



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E
ELETRÔNICA**

Carlos Eduardo Ehmke Agra

**ANÁLISE SOBRE A INFLUÊNCIA DA VARIABILIDADE DAS
PERDAS E PERMEABILIDADE MAGNÉTICAS NO
DESEMPENHO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Trabalho de conclusão de curso
submetido ao curso de graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Santa Catarina para a
obtenção do Grau de bacharel em
engenharia elétrica
Orientador: Prof. Dr Nelson Sadowski.

Florianópolis - SC
2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária
da UFSC.

Ehmke Agra, Carlos Eduardo

Análise sobre a influência da variabilidade das perdas e permeabilidade magnéticas no desempenho de motores de indução trifásicos / Carlos Eduardo Ehmke Agra ; orientador, Nelson Sadowski, 2019.

79 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

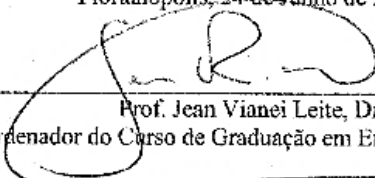
1. Engenharia Elétrica. 2. Motor de indução trifásico. 3. Perdas no ferro. 4. Permeabilidade Magnética. I. Sadowski, Nelson. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Carlos Eduardo Ehmke Agra

**ANÁLISE SOBRE A INFLUÊNCIA DA VARIABILIDADE DAS
PERDAS E PERMEABILIDADE MAGNÉTICAS NO
DESEMPENHO DE MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

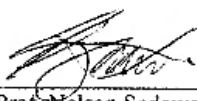
Este Trabalho foi julgado adequado como parte dos requisitos para
obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado, em
sua forma final, pela Banca Examinadora

Florianópolis, 24 de Junho de 2019.

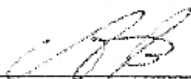


Prof. Jean Viane Leite, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer meus pais, Marcia e Carlos Alberto, por me dar a oportunidade de estudar com todo o conforto para focar nos meus objetivos. Acima disso, agradeço a eles pela vida que me foi dada e pelos inúmeros sacrifícios realizados durante nossa jornada. Espero que eu sempre consiga deixá-los orgulhosos.

Agradeço minhas queridas irmãs e melhores amigas, Stefani e Fernanda. Graças a elas, procuro me tornar um homem melhor a cada dia. Obrigado por todos os momentos únicos que compartilhamos, pelos inesgotáveis incentivos e elogios e por estarem comigo desde que me entendo por gente. A vida não seria a mesma sem elas ao meu lado.

À todos meus amigos, que tiveram um papel muito importante nessa trajetória, agradeço de coração. Em especial, ao Henrique Cardoso por ser como um irmão para mim, tendo um coração de ouro e uma bondade singular. Ao Michel Noronha pela nossa amizade que resistiu aos vários anos, mantendo aquele humor nostálgico. Ao Leonardo Yonamine, sou grato pelas inúmeras conversas, músicas, quadros, experiências, produções e histórias que dividimos ao longo dos anos. E ao Pedro Seger e Rodrigo Vaz por serem meus primeiros amigos no curso e que me ajudaram a superar diversas dificuldades.

Não gostaria deixar de agradecer à Anne, pelo enorme companheirismo. Em relação à nossa amizade, nenhuma palavra precisa ser dita.

Sou grato pelo meu orientador, Professor Nelson Sadowski, pelo apoio e sabedoria durante a realização desse trabalho. Além disso, sou grato pelas suas aulas, que me despertaram o interesse em máquinas elétricas e proporcionaram conhecimento para minha vida profissional.

Agradeço aos Professores João Pedro Assumpção Bastos e Walter Pereira Carpes Junior pela disposição em fazer parte da banca examinadora desse trabalho. Graças a palestra ministrada pelo Professor Walter, sobre Engenharia Elétrica durante meu ensino médio, fui capaz de decidir o curso que gostaria de me dedicar. Ao Professor Assumpção sou grato por ter sido uma inspiração desde o começo do curso, durante as suas aulas de Eletromagnetismo que tanto me encantaram.

Por fim, agradeço à todos os profissionais do departamento de Engenharia Elétrica da UFSC por todo sua dedicação, infraestrutura e apoio concedido aos seus alunos. Sou grato por cada aula que tive o privilégio de presenciar.

“Aquele que trabalha duro pode superar um gênio,
mas de nada adianta trabalhar duro se você não
confia em si mesmo.”
(Rock Lee, 2007)

RESUMO

Devido a crescente tendência acerca da conservação de energia elétrica, se faz necessário que o projeto de um dispositivo eletromagnético, como o motor de indução trifásico, seja realizado de forma apresentar um rendimento elevado. Nesse trabalho, é feita uma fundamentação da teoria do eletromagnetismo e do motor de indução, com o intuito de descrever as perdas no ferro, responsáveis pela diminuição do rendimento da máquina. Dessa maneira, modelos computacionais de projetos de motores de indução são construídos, e simulações pelo método dos elementos finitos são realizadas, variando as perdas e permeabilidades magnéticas das chapas para observar a influência desses parâmetros nas correntes e perdas no ferro dos motores de indução trifásicos.

Palavras-chave: Motor de indução trifásico, Perdas no ferro, Permeabilidade magnética.

ABSTRACT

Due to the increasing trending of electrical energy conservation, it is necessary to project electromagnetics devices, just as three phases induction motors, with a high efficiency. In this work, a study about electromagnetic and induction motor theories is presented with the goal to describe the core loss effect, which decreases the efficiency of the machine. Therefore, computer models of three phases induction motors are created and simulations with finite elements method are analyzed in a range of different magnetic permeability and iron losses in order to observe the influence of those parameters in the electrical currents and core loss behavior.

