} \cdot \frac{1}{D} (q_1 \cdot A_1 + q_2 \cdot A_2 + q_3 \cdot A_3) \end{aligned} \quad (20)$$

O que mostra que, para o caso de elementos de primeira ordem, o vetor densidade de fluxo magnético \vec{B} é constante no interior de cada um dos elementos.

Apartir de (18), pode-se definir as funções de forma $\phi_i(x, y)$ do seguinte modo:

$$\begin{aligned} \phi_1(x, y) &= \frac{1}{D} (p_1 + q_1 \cdot x + r_1 \cdot y) \\ \phi_2(x, y) &= \frac{1}{D} (p_2 + q_2 \cdot x + r_2 \cdot y) \\ \phi_3(x, y) &= \frac{1}{D} (p_3 + q_3 \cdot x + r_3 \cdot y) \end{aligned} \quad (21)$$

As funções de forma têm a propriedade de possuírem valor unitário em seus respectivos vértices e valor nulo nos demais vértices.

Como a aproximação do vetor potencial magnético é definida em termos dos nós dos elementos, o funcional F será reduzido igualando-se a sua primeira derivada em relação ao potencial magnético em cada nó igual a zero (22). Por isso, o funcional F deve ser reescrito como sendo uma somatório de integrais nos elementos (23) (JULIANI, 2007).

$$\frac{\partial F}{\partial A_3} = \sum \frac{\partial F_t}{\partial A_3} = 0 \quad (22)$$

$$F(A(x, y)) = \sum F_t(A(x, y)) \quad (23)$$

Sendo:

$$F_t = \int_S \left(-\mathbf{j} \cdot A + \int_0^B v \cdot B \, dB \right) dx dy \quad (24)$$

Realizando-se as operações algébricas necessárias conforme Alcantara (1985), é obtido a formulação matemática para cada nó do elemento triangular:

Para nó 1:

$$\left(\frac{v}{4\Delta}\right)((b_1b_1 + c_1c_1)A_1 + (b_1b_2 + c_1c_2)A_2 + (b_1b_3 + c_1c_3)A_3) = \frac{\Delta J}{3} \quad (25)$$

Para nó 2:

$$\left(\frac{v}{4\Delta}\right)((b_2b_1 + c_2c_1)A_1 + (b_2b_2 + c_2c_2)A_2 + (b_2b_3 + c_2c_3)A_3) = \frac{\Delta J}{3} \quad (26)$$

Para nó 3:

$$\left(\frac{v}{4\Delta}\right)((b_3b_1 + c_3c_1)A_1 + (b_3b_2 + c_3c_2)A_2 + (b_3b_3 + c_3c_3)A_3) = \frac{\Delta J}{3} \quad (27)$$

Numa forma matricial, tem-se:

$$\left(\frac{v}{4\Delta}\right) \begin{pmatrix} b_1b_1 + c_1c_1 & b_1b_2 + c_1c_2 & b_1b_3 + c_1c_3 \\ b_2b_1 + c_2c_1 & b_2b_2 + c_2c_2 & b_2b_3 + c_2c_3 \\ b_3b_1 + c_3c_1 & b_3b_2 + c_3c_2 & b_3b_3 + c_3c_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta \\ \Delta \\ \Delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} J \\ J \\ J \end{pmatrix} \quad (28)$$

Que pode ser escrita como:

$$[S]. [A] = [R] \quad (29)$$

Onde:

[S] é uma matriz global que reúne informações geométricas e magnéticas;

[A] é um vetor contendo o potencial magnético nos nós da malha e;

[R] é um vetor contendo os valores das correntes no nós;

Com as condições de contorno impostas ao sistema, um método numérico, direto ou iterativo, pode ser utilizado para explorar a matriz [S] (JULIANI, 2007).

2.4. PERDAS

Conforme Kuria e Hwang (2011), a busca por materiais magnéticos melhores é justificada pelas possibilidades de redução de tamanho e melhoria do desempenho dos equipamentos.

As propriedades dos ímas permanentes possibilitam reduzir perdas e, conseqüentemente, obter um maior rendimento. Isso permite a construção de motores de ímas permanentes menores e que entregam a mesma potência de motores de indução maiores. Essa característica ilustra uma vantagem em aplicações em que o espaço e a massa são determinantes (TAVARES, 1989).

A análise bidimensional baseada em elementos finitos, realizada por Tseng e Wee (1999), mostra que as perdas no núcleo ocorrem principalmente no estator durante a operação em alta velocidade. Este estudo mostra que o uso de uma fórmula empírica, para fins de cálculo de perdas, é suficiente para fornecer uma estimativa rápida das perdas do núcleo quando dadas as dimensões essenciais da seção transversal do motor. O uso computacional por elementos finitos é útil na previsão das perdas do núcleo durante o estágio de refinamento do projeto do motor, antes que um protótipo seja construído.

2.4.1. Perdas resistivas e magnéticas

Segundo Miller e Hendershot (1994), depois das perdas resistivas, descrita pela equação (30), as perdas magnéticas são as mais relevantes na operação de máquinas elétricas, tornando-se cada vez mais significativas à medida que a velocidade aumenta.

$$P_R = R I^2 \quad (30)$$

Onde:

P_R é a perda resistiva [W];

R é a resistência elétrica [Ω];

I é a corrente elétrica [A].

Um estudo realizado por Kuria e Hwang (2011), as perdas elétricas e magnéticas são dominantes e contribuíram com mais de 80% de todas as perdas do motor analisado por eles, enquanto as perdas mecânicas representaram cerca de 12% das perdas totais do motor. Para Hanselman (1994) e Miller e Hendershot Jr (1994), as perdas magnéticas no núcleo do estator dependem da frequência da variação do fluxo magnético e de parâmetros intrínsecos do material. De acordo com a teoria clássica, a perda no aço tem um componente de histerese e outro de correntes parasitas (*Foucault*).

A primeira é causada pelo aquecimento do núcleo como resultado das reversões da estrutura molecular interna que ocorrem conforme o fluxo se alterna, sendo proporcional a área do ciclo de histerese e proporcional à variação da frequência no campo magnético (BIRD, 2009).

As perdas por correntes parasitas resultam da circulação das correntes induzidas nas laminações do estator. A distribuição destas correntes não é uniforme e tendem a se concentrar nas superfícies das laminações (YAMACHITA, 2013).

Steinmetz obteve uma equação empírica para calcular as perdas por histerese (1º termo) e por correntes de Foucault (2º termo), conforme mostrado na equação (31):

$$W_{Fe} = C_h \cdot f \cdot B_p^n + C_e \cdot B_p^2 \cdot f^2 \quad (31)$$

Onde:

W_{Fe} são as perdas no aço (W);

C_h , C_e e n são coeficientes de perda do material magnético;

B_p é o valor de pico da densidade de fluxo magnético quando o fluxo é senoidal [T];

f é a frequência do campo magnético externo [Hz].

A perda no núcleo é medida com uma forma de onda da densidade de fluxo magnético senoidal, e como sempre é a perda total, qualquer decomposição em componentes requer um procedimento de ajuste de curva e um modelo matemático das mesmas, que devem ser ajustadas (MILLER; HENDERSOT, 2010).

Os coeficientes de perda do material podem ser obtidos através do gráfico de perda magnética versus a frequência, fornecidos pelo fabricante. Quando apenas um único valor de perda está disponível, não há dados suficientes para determinar os três parâmetros, considera-se um valor típico para n e h em (32), como sendo $n = 1,7$ e $h = 0,6$ (fração da perda total que é atribuível à histerese) (MILLER; HENDERSOT, 2010).

Os dados de perda (W_e) são ensaiados pelo fornecedor do aço em uma determinada frequência (f_e) e indução magnética (B_{pe}).

$$C_e = \frac{W_e (1 - h)}{f^2 B_{pe}^2} \quad C_h = \frac{h W_e}{B_{pe}^n f_e} \quad (32)$$

Onde:

W_e é a perda no aço (W);

B_{pe} é o valor de pico da densidade de fluxo magnético [T];

f_e é a frequência do campo magnético [Hz].

3. METODOLOGIA

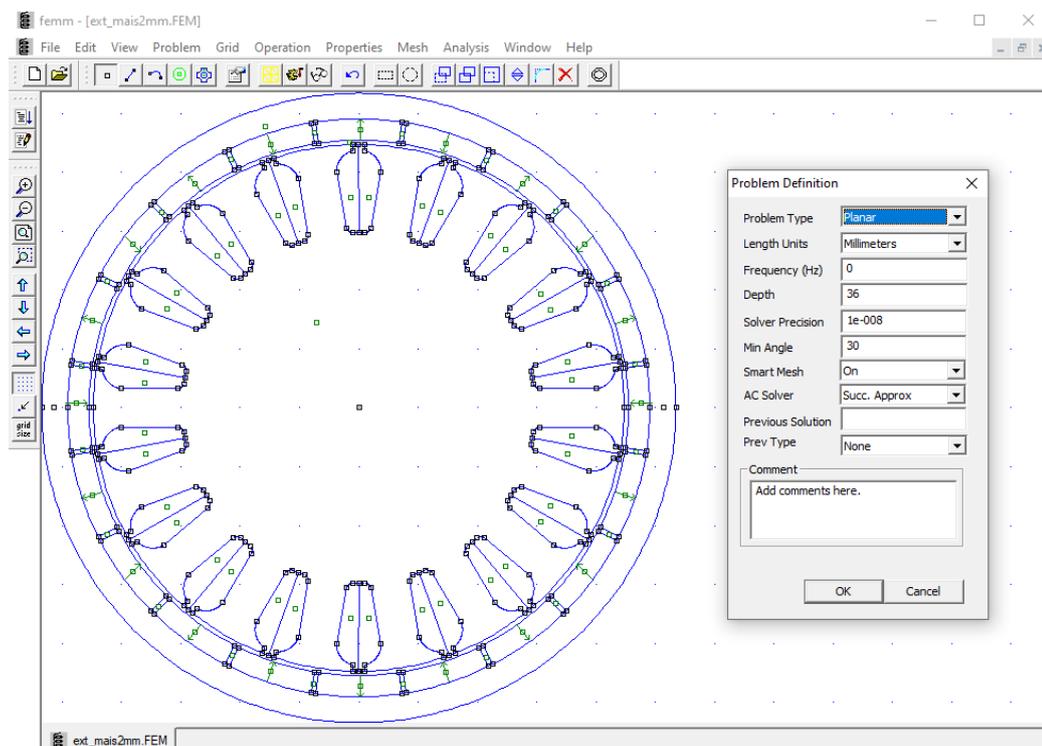
A metodologia utilizada neste trabalho utiliza dados de natureza mista e a pesquisa é de teor exploratório. São analisados dados de desempenho do motor, como indução magnética, tensão induzida e torque eletromagnético, por meio de um software baseado no método dos elementos finitos. As perdas são definidas de forma empírica.

3.1. PROGRAMA COMPUTACIONAL DE ELEMENTOS FINITOS FEMM

O programa computacional utilizado para os cálculos é o FEMM (*Finite Element Method Magnetics*). Ele é um programa computacional obtido gratuitamente e utiliza a modelagem por elementos finitos para resolver problemas magnéticos (MEEKER, 2006).

O FEMM possui uma etapa de pré-processamento, uma etapa de processamento, e uma última parte de pós-processamento. A Figura 11, mostra a primeira etapa do pré-processamento. Esta etapa é responsável pela modelagem geométrica, definição do tipo de problema, unidade do desenho e a precisão dos cálculos.

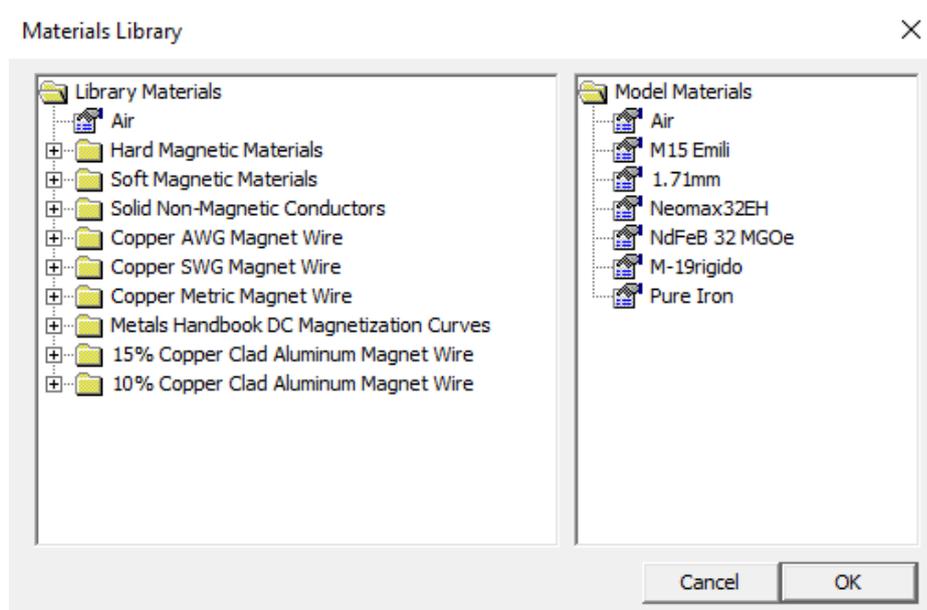
Figura 11 - Definição do problema e desenho da geometria



Fonte: Autor (2019).

Após o desenho da geometria, define-se as propriedades elétricas e magnéticas dos materiais, selecionando-as na biblioteca como visto na Figura 12, definição das correntes e condições de contorno. O programa também permite a inclusão de novos materiais (JULIANI, 2007).

Figura 12 - Biblioteca de materiais



Fonte: Autor (2019).

Na etapa de processamento, a geometria já está configurada, os materiais já foram selecionados, as condições de contorno impostas e a discretização realizada. O cálculo é efetuado através das equações geradas utilizando-se métodos numéricos (JULIANI, 2007).

No pós-processamento, é possível visualizar os resultados através dos gráficos de linhas de fluxo e de cores, que mostram a densidade de fluxo magnético.

3.2. MATERIAIS MAGNÉTICOS

Inicialmente, são analisados os valores de indução magnética de um motor síncrono empregando diferentes materiais ferromagnéticos (aços elétricos e ímãs), verificando-se principalmente a saturação. A Tabela 4 mostra os diferentes materiais que são utilizados neste trabalho.

Tabela 4 - Materiais ferromagnéticos utilizados.

Aços (espessura)	Ímãs
M15 (0,35mm)	32MGOe
M15 (0,50mm)	37MGOe
M19 (0,35mm)	52MGOe
M19 (0,50mm)	N45
M45 (0,50mm)	

Fonte: Autor (2019).

Os resultados deste trabalho referem-se a ímãs permanentes cujos valores de densidade de fluxo magnético propiciariam maiores valores de torque. As curvas de desmagnetização dos ímãs selecionados são lineares e as propriedades magnéticas são mostradas na Tabela 5, conforme apresentado por Arnold (2019).

Tabela 5 - Propriedades dos ímãs.

Ímã	Remanência [T]	Coercividade normal [kA/m]	BH_{max} [kJ/m ³]	Permeabilidade relativa	Resistividade [$\mu\Omega\text{cm}$]
32MGOe	1,15	863	259	1,045	1,5
37MGOe	1,26	950	306	1,048	1,5
N45	1,35	955	350	1,050	1,5
52MGOe	1,45	979	406	1,050	1,5

Fonte: Autor (2019).

Os aços foram selecionados buscando baixos valores de perdas. Propriedades como condutividade elétrica e energia dos aços podem ser vistas na Tabela 6. As curvas de magnetização podem ser vistas em Cognet (2019) e Apêndice A.

Tabela 6 - Propriedades dos aços elétricos.

Aço elétrico	Permeabilidade relativa em 1,5 T	Resistividade [$\mu\Omega\text{cm}$]	Perdas (1,5 T e 50 Hz) [W/kg]
M15 (0,35mm)	660	55	2,35
M15 (0,50mm)	800	55	2,62
M19 (0,35mm)	800	52	2,47
M19 (0,50mm)	970	52	2,83
M45 (0,50mm)	1600	33	4,13

Fonte: Autor (2019).

Todas as análises comparativas consideram a configuração composta pelo aço M19 (0,50 mm) e ímã 32MGOe como referência.

A tensão induzida e o torque eletromagnético são calculados e então é verificado se estes requisitos estão de acordo com a aplicação. As perdas no aço elétrico serão estimadas utilizando-se equações empíricas e de forma indireta é analisada a eficiência do motor, com as diferentes combinações de materiais magnéticos.

A Tabela 7 mostra os valores de indução magnética, torque eletromagnético, perdas por histerese e Foucault e perdas gerais com a combinação referência para todas as análises que são realizadas neste trabalho.

Tabela 7 - Valores referenciais

Grandeza	Valores
Indução Magnética [T]	1,61
Torque eletromagnético [Nm]	1,80
Perdas por histerese [W]	5,00
Perdas por Foucault [W]	9,00
Perdas totais [W]	14,00

Fonte: Autor (2019).

3.1. MÁQUINA DE ESTUDO

As principais características dessa máquina, especificadas em catálogo técnico (GRIN, 2017), podem ser observadas na Tabela 8, tratando-se de uma topologia com rotor externo.

Tabela 8 - Informações fornecidas pelo fabricante

Faixa de potência [W]	250 - 500
Massa [Kg]	2,44
Resistência por fase [Ω]	0,135

Fonte: Autor (2019).

Algumas especificações e dimensões importantes podem ser vistas na Tabela 9.

Tabela 9 - Especificações e dimensões aproximadas

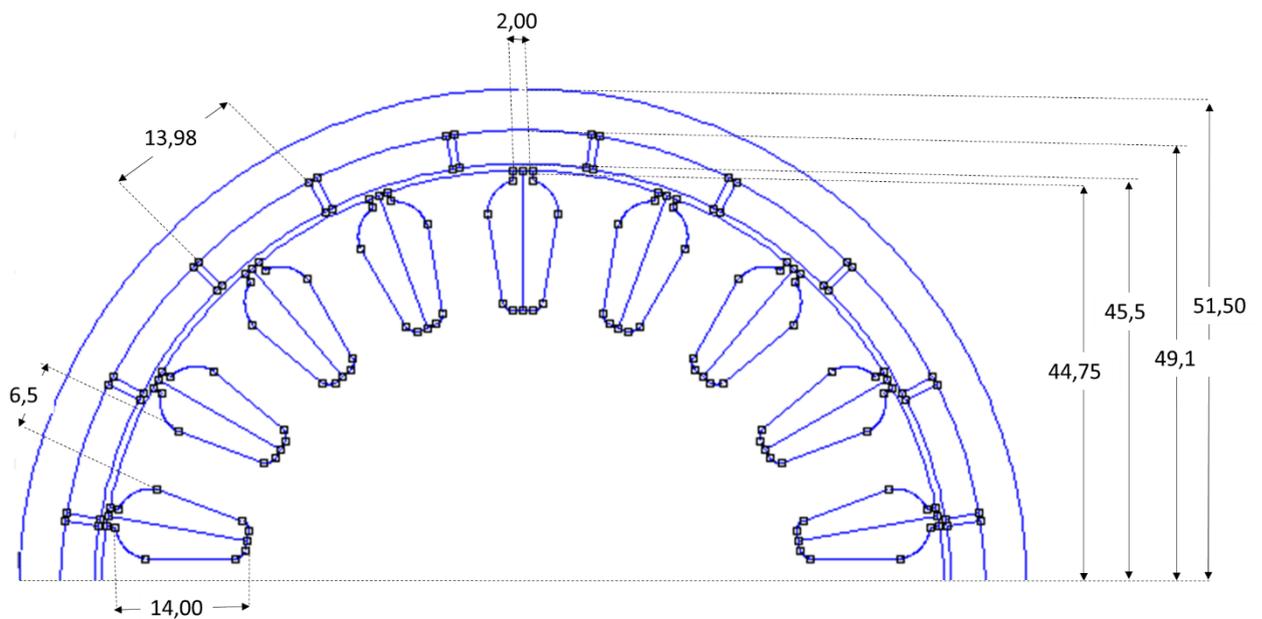
Número de polos	20
Número de ranhuras	18
Altura de pacote [mm]	36,0
Diâmetro externo do rotor [mm]	103,0
Espessura dos ímãs [mm]	3,6
Entreferro [mm]	0,75

Fonte: Autor (2019).