Keywords: Three phase induction motor, Core losses, Magnetic permeability.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Elementos do trabalho acadêmico.	19
Figura 2.1 - Comparativo de curvas $B(H)$	28
Figura 2.2 - Domínios de Weiss sendo alinhados pela presença de um campo externo.	29
Figura 2.3 - Deslocamento das paredes do domínio e rotação dos domínios	29
Figura 2.4 - Energia acumulada durante o processo de magnetização e energia retornada e dissipada durante a desmagnetização	31
Figura 2.5 - Chapa de material ferromagnético de pequena espessura submetido à um campo magnético variável no tempo.	32
Figura 2.6 - Gráfico de comparação das perdas em relação à frequência.	34
Figura 2.7 - Magnetização de materiais aplicando campos moderados	35
Figura 2.8 - Relação entre resistividade elétrica e porcentagem de silício	36
Figura 2.9 - Vista superior e em corte do quadro de Epstein	37
Figura 2.10 - Laços de histerese em 1Hz e 50Hz.	38
Figura 3.1 - Circuito equivalente de uma fase do motor de indução	43
Figura 3.2 - Circuito equivalente durante o ensaio a vazio	46
Figura 3.3 - Circuito Equivalente de rotor travado.	47
Figura 4.1 - Motor A modelado no Maxwell 2D	55
Figura 4.2 - Motor B modelado no Maxwell 2D	55
Figura 4.3 - Motor C modelado no Maxwell 2D	56
Figura 4.4 - Curva $B(H)$ do Material 1.	58
Figura 4.5 - Exemplo de curvas $P(B)$ do Material 1	59
Figura 4.6 -. Detalhe da malha do modelo do motor B.	61
Figura 4.7 - Atribuição da velocidade nominal do Motor A	62
Figura 4.8 -.Induções magnéticas no modelo do Motor C	63

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Dados de placa dos motores modelados.	53
Tabela 2 - Dados de placa complementares dos motores modelados	54
Tabela 3 - Caracterização dos materiais criados a partir das curvas adquiridas nos ensaios de Epstein	58
Tabela 4 - Resultados da análise de Time Step	60
Tabela 5 - Número de elementos em cada modelo de simulação	62
Tabela 6 - Resultados das simulações principais	63

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	OBJETIVOS	21
1.2	ESTRUTURA DO TEXTO	22
2	MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS E PERDAS	24
2.1	CONCEITOS BÁSICOS	24
2.1.1	MATERIAIS MAGNÉTICOS	26
2.2	DOMÍNIOS MAGNÉTICOS	28
2.3	PERDAS E SUAS COMPONENTES	30
2.4	MÉTODOS DE DIMINUIÇÃO DE PERDAS	35
2.4.1	LAMINAÇÃO	36
2.4.2	AUMENTO DA RESISTIVIDADE ELÉTRICA	36
2.4.3	ORIENTAÇÃO DE GRÃOS	37
2.5	ENSAIO DE EPSTEIN	37
2.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	38
3	MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	41
3.1	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	41
3.2	CIRCUITO EQUIVALENTE	42
3.3	PERDAS DE FUNCIONAMENTO	44
3.4	ENSAIOS	46
3.5	MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS EM ANÁLISE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS	48
3.6	SÍNTESE DO CAPÍTULO	49
4	MODELOS E SIMULAÇÃO	51
4.1	ANSYS MAXWELL	51

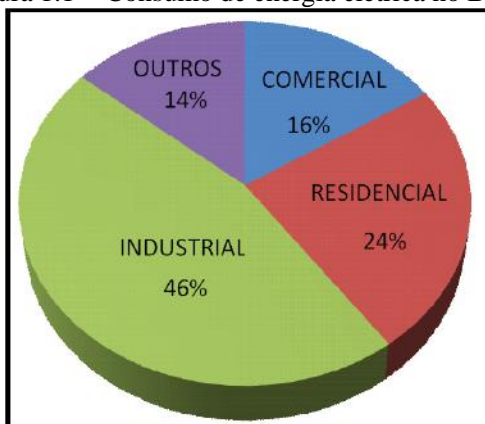
		18
4.2	MOTORES MODELADOS	53
4.3	RESULTADOS DO ENSAIO DE EPSTEIN	57
4.4	SIMULAÇÕES	59
4.4.1	TIME STEP	60
4.4.2	SIMULAÇÃO A VAZIO E NOMINAL	61
4.4.3	RESULTADOS	63
4.4	SÍNTESE DO CAPÍTULO	64
5	CONCLUSÃO	67
5.1	SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS	68
	REFERÊNCIAS	69
	ANEXO A - Curvas utilizadas	72

1 INTRODUÇÃO

Atualmente, estima-se que os motores de indução com rotor de gaiola de esquilo são responsáveis por 40% a 60% do consumo de energia elétrica pela indústria mundial. Além desse fato, os motores de indução também se encontram presentes nos setores comercial, residencial e rural, constituindo 90% de todas as máquinas utilizadas nessas áreas, servindo em aplicações diversas como compressores, ventiladores, acionamento de bombas e muitas outras [5]. No Brasil, o setor industrial é responsável pelo consumo de 46% de toda a energia elétrica produzida pelo País, de acordo com Empresa de Pesquisa Energética - EPE, em 2008 [7].

Dessa forma, percebe-se que a utilização dos motores de indução possui um grande impacto no cenário energético, tanto no Brasil quanto no mundo.

Figura 1.1 - Consumo de energia elétrica no Brasil.



Fonte: EPE, 2008

Devido a nova tendência mundial acerca da conservação energética e de recursos naturais, existe uma grande preocupação na otimização do uso de energia elétrica. Por esse motivo, os motores de indução devem ser fabricados para que possuam uma eficiência elevada, apresentando cada vez menos perdas durante o funcionamento. Para que isso ocorra, os engenheiros eletricitistas devem ser capacitados para calcular e prever as essas perdas com bastante precisão.

É possível observar essa tendência nos novos programas de regulação energética como o Programa de Etiquetagem Brasileiro - PBE, ou Minimum Energy Performance Standard - MEPS, vigentes na Austrália, Nova Zelândia e Estados Unidos da América, e até mesmo a NEMA [7].

Apesar do motor de indução já apresentar um bom desempenho, comparado aos motores a combustão, existem várias perdas associadas ao seu funcionamento. Uma delas são as perdas no ferro, associados ao material ferromagnético utilizado na fabricação do rotor e estator dessa máquina. Os estudos desses materiais permitiram uma evolução tecnológica considerável, tendo como embasamento a teoria de eletromagnetismo desenvolvida durante toda história de humanidade. Atualmente eles são amplamente utilizados na construção de indutores, eletroímãs, transformadores e máquinas elétricas. Com esse conhecimento, foi possível atingir níveis de rendimento dos motores de indução ainda melhores, desenvolvendo formas de diminuir cada vez mais essas perdas.