Conectado ao eixo do motor, existe um conjunto redutor. Para cada 360° de giro da roda a qual este motor está acoplado, o rotor totaliza em torno de 4 voltas e 120°. Portanto, a redução de velocidade rotacional é aproximadamente de 4,3:1.

Na Figura 13, são mostradas as dimensões (em mm) da máquina em estudo neste trabalho.

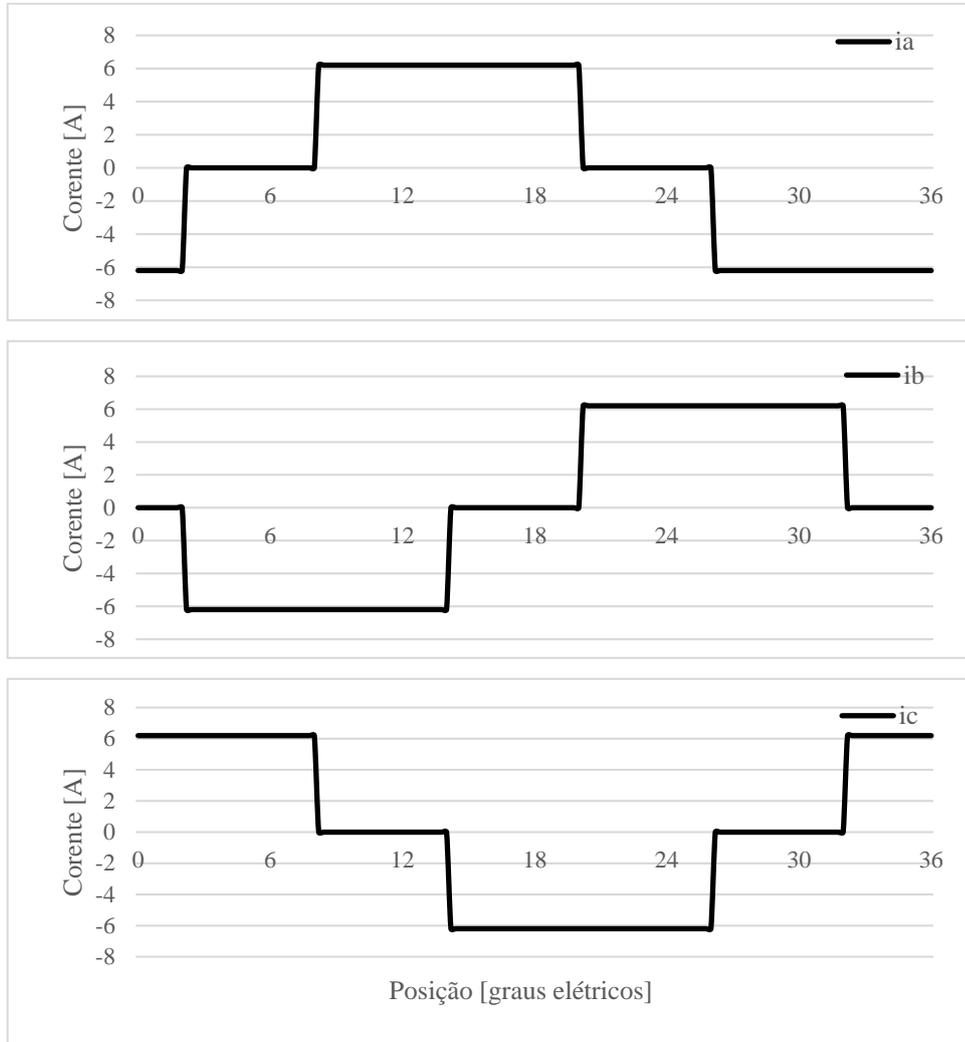
Figura 13 - Dimensões do motor em estudo.



Fonte: Autor (2019).

Para as simulações, o motor foi alimentado com a corrente de pico nominal (6,2 A) em cada fase, de acordo com a posição do rotor, como mostrado na Figura 14.

Figura 14 - Alimentação



Fonte: Autor (2019).

4. RESULTADOS

Nesta seção os resultados obtidos pelo programa FEMM são analisados e comparados com a configuração de referência, verificando o cumprimento dos requisitos da aplicação. Este capítulo expressa primeiramente valores de indução magnética e torque, então os resultados relacionados à eficiência são apresentados.

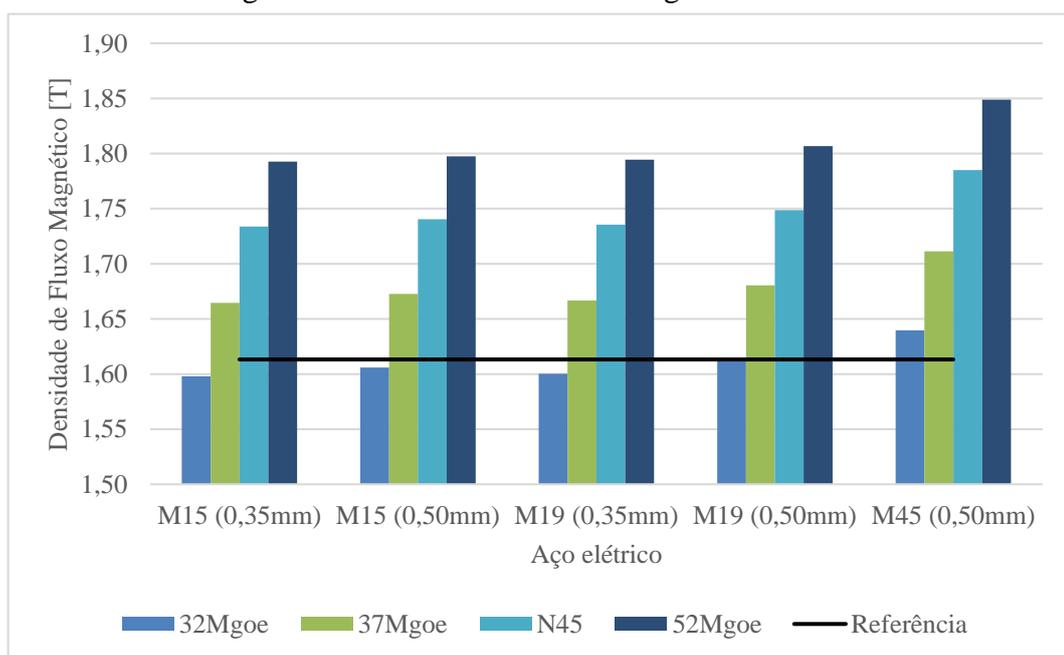
As análises de todas as grandezas foram realizadas diante das mesmas condições. Desta forma, foi considerada a posição de 17,2 graus elétricos como referência para as comparações pelo fato de obter os valores de pico da indução magnética.

Foram analisadas todas as combinações possíveis entre os aços elétricos e ímãs selecionados para este trabalho.

4.1. INDUÇÃO MAGNÉTICA

Inicialmente, tem-se os resultados da indução magnética dos motores. Na Figura 15 é apresentada uma comparação entre os valores de pico da densidade de fluxo magnético de todas as combinação de materiais, sendo que cada coluna mostra um tipo de ímã e cada grupo traz um tipo de aço elétrico.

Figura 15 - Densidade de fluxo magnético normal.



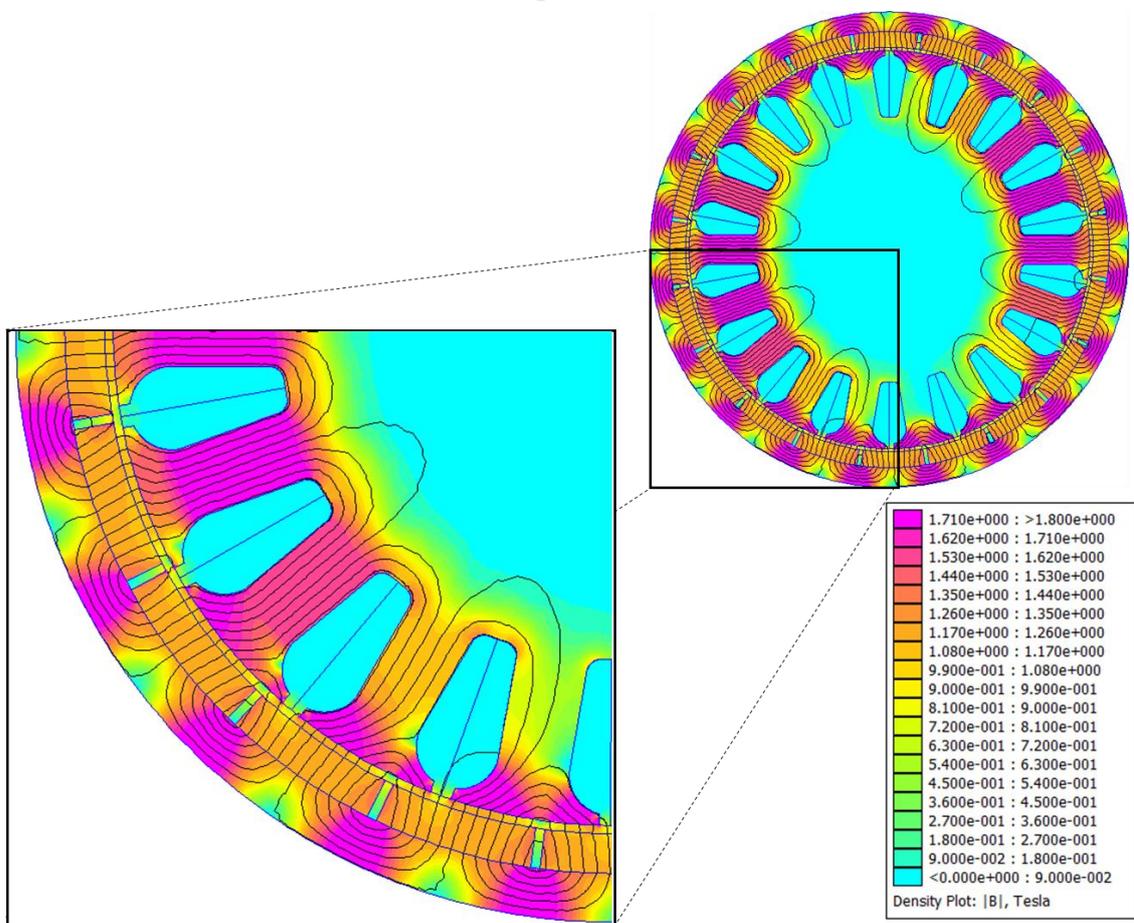
Fonte: Autor (2019).

Percebe-se que o comportamento gradual da densidade de fluxo magnético é proporcional às energias dos ímãs. Considerando combinações de diferentes aços para um mesmo ímã, a maior variação foi de 0,06 T entre o aço M19 (0,50mm) e M45 (0,50mm) para o ímã 52MGOe.

O principal objetivo da análise da densidade de fluxo magnético normal é garantir que o máximo de fluxo que atravessa as lâminas de aço fique dentro dos valores de saturação provenientes da curva de histerese do material. Desta forma, neste trabalho a indução magnética não ultrapassa o valor de 1,8T. A partir destes valores, ocorre a saturação do aço e a permeabilidade decresce, aumentando as perdas.

Nota-se que foi possível reduzir os valores de densidade de fluxo magnético quando comparados com a referência. Como visto na Figura 16, os maiores valores foram encontrados para os casos onde o ímã de maior energia (52MGOe) foi empregado, chegando a 1,85 T quando combinado com o aço M45 (0,50mm).

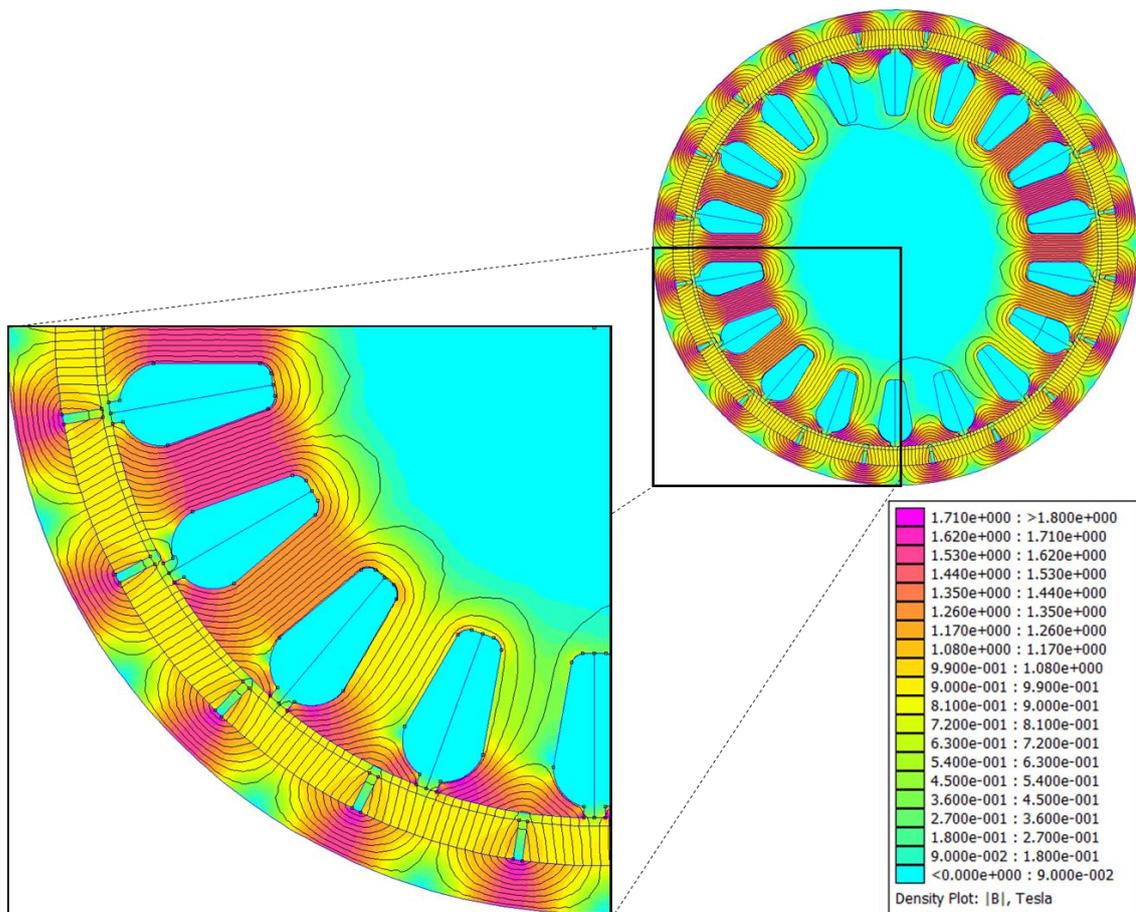
Figura 16 - Densidade de fluxo magnético para ímã 52MGOe e aço M45 com 0,50 mm de espessura.



Fonte: Autor (2019).

A configuração com ímã 32MGOe obteve os menores valores de densidade de fluxo magnético para todos os aços. Na Figura 17 pode ser visto o gradiente da densidade de fluxo magnético para o ímã de 32MGOe e aço M15 com 0,35mm de espessura, que não ultrapassa 1,6 T entre os dentes.

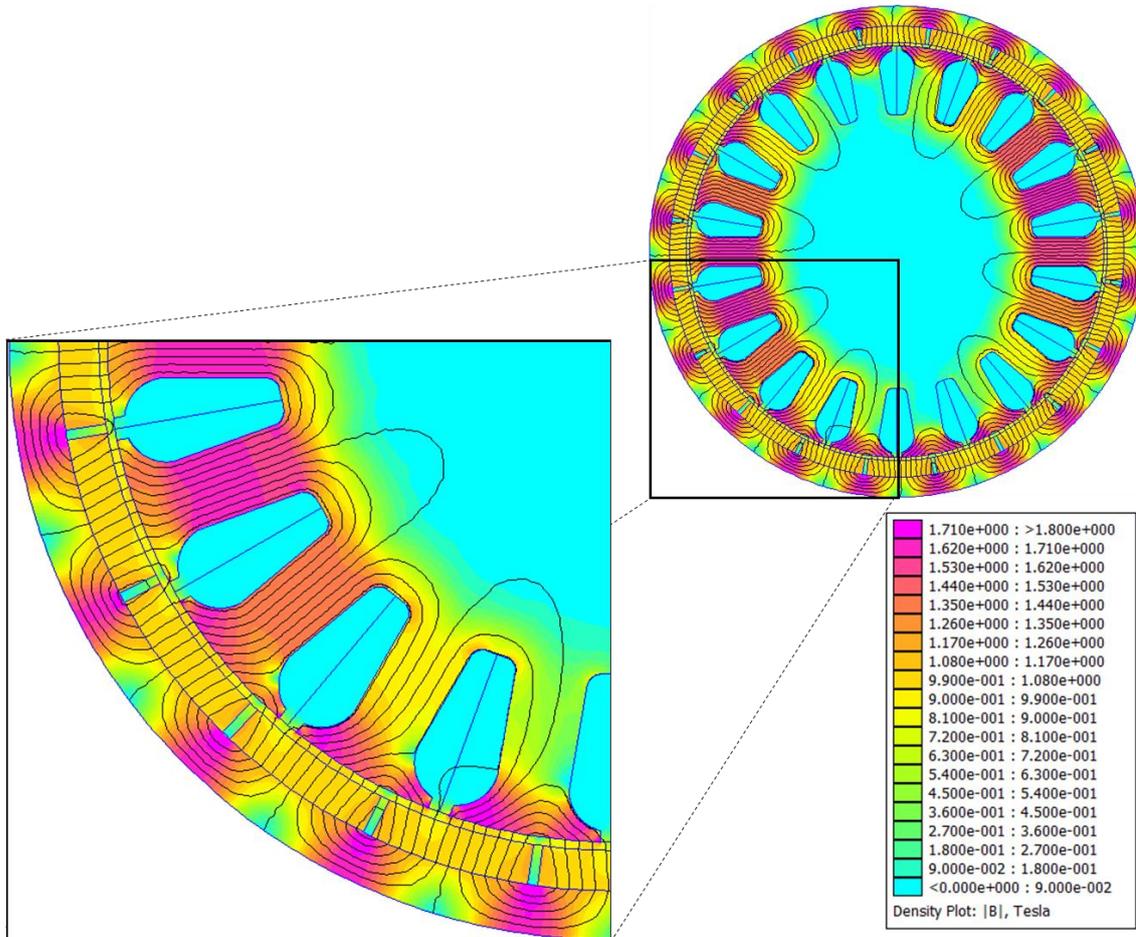
Figura 17 - Densidade de fluxo magnético para o ímã 32MGOe e aço M15 com 0,35 mm de espessura.



Fonte: Autor (2019).

A Figura 18 mostra o gradiente do fluxo magnético da combinação do aço elétrico M15 (0,50mm) e ímã 37MGOe. Comparado com a referência, nota-se um aumento nos valores de densidade de fluxo magnético que não chega a ultrapassar o valor de saturação.

Figura 18 - Densidade de fluxo magnético para o ímã 37MGOe e aço M19 com 0,50 mm de espessura.