Para que o projeto desses dispositivos esteja de maneira adequada, um conhecimento das perdas no núcleo ferromagnético é necessário. Uma análise dessas perdas, levando em consideração o transiente, ainda é algo desafiador dentro da engenharia elétrica, tendo o método dos elementos finitos como uma ferramenta bastante precisa [8]. Nesse trabalho será discutido o motivo da existência dessas perdas, mas por agora, pode-se adiantar que possuem relação com o deslocamento das paredes dos domínios magnéticos e com as correntes induzidas devido a variação de fluxo dentro da máquina [9]. Quanto melhor o material utilizado, menor o tamanho do dispositivo e, em geral, melhor o seu desempenho, pois reduz as perdas e as limitações acerca de saturação magnética do material [5].

Em uma empresa de motores elétricos, é necessário realizar ensaios nas chapas recebidas pelos fornecedores para averiguar se os parâmetros, como perdas no ferro por unidade de volume e permeabilidade magnética, estão dentro do limite de aceitação, pois devido às variáveis do processo de fabricação, seus comportamentos mudam. Esses ensaios geralmente são realizados pelo quadro de Epstein, que será abordado posteriormente. Sendo assim, essa variabilidade dos parâmetros das chapas ocasiona uma variação nas perdas no ferro medidas, algo que deve ser levado em consideração quando se aumenta o grau de exigência dos produtos fabricados.

Esse trabalho tem como embasamento um estudo realizado em 2018, durante o período de estágio obrigatório de seis meses realizado

em uma empresa de motores elétricos, que por motivos de sigilo industrial, não será identificada. Esse estudo tratou justamente da medição das perdas no ferro por unidade de volume e permeabilidade magnética das amostras de chapas de aço e da utilização destes resultados em análise de perdas no ferro e correntes, realizado a partir de modelos de motores criados no software ANSYS Maxwell.

Dentro do que foi introduzido, o presente trabalho é motivado pelos seguintes aspectos:

- Cálculos e previsões de perdas no ferro é algo ainda desafiador e importante na área de engenharia elétrica.
- Avaliações de perdas possuem um papel de extremo interesse no cenário energético mundial visto serem capazes de proporcionar economia no processo industrial.
- Escassez de trabalhos e estudos que indicam a influência da variabilidade dos aspectos intrínsecos das chapas de material ferromagnético no desempenho de motores de indução de uma empresa.

1.1 OBJETIVOS

O trabalho se baseia na teoria do eletromagnetismo visando uma aplicação industrial. Mais especificamente são aplicados conceitos adquiridos durante o curso de graduação em Engenharia Elétrica, para o estudo da influência da variabilidade das chapas de aço no desempenho dos motores de indução trifásicos. Um software computacional que realiza cálculos pelo método dos elementos finitos é empregado de forma confirmar a teoria com os resultados obtidos. A proposta geral do trabalho é discorrer a respeito desses tópicos e também servir como embasamento para outros trabalhos relacionados aos cálculos de perdas no ferro de motores.

Como objetivos específicos pode-se também citar:

- Aplicar resultados adquiridos nos ensaios de Epstein, realizados em amostras disponíveis, nos motores modelados.
- Análise do Time Step de simulação para obter resultados suficientemente precisos, sem exigir um enorme tempo de processamento para os modelos descritos.

- Análise da influência da variabilidade das perdas e permeabilidade magnéticas no desempenho dos motores de indução trifásicos, em específico, nas perdas no ferro e correntes a vazio e nominal, utilizando o software ANSYS Maxwell.

1.2 ESTRUTURA DO TEXTO

Esse documento foi dividido em cinco capítulos.

O primeiro é responsável pela introdução do trabalho, apresentação dos objetivos e da organização do texto.

O capítulo de número 2 apresenta, de forma objetiva e breve, a teoria básica do eletromagnetismo em baixas frequências e o estudo dos materiais ferromagnéticos no quesito das perdas no ferro, equações que regem esses fenômenos, métodos usados na indústria para diminuir essas perdas e explicação sobre o ensaio de Epstein utilizado na medição das chapas.

O capítulo 3 apresenta a teoria dos motores de indução trifásicos, princípio de funcionamento, modelagem analítica, estudo das perdas envolvidas e ensaios para medição das perdas no ferro. Além disso, o capítulo é responsável por explicar de forma breve o método dos elementos finitos, aplicado em análises de máquinas elétricas.

O capítulo 4 expõe os resultados do Ensaio de Epstein das amostras selecionadas, procedimentos e modelagem realizada no software ANSYS Maxwell e análise dos resultados obtidos pelas simulações.

Por fim, o capítulo 5 discorre sobre as conclusões e considerações finais, propondo ideias de continuidade para possíveis trabalhos futuros.

2 MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS E SUAS PERDAS

Desde que os efeitos do magnetismo se mostraram promissores para desenvolvimento de novas tecnologias, vários estudos foram realizados para obter maior entendimento acerca dos fenômenos eletromagnéticos e suas particularidades. Atualmente, a soma desses estudos proporcionaram um segmento de grande interesse para engenharia elétrica que é o estudo de materiais ferromagnéticos e suas propriedades.

Esses materiais são amplamente utilizados na fabricação de dispositivos eletromagnéticos como transformadores e máquinas elétricas devido a suas características de concentrar o fluxo magnético no núcleo do dispositivo. Esse capítulo será dedicado aos conceitos teóricos acerca desses materiais, a fim de fundamentar, o trabalho realizado. Essa abordagem se dará de forma objetiva e resumida pois não cabe aqui o estudo específico dos materiais ou dedução das equações que regem os fenômenos eletromagnéticos.

2.1 CONCEITOS BÁSICOS

O eletromagnetismo pode ser dividido em dois domínios. O primeiro das altas frequências que estuda ondas eletromagnéticas e sua propagação, que compreende frequências superiores a algumas dezenas de kHz. E o segundo, que é a área de interesse desse trabalho, relativo às baixas frequências, mais conhecido como eletrotécnica. A vantagem desse último domínio é a possibilidade de analisar os campos elétricos e magnéticos separadamente, pois a área de baixas frequências compreende os chamados estados “quase estacionários” [1].

As equações de Maxwell, que são o conjunto de equações que explicitam qualquer fenômeno eletromagnético, podem ser trabalhadas para realizar o estudo de dispositivos dentro do domínio de eletrotécnica. Elas são dadas pelas seguintes equações:

$$\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot B = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot D = \rho \quad (2.4)$$

Além das equações acima deve-se levar em conta as seguintes equações constitutivas, características de cada material onde ocorrem os fenômenos:

$$B = \mu H \quad (2.5)$$

$$D = \varepsilon E \quad (2.6)$$

$$J = \sigma E \quad (2.7)$$

A equação (2.1) faz referência à capacidade de cargas elétricas em movimento produzirem um campo magnético rotacional ao sentido de deslocamento dessas cargas. O termo dessa equação, somado à J , expressa a corrente de deslocamento, que para os efeitos da análise desse trabalho não precisam ser levadas em consideração.

No caso da equação (2.2), ela faz referência a natureza conservativa do fluxo magnético. Dessa forma, é possível determinar que o fluxo magnético que entra em determinado volume é idêntico ao fluxo que sai do mesmo.

Já a equação (2.3) explicita o fenômeno da existência de campos elétricos induzidos quando há uma variação temporal da indução magnética. O sinal negativo da derivada, adicionada pelo físico Heinrich Lenz, determina que o sentido de giro do campo elétrico é contrário à variação da indução magnética, mostrando a tendência do material de permanecer no estado inicial.

Outra noção fundamental de eletromagnetismo é a definição de fluxo magnético ϕ_m , que expressa a quantidade do campo vetorial da densidade de fluxo magnético que passa por uma seção, e pode ser calculado através da seguinte equação:

$$\phi_m = \int B \cdot dS \quad (2.8)$$

Além disso, a permeabilidade magnética μ , mostrada na equação (2.5), μ expressa a capacidade intrínseca do material de ser mais ou menos suscetível a passagem de fluxo magnético. De acordo com ela, quanto maior a permeabilidade do meio, maior a indução magnética, ou densidade de fluxo magnético, quando aplicado um

campo magnético externo. Porém, será visto mais adiante que o efeito de saturação do material não permite essa linearidade. B é chamado de indução pois ele expressa a capacidade de “induzir” fluxo magnético em determinado meio e o μ é chamado de permeabilidade pois “permite” mais indução no material.

O conceito de permeabilidade relativa é utilizado para facilitar a caracterização dos materiais e ela é definida como a razão entre a permeabilidade do meio com a permeabilidade do espaço livre. Ela é definida pela equação (2.9).

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.9)$$

Sendo assim, a permeabilidade magnética relativa do ar vale aproximadamente 1 pois sua permeabilidade é extremamente próxima do espaço livre.

Por último, é necessário definir o conceito de energia armazenada no campo magnético (W_H) calculada em J/m^3 , pois isso será utilizado futuramente para explicar as perdas no ferro. Ela é definida pela equação (2.10).

$$W_H = \int_0^B H \cdot dB \quad (2.10)$$

2.1.1 Materiais Magnéticos

De forma geral, os materiais magnéticos são divididos em dois grupos:

- Materiais doces, ou moles.
- Materiais duros.

O primeiro e maior grupo, se divide em materiais diamagnéticos, paramagnéticos e ferromagnéticos. E o último engloba os ímãs permanentes. O estudo molecular desses materiais não será abordado por esse trabalho pois o estudo macroscópico é o suficiente para a maioria das análises da eletrotécnica.

Os materiais diamagnéticos possuem uma permeabilidade relativa um pouco abaixo de 1, fazendo com que o fluxo passe preferencialmente pelo ar. Na prática, eles são caracterizados pela

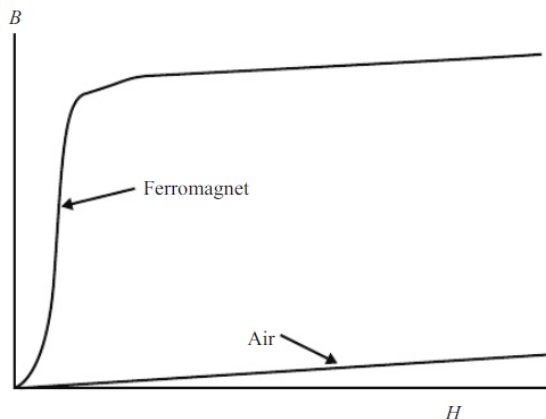
existência de uma força de repulsão quando um campo magnético uniforme externo for aplicado sobre eles. Essa força é de baixa magnitude devido a permeabilidade estar próximo de 1. Exemplos desse grupo são o mercúrio, ouro, prata e cobre [1].

Já os materiais paramagnéticos possuem a permeabilidade relativa também próximo a 1, porém superior. Logo, o fluxo passará mais pelo material do que o ar, porém os efeitos da força de atração resultante serão de baixa intensidade, da mesma forma que os diamagnéticos. Alguns exemplos são o ar, alumínio e a água [1].

Os materiais de interesse nesse trabalho são os ferromagnéticos que possuem uma permeabilidade relativa na ordem 10^3 até 10^6 , ou seja, muito superior a permeabilidade do espaço livre [1]. É justamente essa característica que os tornam importantes para os dispositivos eletromagnéticos, pois eles são capazes de permitir a passagem uma grande quantidade de fluxo magnético, concentrando a indução magnética em pontos de interesse.

Apesar disso, deve-se levar em consideração a temperatura do material, pois quando o mesmo é aquecido até a “temperatura de Curie”, valor crítico que varia para cada material, ele passa a ter comportamento paramagnético. Para o ferro, essa temperatura vale aproximadamente $770\text{ }^{\circ}\text{C}$ [1]. Por esse motivo, a temperatura é algo de extremo interesse para o projetista de máquinas elétricas, não só pela preocupação do isolamento.

Outra característica dos materiais ferromagnéticos, importante para análise de engenharia, é a “saturação magnética”. É explicado pela não linearidade da permeabilidade, o que é mostrado na Figura 2.1. Basicamente, existe um limite físico de quanto fluxo magnético é possível atravessar a seção transversal de um material. Logo, é dependente do campo magnético H que é aplicado no dispositivo. Ao aumentar demasiadamente o campo magnético é possível ver que a densidade de fluxo magnético não acompanha de forma linear. Além disso, ao serem submetidos à uma excitação cíclica, a curva $B(H)$ apresenta um comportamento histerético.

Figura 2.1 - Comparativo de curvas $B(H)$.