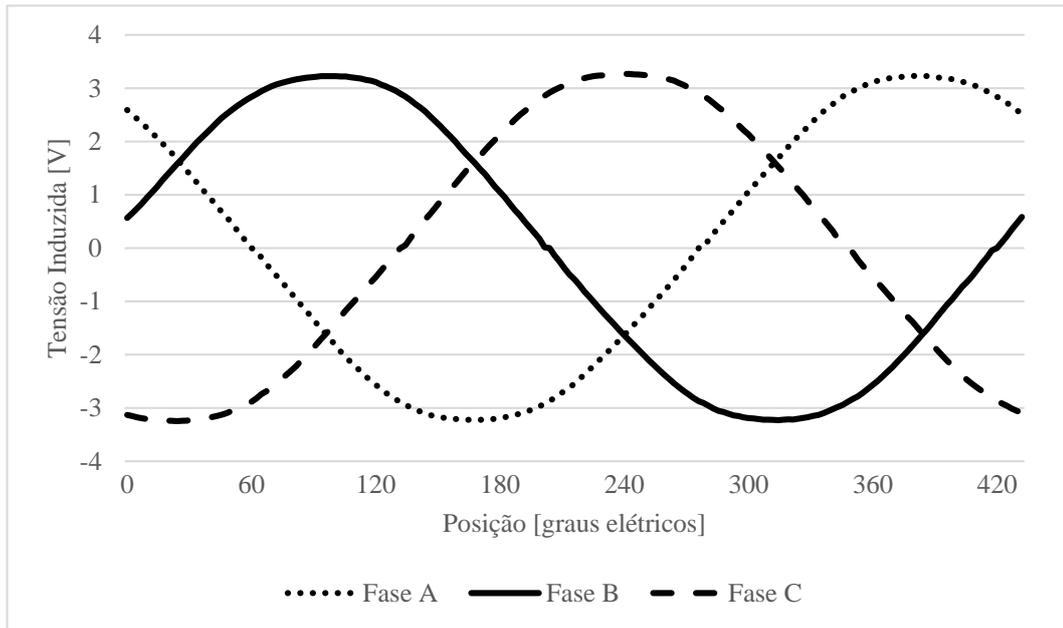


Fonte: Autor (2019).

4.2. TENSÃO INDUZIDA

A tensão induzida por fase, utilizando a combinação de ímã 32MGOe aço M15 (0,35mm) e velocidade de 200 rpm, pode ser vista na Figura 19. O comportamento semelhante ao senoidal se dá devido à topologia de alocação dos ímãs na parte móvel e do projeto dos enrolamentos do estator.

Figura 19 - Tensão induzida.

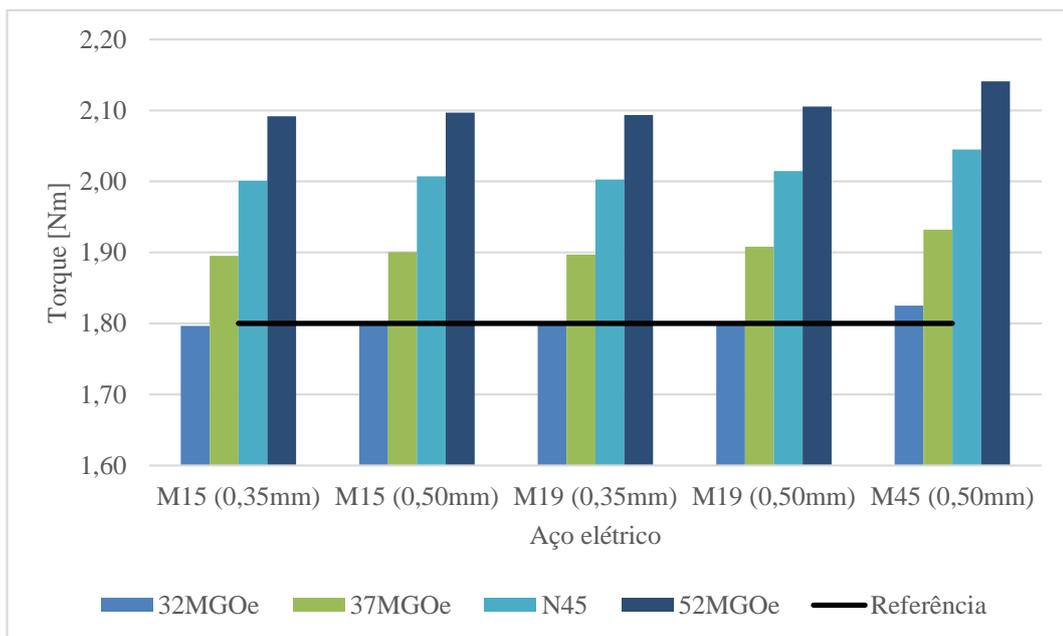


Fonte: Autor (2019).

4.3. TORQUE

Como o torque é diretamente dependente dos valores de densidade de fluxo magnético, é esperado que haja um aumento gradual, quando analisados diferentes ímãs (ordem crescente de energia) para um mesmo tipo de aço, conforme mostrado na Figura 20.

Figura 20 - Torque eletromagnético.

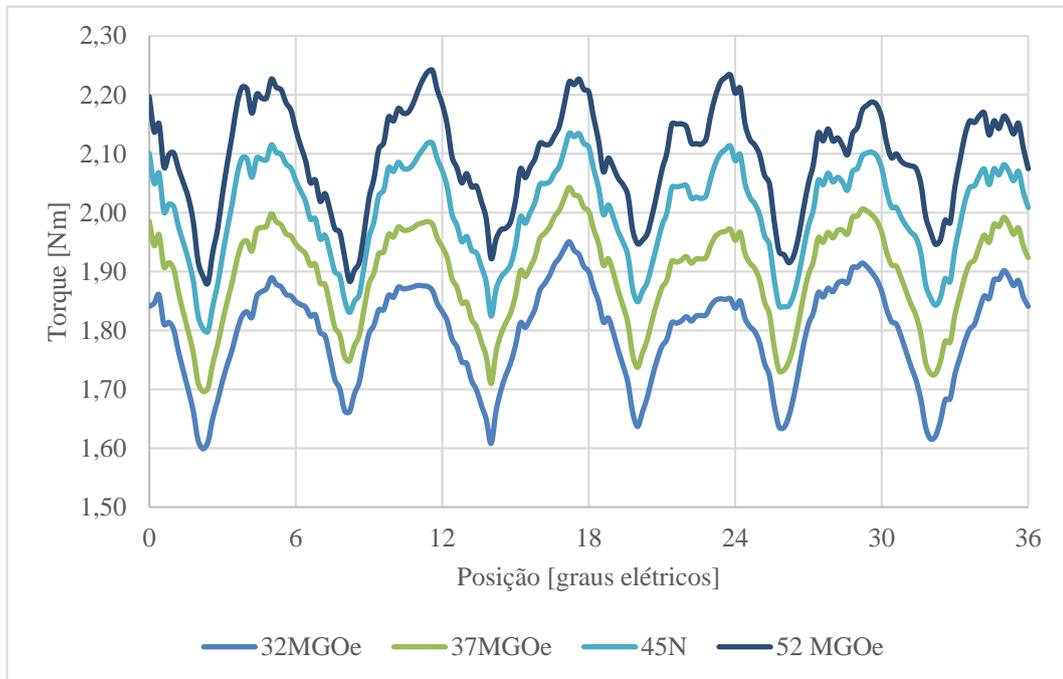


Fonte: Autor (2019).

Em todas as combinações dos materiais magnéticos, o torque médio encontrado se iguala, no caso do ímã 32MGOe para os diferentes aços, e até mesmo supera o valor considerado como referência na maioria dos casos. Os melhores resultados foram aqueles cujos ímãs possuem maiores valores de energia. Para a configuração com o ímã de 52MGOe, o aumento do torque médio chegou a 18% em comparação com o torque de referência.

Na Figura 21, é visto o comportamento do torque eletromagnético ao longo dos 36 graus elétricos, para o aço M15 com 0,35 mm de espessura, para os quatro diferentes tipos de ímãs.

Figura 21 - Torque aço M15 0,35mm.



Fonte: Autor (2019).

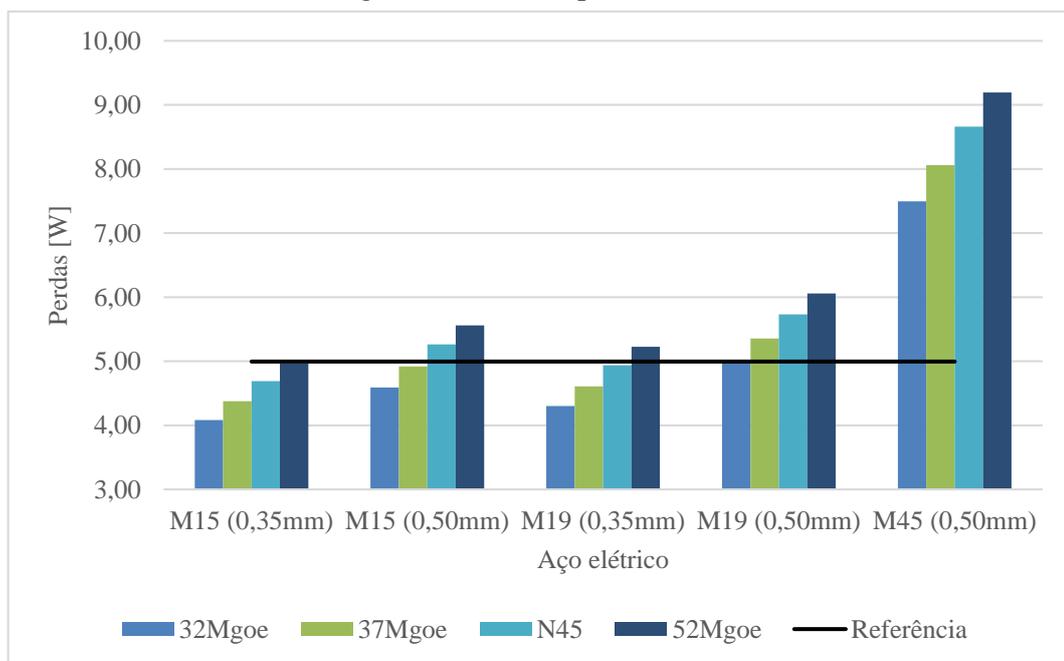
Nota-se que o comportamento oscilatório do torque se manteve para os diferentes ímãs, chegando a uma variação máxima de 0,38 Nm, decorrente da topologia do rotor e do projeto dos enrolamentos. É notável o aumento do torque, quando empregado o ímã 52MGOe.