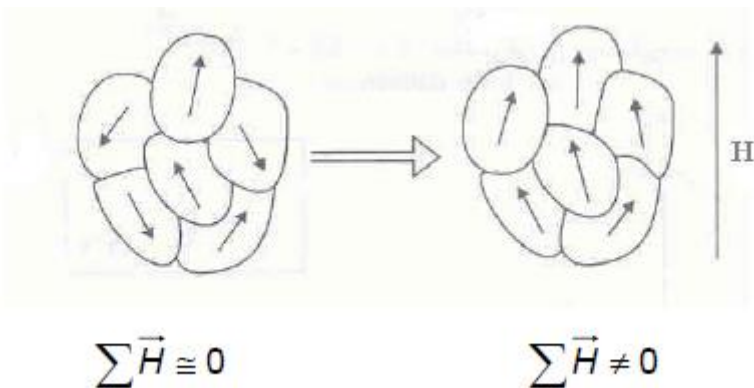
Fonte: P. Beckley [2]

Por último, dentro dos materiais magnéticos duros se encontram os ímãs permanentes que diferem dos demais materiais pela capacidade de guardar uma indução remanente após o campo externo ser extinto. Eles possuem uma aplicação muito interessante nos dispositivos eletromagnéticos, e são diversamente aplicados na indústria e na área acadêmica.

2.2 DOMÍNIOS MAGNÉTICOS

Nos materiais ferromagnéticos, os elétrons possuem spins muito acentuados, provocando campos magnéticos internos. Quando vários campos magnéticos internos são orientados com a mesma direção, há a criação dos domínios magnéticos, conhecidos por domínios de Weiss [1], que são restringidos pelas paredes dos domínios, ou paredes de Bloch [10]. Esse conceito foi introduzido por Pierre Weiss em 1906 e é utilizado para explicar o fenômeno de magnetização desses materiais.

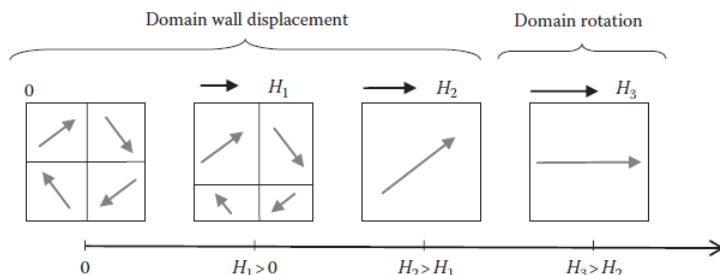
Figura 2.2 - Domínios de Weiss sendo alinhados pela presença de um campo externo.



Fonte: J. Assumpção [1]

Quando um campo externo é aplicado sobre o material, primeiramente as paredes dos domínios magnéticos são deslocadas, de forma que os domínios que possuem a mesma orientação que o campo aumentem e os outros diminuam ou desapareçam. Se a intensidade do campo for aumentada, os domínios rotacionam e ficam em fase com o vetor da indução magnética aplicada. Esse é o processo denominado de magnetização do material [9].

Figura 2.3 - Deslocamento das paredes do domínio e rotação dos domínios.



Fonte: J. Assumpção, N. Sadowski [9].

Nos materiais duros, ou moles, se o campo for extinto, os domínios voltam para o estágio inicial e caótico, resultando em um campo praticamente nulo, bastando um pequeno campo de orientação contrária para a pequena indução remanente. Já nos ímãs permanentes, o

efeito da indução remanente é acentuado, ou seja, os domínios tenderão a se manter alinhados.

2.3 PERDAS E SUAS COMPONENTES

Em um dispositivo como o motor de indução, as perdas eletromagnéticas podem ser separadas em dois tipos. A primeira é por condução, e são limitadas basicamente pelas perdas por efeito Joule nos enrolamentos do estator e do rotor, ou nas barras do rotor caso for gaiola de esquilo. Essas partes são feitas de condutores, ou seja baixa resistência para corrente elétrica e as perdas médias são calculados pela equação (2.11), no caso que a alimentação for alternada.

$$P_J = \frac{1}{T} \int_0^T (RI^2) dt \quad (2.11)$$

Onde,

P_J = perdas por efeito Joule média (Watts)

R = resistência elétrica da bobina (Ohm)

I = Corrente instantânea (Amperes)

Uma vez conhecido o valor da resistência das bobinas do motor e a corrente que passa por elas, é possível calcular as perdas por efeito Joule instantâneas e sua média.

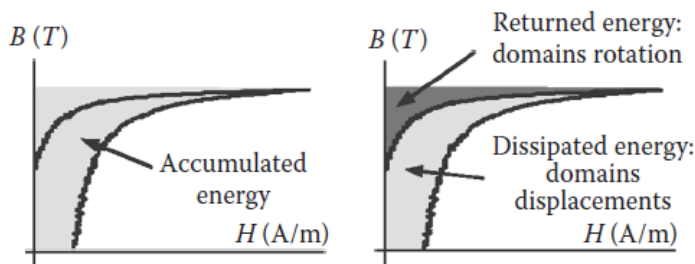
Como em geral, a frequência de alimentação desses motores é pequena, por exemplo 60Hz, o efeito pelicular nos condutores não precisam ser levados em consideração pois a profundidade pelicular acaba sendo maior que o diâmetro dos condutores, facilitando a análise [11].

Já o segundo tipo de perdas nos dispositivos se trata das perdas no ferro, presentes nos núcleos ferromagnéticos. Elas são divididas em perdas por histerese e dinâmicas.

A perda por histerese pode ser explicada pelo comportamento histerético da curva B(H) dos materiais e a energia armazenada no campo magnético. Ao ser magnetizado pela primeira vez, o material absorve uma energia para realizar a magnetização, porém quando o campo externo for extinto, a energia devolvida para a fonte não é a mesma que a absorvida. Isso é demonstrado na Figura 2.4 em conjunto com a equação (2.10) e está associado com o fenômeno do

deslocamento das paredes dos domínios magnéticos quando submetidos à um campo magnético exterior.

Figura 2.4 - Energia acumulada durante o processo de magnetização e energia retornada e dissipada durante a desmagnetização.



Fonte: J. Assumpção, N. Sadowski [9]

Em 1892, Steinmetz desenvolveu a formulação empírica para a potência dissipada pelo efeito de histerese:

$$p_H = C_H B_m^\beta f \quad (2.12)$$

onde, C_H e β são valores obtidos experimentalmente, B_m é a amplitude máxima da indução magnética e p_H é medido em W/m^3 . Porém, é comum tratar dessas perdas em termos de densidade de energia dissipada em um ciclo (J/m^3). Logo, basta dividir a equação (2.12) pela frequência, obtendo:

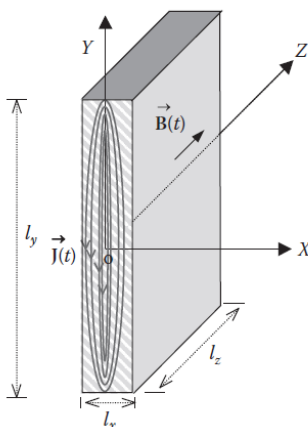
$$w_H = C_H B_m^\beta \quad (2.13)$$

Por sua vez, as perdas dinâmicas estão associadas à variação temporal da indução magnética, ou seja, devido à campos elétricos e tensões induzidas no material, que por possuir propriedades de condutor, geram correntes induzidas. Esse fenômeno é expresso na equação de Maxwell (2.3), onde o sinal negativo indica que o sentido da tensão induzida se opõe à variação da indução magnética.

Essas perdas são divididas entre perdas por correntes induzidas de Foucault e perdas excedentes, ou anômalas. As perdas por corrente induzida se dão pela dissipação de energia na forma de calor (perdas Joule) na condução dessas correntes no material, aquecendo o mesmo.

Realizando uma análise em uma chapa de material ferromagnético fina conforme a Figura 2.5, é possível chegar a equação que quantifica as perdas pelo efeito de correntes de Foucault. Supondo a existência de um campo magnético variável no tempo, que possui a direção do vetor z e que a densidade de corrente possui o mesmo comportamento que o campo elétrico induzido, faz-se a seguinte análise:

Figura 2.5 - Chapa de material ferromagnético de pequena espessura submetido à um campo magnético variável no tempo.



Fonte: J. Assumpção, N. Sadowski [9].

Assumindo que a chapa tenha uma espessura muito fina ($l_x = e$) e utilizando a equação (2.3) e a equação (2.7), determina-se que:

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = - \frac{\partial B_z}{\partial t} \quad (2.14)$$

Utilizando a equação (2.11) que determina a potência dissipada por efeito Joule e utilizando como o volume da chapa $V = el_y l_z$, pode-se calcular as perdas devido ao efeito de correntes induzidas.

$$P_E = \int_V \sigma E_y(x)^2 dv \quad (2.15)$$

Sendo assim, temos que a equação (2.15) em conjunto com a equação (2.14) se torna:

$$P_E = \sigma \left(\frac{\partial B_z}{\partial t} \right)^2 \int_{-e/2}^{e/2} \int_0^{l_y} \int_0^{l_z} x^2 dx dy dz \quad (2.16)$$

Trabalhando a equação (2.16), temos que potência dissipada por volume (W/m^3):

$$p_e = 2\pi^2 \frac{\sigma e^2}{12} B_m^2 f^2 \quad (2.17)$$

Da mesma forma que as perdas por histerese, é mais interessante expressar o valor médio das perdas por correntes induzidas em termos de densidade de energia (J/m^3), bastando dividir a equação (2.17) pela frequência, obtendo:

$$w_e = 2\pi^2 \frac{\sigma e^2}{12} B_m^2 f \quad (2.18)$$

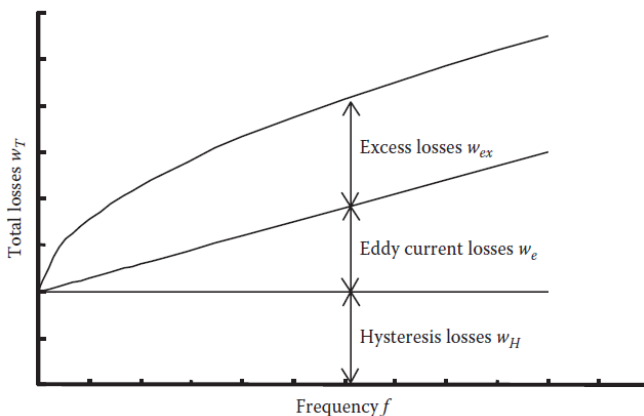
Como não é o escopo do trabalho a determinação das equações de perdas, essa análise foi feita de forma objetiva. Para maior detalhes, recomenda-se a leitura da referência [9].

As perdas excedentes foram de mais recente investigação, e são relacionadas à um adicional de correntes induzidas geradas pelo deslocamento das paredes dos domínios magnéticos. A equação (2.19) que quantifica essas perdas em J/m^3 foi estabelecida pelos pesquisadores do Instituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, em Turim.

$$w_{ex} = 8,764 \sqrt{\sigma G V_0 S} B_m^{1,5} f^{0,5} \quad (2.19)$$

De maneira geral, com as equações expostas, é possível observar que as perdas, em termos de energia, por histerese são independentes da frequência. Já as perdas dinâmicas possuem essa dependência.

Figura 2.6 - Gráfico de comparação das perdas em relação à frequência.



Fonte: J. Assumpção, N. Sadowski [9].

Sendo assim, pode-se afirmar que as perdas no ferro totais, medidas em termos energia (J/m^3) são calculadas pela soma das equações (2.13), (2.18) e (2.19). Além disso, é uma prática comum expressar essas equações utilizando constantes conforme as equações abaixo:

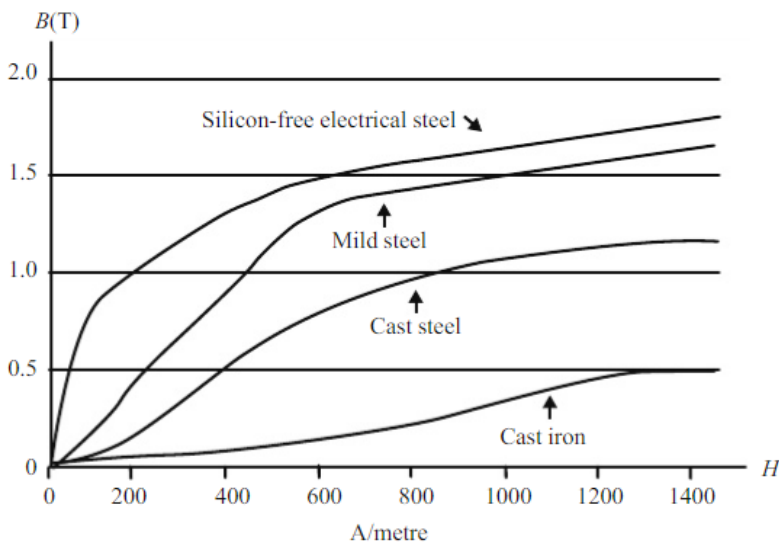
$$C_e = \frac{\sigma e^2}{12} \quad (2.20)$$

$$C_{ex} = \sqrt{\sigma G V_0 S} \quad (2.21)$$

2.4 MÉTODOS DE DIMINUIÇÃO DE PERDAS

Após a descoberta das propriedades dos materiais ferromagnéticos, eles foram utilizados na construção dos dispositivos eletromecânicos, como o motor de indução. O primeiro deles foi o ferro, utilizado como núcleo do estator e do rotor. Porém, como se pode observar na Figura 2.7, o ferro puro não apresenta uma permeabilidade muito alta. Dessa forma, o ferro é tratado de forma a aumentar sua permeabilidade, permitindo maior indução de fluxo magnético no núcleo. Além disso, esses núcleos maciços eram extremamente suscetíveis às correntes induzidas, caindo muito o desempenho da máquina.

Figura 2.7 - Magnetização de materiais aplicando campos moderados.



Fonte: P. Beckley [2]

Dessa forma, foi necessário o desenvolvimento de técnicas para aumentar a eficiência, ou seja, diminuir as perdas no ferro dos dispositivos. Para exemplificar melhor, será feito um comentário breve acerca das técnicas mais conhecidas pela indústria.

2.4.1 LAMINAÇÃO

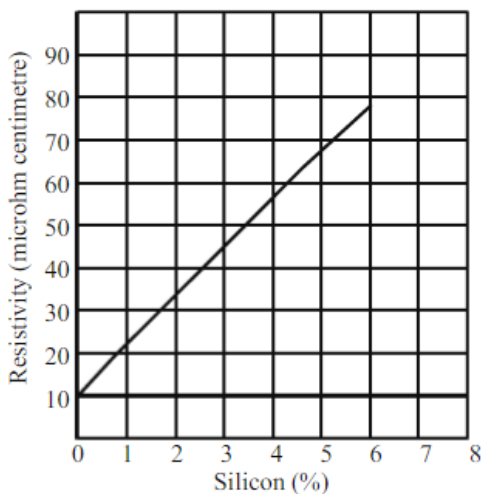
Ao invés de utilizar o material ferromagnético maciço no núcleo, divide-se ele em chapas com uma espessura muito pequena. Dessa forma, o caminho da corrente induzida é limitado e é adicionado uma resistência entre as chapas, aumentando a resistência para condução das correntes induzidas, reduzindo radicalmente as perdas dinâmicas.

Evidente que isso envolve um gasto financeiro para fabricar essas chapas ferromagnéticas de fina espessura, porém essa técnica é essencial para se alcançar o nível de eficiência necessário no mercado atual [2].

2.4.2 AUMENTO DA RESISTIVIDADE ELÉTRICA

A adição de partículas não condutoras no material faz com que a resistência elétrica do material aumente, limitando novamente as correntes induzidas. As partículas utilizadas atualmente são de silício e se mostram ser as mais eficientes. A Figura 2.8 mostra o efeito da adição de silício e a resistividade elétrica.

Figura 2.8 - Relação entre resistividade elétrica e porcentagem de silício.



Fonte: P. Beckley [2]

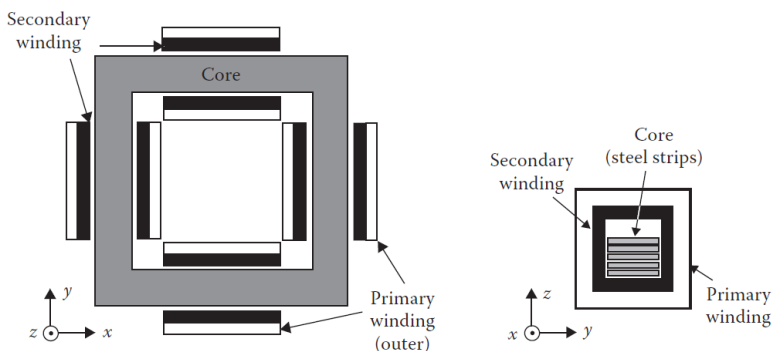
2.4.3 ORIENTAÇÃO DE GRÃOS

Outra técnica que pode ser citada é a orientação dos grãos da chapa de aço. Essa orientação favorece o fenômeno de magnetização do material, diminuindo assim as perdas devido ao deslocamento das paredes dos domínios magnéticos. Atualmente é possível encontrar no mercado dois tipos de chapas de aço, as chapas com grãos não orientados (GNO) e as chapas com grãos orientados (GO). As chapas GO são especialmente utilizadas em transformadores, já as chapas GNO são utilizadas em máquinas elétricas rotativas, isso devido a presença do campo girante.

2.5 ENSAIO DE EPSTEIN

Por fim, é necessário apresentar rapidamente um dos métodos experimentais mais utilizados para medição de perdas e permeabilidade magnéticas em chapas de aço, que é o quadro de Epstein. Trata-se dois enrolamentos primários e dois enrolamentos secundários dispostos em 90 graus entre si, formando um quadro. O núcleo desse quadro é formado pelas amostras das chapas que serão ensaiadas, cortadas geralmente em 28 centímetros de comprimento por 3 centímetros de largura, empilhadas conforme a Figura 2.9.

Figura 2.9 - Vista superior e em corte do quadro de Epstein.