4.4. PERDAS

As perdas por histerese são mostrada na Figura 22, onde foram comparados o resultado das combinações dos materiais magnéticos com os valores de perda da máquina utilizada como referência para este trabalho. Nota-se que existe um aumento gradual das perdas conforme a energia dos ímãs.

A redução de perdas por histerese foi de 18,4% quando utilizado o aço M15 (0,35mm), 14% para o M19 (0,35mm) e de 8,2% para o aço M15 (0,50 mm), para a combinação com o ímã 32MGOe, mesmo ímã da referência. Para o aço M45, combinado com o ímã 52MGOe, o aumento foi de 89% comparado com a referência.

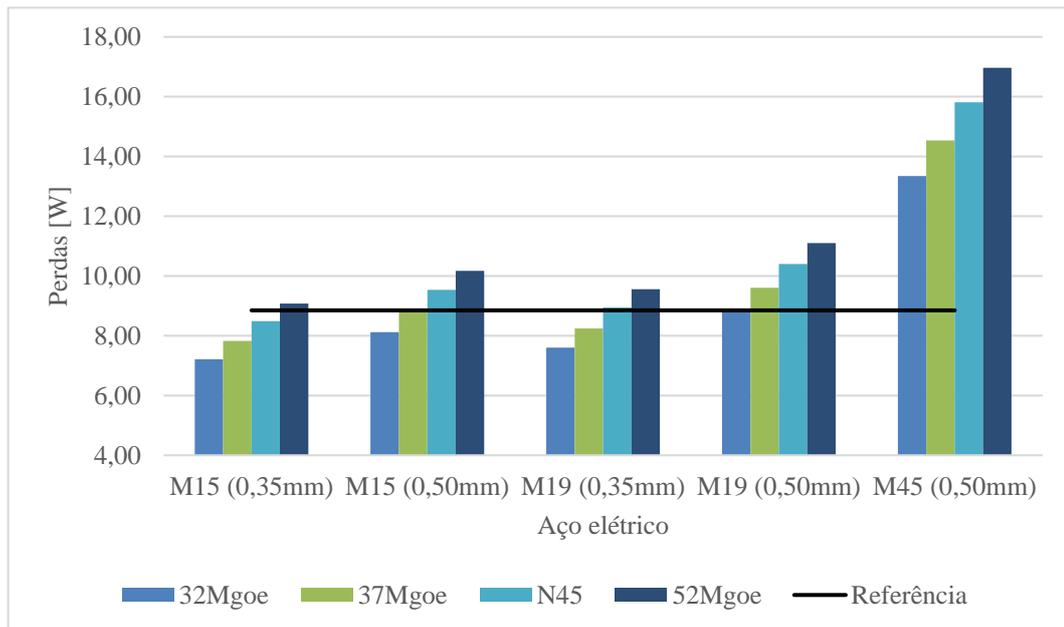
Figura 22 - Perdas por histerese.



Fonte: Autor (2019).

Na Figura 23, é visto o comparativo das perdas por *Foucault*. Nota-se que os aços com as menores espessuras apresentaram uma redução, para alguns ímãs, quando comparado com a referência. A maior redução foi de 54% utilizado o aço M15 (0,35mm) e 41% utilizando o aço M19 (0,35mm), ambos combinados com o ímã 32MGOe. Empregando o aço M45, o aumento de perda por Foucault foi de até 247% combinado com o ímã de maior energia (52MGOe).

Figura 23 - Perdas por Foucault.

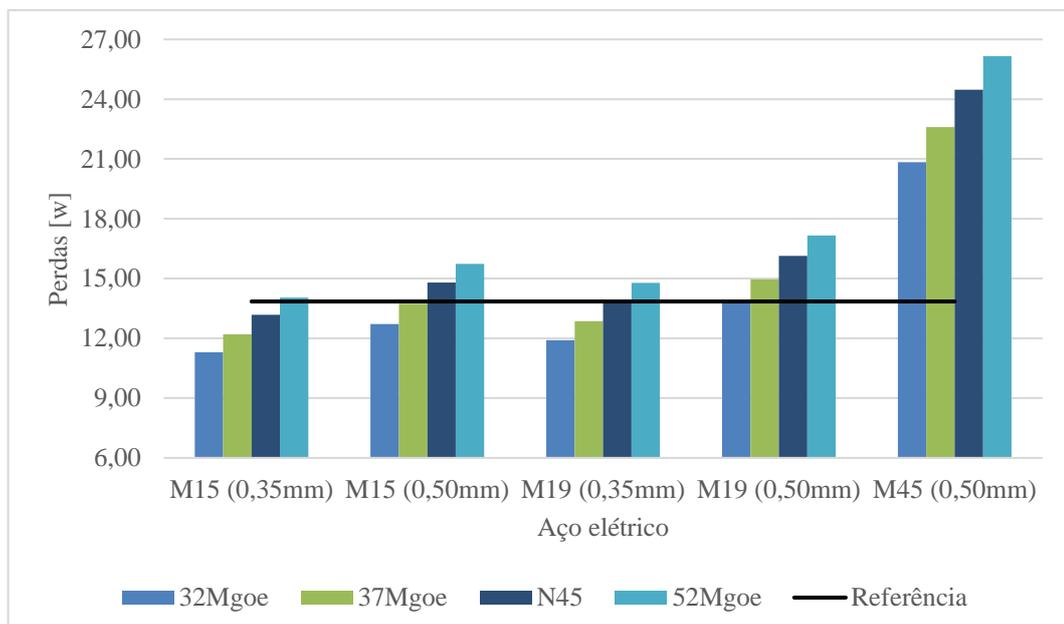


Fonte: Autor (2019).

A comparação das perdas totais no aço da referência e das diferentes combinações de materiais magnéticos é mostrada na Figura 24. A maior redução foi de 18,4%, combinando o aço M15 (0,35mm) com o ímã 32MGOe, enquanto que o maior aumento foi de 57% com o aço M45 e o ímã 52MGOe.

Nota-se que apenas com redução da espessura do aço na configuração da máquina referência neste trabalho, proporcionou um redução nas perdas totais de 14%.

Figura 24 - Perdas totais no aço.



Fonte: Autor (2019).

5. CONCLUSÕES

O motor síncrono com ímãs permanentes tem se apresentado uma escolha interessante para aplicações de tração elétrica. A importância da avaliação do desempenho de um motor síncrono utilizando diferentes materiais ferromagnéticos se torna evidente, quando o que mais se discute atualmente é a eficiência energética.

O presente trabalho foi desenvolvido com o objetivo de realizar uma avaliação de materiais ferromagnéticos. Indução magnética, tensão induzida e torque eletromagnético foram analisados através do software FEMM. Além disso, as perdas no aço elétrico foram estimadas de forma empírica.

Através da análise da densidade de fluxo magnético, visto na Figura 15, percebe-se que com exceção das combinações utilizando o ímã 52MGOe, com os aços M19 (0,50mm) e M45 (0,50mm), as demais possuem valores abaixo de 1,8 T, evitando assim a saturação do material. Analisando o gradiente de cores da densidade de fluxo magnético, Figura 16, percebe-se que de fato a indução magnética ultrapassa 1,8 T entre os dentes. Em contrapartida, observando a Figura 17 que utiliza o ímã 32MGOe e aço M15 (0,35mm), mostra um resultado satisfatório com relação à saturação do material.

Todas as combinações de materiais atenderam o requisito de torque que a aplicação exige. O maior aumento de torque foi alcançado com a utilização dos ímãs 52MGOe. Porém, obteve valores de indução magnética muito próximo do valor de saturação. Desta forma, estes não apresentam um resultado satisfatório, já que o objetivo principal é a eficiência.

O comportamento oscilante do torque é justificado pelo comportamento da tensão induzida. A topologia, disposição dos ímãs na parte móvel e a configuração dos enrolamentos são os principais fatores que determinaram o comportamento quase senoidal.

As perdas por histerese diminuíram para todos os ímãs associados ao aço M15 (0,35mm), ímãs 32MGOe e 37MGOe associados ao aço M15 (0,50mm) e ímãs 32MGOe, 37MGOe e N45 associados ao aço M19 (0,35mm). Perdas por Foucault tiveram uma redução para todas as combinações dos aços com menores espessura e maiores resistividades elétricas, M15 (0,35mm) e M19 (0,35mm), já que ambas as propriedades são fatores determinantes para este tipo de perda.

Analisando as perdas totais no aço, é visto que as configurações de aços com menores espessuras e maiores resistividades elétricas, comparados à referência, tiveram os melhores resultados. É notável que apenas reduzindo a espessura aço da configuração original, a redução de perdas é de 14%.

As perdas no aço representam 79% das perdas totais da máquina estudada. Desta forma, a avaliação de diferentes materiais magnéticos proporcionou uma redução significativa das perdas, e conseqüentemente um aumento da eficiência da máquina.

O maior aumento de torque, considerando uma redução de perdas de 4,8%, sem a saturação do material, foi a combinação de aço M15 (0,35mm) e ímã N45. O aumento foi de 11,2% em relação à referência. Esta seria melhor configuração para o caso da busca de aumento de torque, como pode ser visto na Tabela 10.

Tabela 10 - Ranking das combinações de materiais de acordo com o aumento de torque.

	Aumento de torque [%]	Aço	Ímã
1º	11,2	M15 (0,35mm)	N45
2º	5,59	M15 (0,50mm)	37MGOe
3º	5,39	M19 (0,35mm)	37MGOe
4º	5,25	M15 (0,35mm)	37MGOe
5º	0,19	M15 (0,35mm)	32MGOe
6º	0,12	M15 (0,50mm)	32MGOe
7º	0,01	M19 (0,35mm)	32MGOe
8º	COMBINAÇÃO REFERÊNCIA		

Fonte: Autor (2019).

O cenário que utilizou o aço M15 (0,35mm) e ímã 32MGOe, obteve o menor valor de indução magnética e a maior redução de perdas totais no aço. Além disso, o requisito de torque de 1,8 Nm foi atendido. Assim, essa configuração resultaria no maior aumento de eficiência, como pode ser visto na Tabela 11.

Tabela 11 - Ranking das combinações de materiais de acordo com a redução de perdas

	Redução de perdas [%]	Aço	Ímã
1°	18,4	M15 (0,35mm)	32MGOe
2°	14,0	M19 (0,35mm)	32MGOe
3°	11,9	M15 (0,35mm)	37MGOe
4°	8,2	M15 (0,50mm)	32MGOe
5°	7,2	M19 (0,35mm)	37MGOe
6°	4,8	M15 (0,35mm)	N45
7°	0,9	M15 (0,50mm)	37MGOe
8°	COMBINAÇÃO REFERÊNCIA		

Fonte: Autor (2019).

A importância deste tipo de estudo é a observação do campo magnético e do torque eletromagnético, viabilizando a avaliação de materiais ferromagnéticos. Ficou evidente que diminuindo as perdas magnéticas, a eficiência do motor síncrono pode ser melhorada significativamente.

Uma diferente alimentação da máquina, pode trazer diferentes valores de perdas. Desta forma, uma análise interessante que pode ser feita, é da eficiência utilizando uma alimentação senoidal, pois a tensão induzida possui esse comportamento aproximado. Outra análise interessante que pode ser feita é das perdas devido à comutação.

Considerando-se que foram apresentadas várias combinações de materiais magnéticos, concluiu-se neste trabalho que é possível aumentar a eficiência apenas utilizando-se aços com perdas menores. Assim, uma proposta de trabalho futuro seria a confecção da máquina com as melhores combinações de materiais magnéticos para a validação dos resultados encontrados.

REFERÊNCIAS

ALCANTARA, N. P.; AQUINO, C. V. **Apostila de eletromagnetismo II**. Capítulo 17. UNESP. 2010.

_____, N. P. **As determinações dos mapas das densidades de fluxo em máquinas elétricas, pelo método dos elementos finitos**. 1985. 192f. Dissertação – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 1985.

ARNOLD - Magnetic Technologies – Altogether more powerful. Disponível em: <<https://www.arnoldmagnetics.com/products/neodymium-iron-boron-magnets/>> Acesso em 30 de Outubro de 2019.

BARBI, I; MARTINS, D. C. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. Edição dos autores. Florianópolis, 2000.

BASTOS, J. P. A.; SADOWSKI, N. **Electromagnetic modeling by finite element methods**. CRC press, 2003.

BIRD, J. **Circuitos Elétricos** – Teoria e tecnologia. Elsevier. 3 ed. Rio de Janeiro, 2009.

CHAN, T. F.; YAN, L. T.; FANG, S. Y. In-wheel permanent-magnet brushless DC motor drive for an electric bicycle. **Transactions on Energy Conversion**, v. 17, n. 2, p. 229-233, 2002.

CHAU, K. T.; CHAN, C. C.; LIU, C. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. **Transactions on industrial electronics**, v. 55, n. 6, p. 2246-2257, 2008.

CHEN, Y.; PILLAY, P.; KHAN, A. PM wind generator comparison of different topologies. In: **Proceedings CONFERENCE RECORD OF THE 2004 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE**. 39th IAS Annual Meeting, p. 1405-1412, 2004.

COGNET - Electrical Steel – Altogether more powerful. Disponível em: <<https://cogent-power.com/downloads>> Acesso em 30 de Outubro de 2019.

COUTINHO, L. M. **Levantamento dos parâmetros de projeto de um motor de corrente contínua sem escovas com ímãs permanentes superficiais e rotor externo**. 2019. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2019.

FARIA R. N.; LIMA, L. F. C. P. **Introdução ao magnetismo dos materiais**. São Paulo: Editora Livraria da Física, 2004.

FILHO, B. A. R. **Estudo da convergência no método de elementos finitos aplicado a dispositivos eletromagnéticos não lineares**. 2007. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo.

FINKEN, T; FELDEN, M; HAMEYER, K. Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles. In: **Proceedings 2008 18TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES**. Vilamoura, 6 a 9 de setembro de 2008.

FUJIMORI, H. et al. Anomalous eddy current loss and amorphous magnetic materials with low core loss. **Journal of Applied Physics**, v. 52, n. 3, p. 1893-1898, 1981.

GIERAS, J. F.; WING, M. **Permanent magnet motor technology**. New York: Marcel Dekker, Inc, 2002

_____, J. F.; WANG, R. J.; KAMPER, M.J. **Axial flux permanent magnet brushless machines**. Editora: Springer Science & Business Media, The Netherlands: Kluwer, 2004.

HANSELMAN, D. C. **Brushless Permanent-Magnet Motor Design**. New York: Mcgraw-Hill, 1994.

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

HUYNH, T. A.; HSIEH, M. F. Performance evaluation of thin electrical steels applied to interior permanent magnet motor. In: **Proceedings 19th ICEMS**, Chiba, Japan, nov. 2016.

KORN, N. et al. Comparative study of slow-speed slotless synchronous generator using SmCo and NdFeB permanent magnets. In: **Proceedings 2014 ELECTRIC POWER QUALITY AND SUPPLY RELIABILITY CONFERENCE (PQ)**. p. 247-250, 2014.

KRAUS, J. D.; CARVER, K. R. **Eletromagnetismo**. Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1978.

KURIA, J.; HWANG, P. Modeling power losses in electric vehicle BLDC motor. **Journal of Energy Technologies and Policy**, v. 1, n. 4, p. 2224-3232, 2011.

MEEKER D. Finite element method magnetics – User’s manual. Fourth version. Waltham (MA). Disponível em: <<http://www.femm.info/wiki/HomePage>>. Acesso em: 20 jun. 2019.

MELO, P. M. A. S. **Aplicação de motores síncronos de ímanes permanentes e motores de indução em veículos elétricos: comparação e perspectivas de evolução**. Neutro à Terra, n. 10, p. 25-32, 2012.

MILLER, T. J. E. **Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives**. 21 ed. Oxford University Press, USA, 1989.

MOREIRA, N. J. H. Setor elétrico no caminho da inovação. **Revista Pesquisa e Desenvolvimento da ANEEL**, n. 3, p. 91-93, 2009.

MUTLUER, M. Design of external rotor permanent magnet synchronous motor based on genetic algorithm and differential evolution algorithm. In: **Proceedings INTERNATIONAL JOURNAL OF INTELLIGENT SYSTEMS AND APPLICATIONS IN ENGINEERING**. Advanced Technology and Science 2017.

NASAR, S. A.; BOLDEA, I. **Electric machines: steady-state operation**. New York: Hemisphere Publishing Corporation, 1990.

NORHISAM, M. et al. Effect of magnet size on torque characteristic of three phase permanent magnet brushless DC motor. *In: Proceedings 2010 IEEE STUDENT CONFERENCE ON RESEARCH AND DEVELOPMENT (SCORED)*. Putrajaya, 13 e 14 de dezembro de 2010.

OLIVEIRA, D. N.; FERREIRA, G. B.; PONTES, R. S. T. Método dos elementos finitos como ferramenta didática para o ensino de eletrostática e magnetostática. *In: XXXVIII Congresso Brasileiro de Educação em Engenharia*, 2010.

OLIVEIRA, J. G. S. M. **Materiais usados na construção de motores elétricos**. 2009. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Porto Alegre. 2009.

PADUSZYŃSKI, K. P.; GORYCA, Z. Relationship between asymmetrical distribution of the magnets and cogging torque of BLDC motor with external rotor. *In: Proceedings 2018 CONFERENCE ON ELECTROTECHNOLOGY: PROCESSES, MODELS, CONTROL AND COMPUTER SCIENCE (EPMCCS)*. p. 1-4. 2018.

PINHO, M. **Otimização de projetos de motores síncronos a ímas permanentes**. 1991. Tese Doutorado de Ciência (Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1991.

PIRES, W. L. **Motor de ímãs permanentes e inversor de frequência WEG**. Jaraguá do Sul: WEG Equipamentos Elétricos, 2006.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: MAKRON Books, 1999.

SANTIAGO, J. et al. Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review. **Transactions on Vehicular Technology**, v. 61, n. 2, p. 475-484, 2012.

SINGH, B. Recent advances in permanent magnet brushless DC motors. **Sadhana**, v. 22, p. 837-853.

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

_____, R. M. **O Método dos elementos finitos** aplicado ao problema de condução de calor. Trabalho Acadêmico (Graduação em Engenharia Mecânica) Apostila da disciplina de Métodos Computacionais, Curso de Engenharia Mecânica, Universidade Federal do Pará. 2003.

TANAKA, C.N. **Metodologia de dimensionamento do sistema de tração para veículos elétricos**. 2013. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo, São Paulo, 2013.

TARIMER, İ.; OCAK, C. Performance comparison of internal and external rotor structured wind generators mounted from same permanent magnets on same geometry. **Elektronika ir Elektrotechnika**, v. 92, n. 4, p. 65-70, 2009.

TAVARES, Alvacir Alves. **Projeto e análise de motores a ímãs com comutação eletrônica**. 1989. Dissertação Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1989.

TSENG, K; WEE, S. Analysis of flux distribution and core losses in interior permanent magnet motor. **IEEE Transactions on Energy Conversion**. v. 14, n. 4, p. 969-975, 1999.

VAGATI, A.; PELLEGRINO, G.; GUGLIELMI, P. Comparison between SPM and IPM motor drives for EV application. *In: Proceedings XIX INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES - ICEM 2010*. Roma, 6 a 8 de setembro de 2010.

VAIMANN, T.; KILK, A.; BELAHCEN, A. Magnetic properties of reduced Dy NdFeB permanent magnets and their usage in electrical machines. *In: Proceedings 2013 AFRICON*. p. 1-5. 2013.

WESCHENFELDER, F. et al. **Situação atual e perspectivas da produção de Ímãs permanentes e reservas de terras raras: Brasil× Mundo**. Tecnologia em Metalurgia, Materiais e Mineração, v. 9, n. 4, p. 309, 2012.

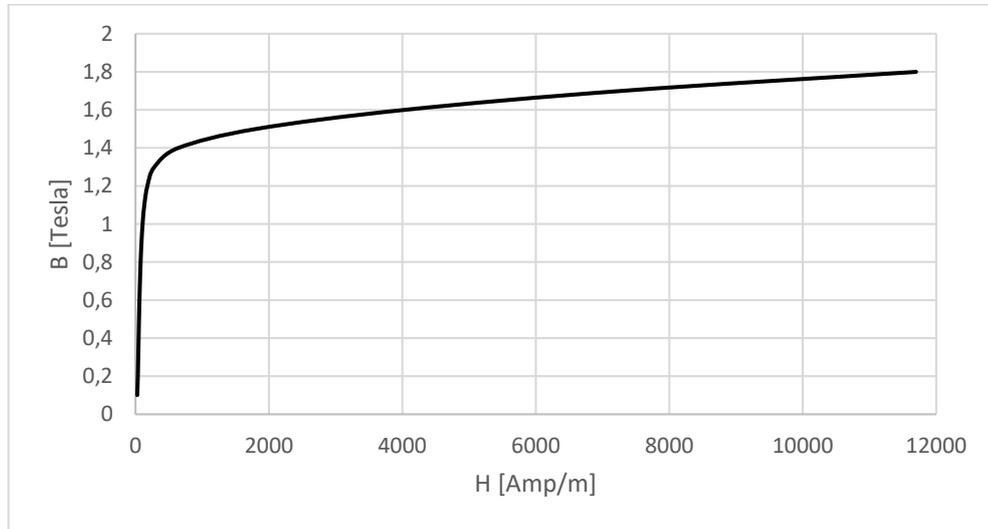
YAMACHITA, R. A. **Determinação de perdas e rendimento em motores elétricos empregando termografia infravermelha**. 2013. Dissertação Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2013.

ZIENKIEWICZ, Cecil O. **The finite element method**. 3. ed. Califórnia: McGraw-Hill, 1977.

ZIRKA, S. E.; MOROZ, Y. I. Hysteresis modeling based on transplantation. **Transactions on Magnetics**, v. 31, n. 6, p. 3509-3511, 1995.

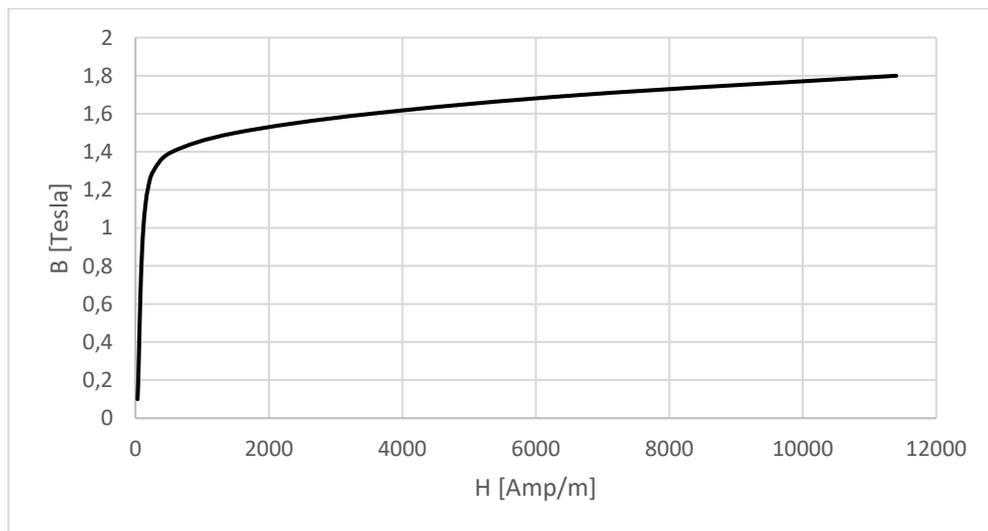
APÊNDICE A – CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO DOS AÇOS ELÉTRICOS

Figura 25 - Curva histerese aço M15 com 0,35mm de espessura



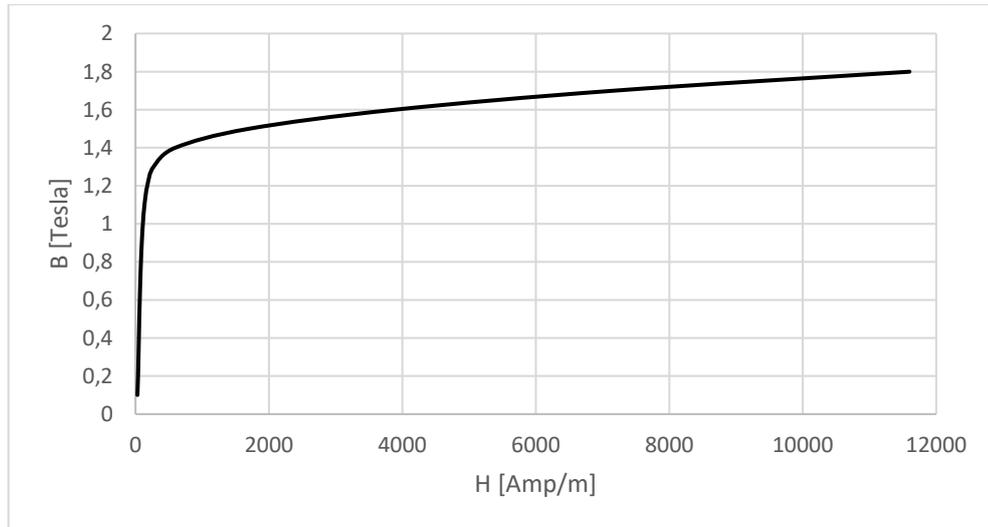
Fonte: autor (2019).

Figura 26 - Curva histerese aço M15 com 0,50mm de espessura



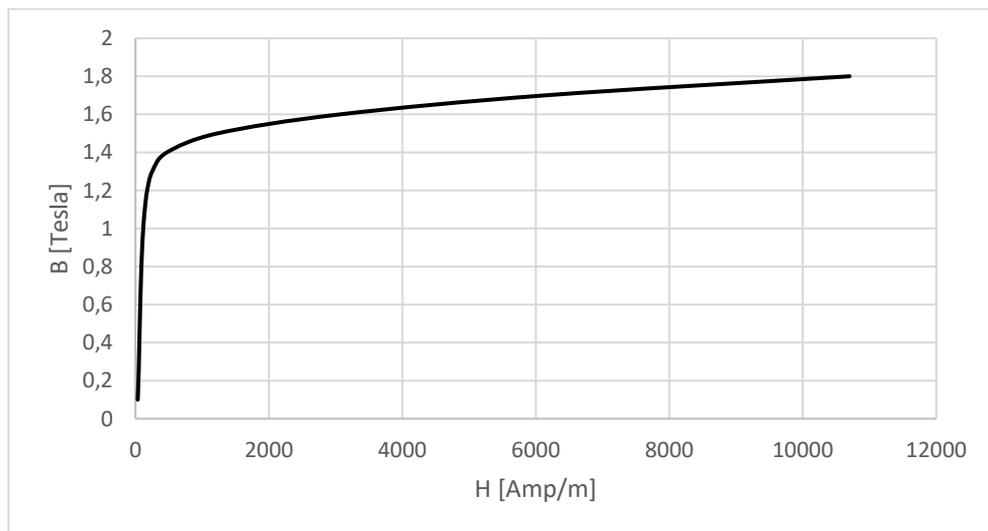
Fonte: autor (2019).

Figura 27 - Curva histerese aço M19 com 0,35mm de espessura



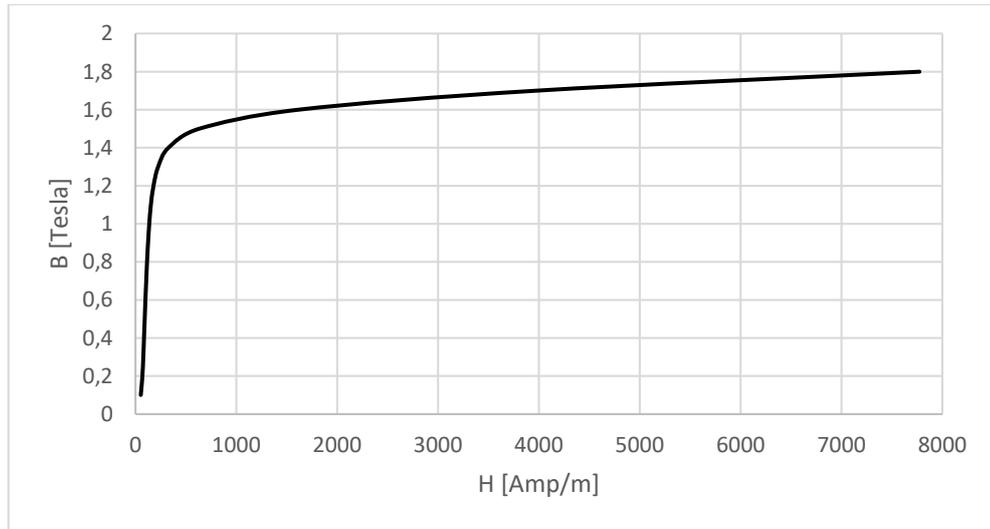
Fonte: autor (2019).

Figura 28 - Curva histerese aço M19 com 0,50mm de espessura



Fonte: autor (2019).

Figura 29 - Curva histerese aço M45 com 0,50mm de espessura



Fonte: autor (2019).