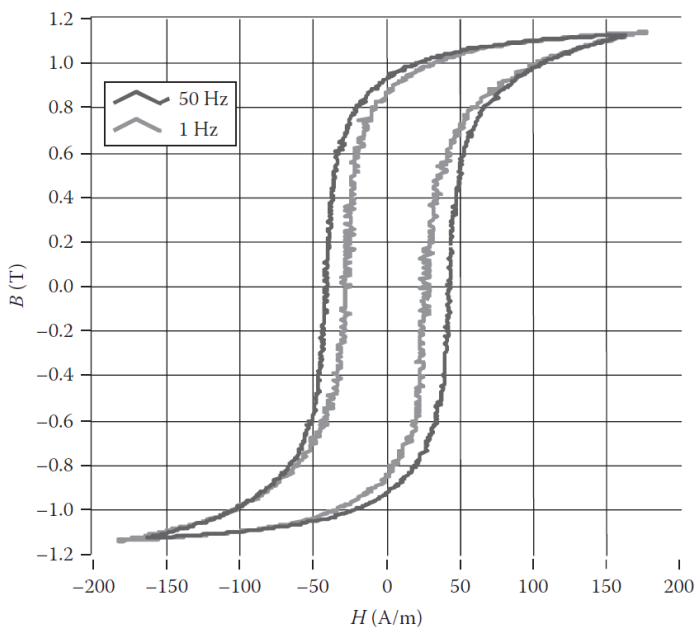


Fonte: J. Assumpção, N. Sadowski [9]

Semelhante à um transformador, no enrolamento primário é aplicada uma corrente conhecida, não necessariamente senoidal, com o intuito de estabelecer um campo magnético nas amostras, e no enrolamento secundário serão feitas medições de densidade de fluxo magnético. O resultado desse teste é a obtenção da curva $B(H)$ das amostras.

Além disso, é realizado o ensaio alterando a frequência da excitação para que pelo método de separação de perdas seja possível avaliar a influência de cada componente de perda no material. Isso é feito primeiramente aplicando uma frequência muito baixa, como 1 Hz, para realizar as medições. Essa parcela, diz respeito apenas à energia dissipada pelo efeito de histerese, pois como foi visto na equação (2.13), elas não dependem da frequência. Depois disso, são aplicadas excitações com frequências maiores para medir as perdas relacionadas às correntes induzidas.

Figura 2.10 - Laços de histerese em 1Hz e 50Hz.



Fonte: J. Assumpção, N. Sadowski [9]

2.6 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foram apresentados os fundamentos teóricos relacionados ao eletromagnetismo e materiais magnéticos, necessários para a compreensão do trabalho realizado. O entendimento da física que rege esses fenômenos na eletrotécnica somado ao estudo dos materiais ferromagnéticos e suas perdas é de fundamental importância na hora de analisar os motores de indução trifásicos, que serão abordados no capítulo a seguir.

3 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O motor de indução trifásico, também chamado de motor assíncrono, como foi comentado anteriormente, é uma das máquinas mais utilizadas na indústria devido a sua alta robustez, simplicidade e baixo custo. Com ele, é possível realizar várias das funções necessárias pela sociedade, e tem sido matéria de estudo e publicações técnicas desde sua invenção por Nikolas Tesla, no século XIX [12].

Esse capítulo visa revisar os conhecimentos dessa máquina elétrica, entendendo seu funcionamento e características e a análise pelo circuito equivalente para que possa ser utilizado na comparação a análise pelo método dos elementos finitos.

3.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

O motor de indução é uma máquina rotativa onde a parte fixa, chamada de estator, e a parte móvel, rotor, são excitadas por corrente alternada. Como qualquer outra máquina, ela pode ser utilizada como gerador, porém não apresenta o mesmo desempenho que a máquina síncrona. Por essa razão, será feita apenas a análise focada no seu comportamento de motor.

O estator é formado por bobinas de enrolamento de armadura, onde é aplicada a energia elétrica, e o rotor pode ser formado por bobinas ou por barras curto circuitadas. O primeiro caso de rotor é denominado rotor bobinado, ou enrolado, ou de anéis. Já o segundo é chamado de rotor com bobinas maciças, ou rotor fundido ou tipo gaiola de esquilo [13].

No caso do motor trifásico, as fases alimentam bobinas defasadas por 120 graus entre si, com o intuito de formar o campo girante que por efeito transformador, induz correntes nas barras, ou bobinas, do rotor. Essa corrente induzida, na presença do campo magnético externo produz um torque, que faz com que o rotor se mova na tentativa de se alinhar com o campo girante.

O fato do rotor nunca conseguir se manter em fase com o campo girante é um fenômeno chamado de “escorregamento”. Ele ocorre de forma imperativa pois se o rotor e o campo girante possuísem a mesma velocidade, não haveria variação de fluxo magnético nas barras do rotor o que, por consequência, não iria induzir correntes no mesmo,

comprometendo o princípio de funcionamento da máquina. Por essa razão, ele é chamado de motor assíncrono, pois diferente da máquina síncrona, o rotor gira com velocidade inferior à velocidade síncrona.

A velocidade síncrona em rpm é calculada pela seguinte equação:

$$N = \frac{120f}{p} \quad (3.1)$$

O escorregamento s é dado pela equação (3.2):

$$s = \frac{N - N_r}{N} \quad (3.2)$$

onde N_r , é a velocidade do rotor, também em rpm.

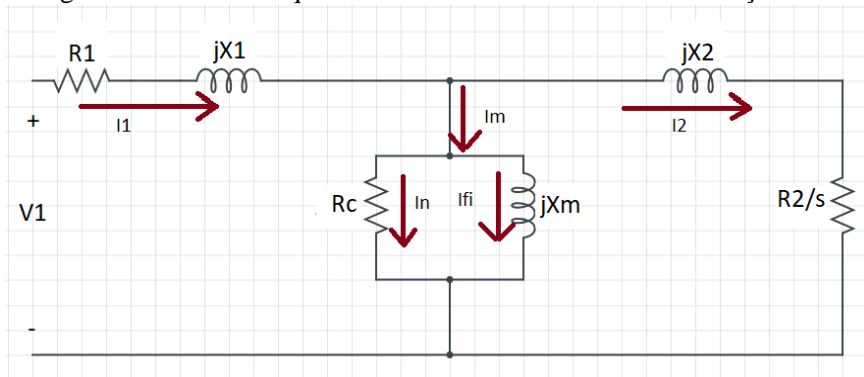
Tanto o estator, quanto o rotor, são feitos por chapas de materiais ferromagnéticos, com o intuito de induzir mais fluxo magnético no interior da máquina, evitando a dispersão das linhas de campo. Porém, o uso desses materiais envolve as perdas no ferro, discutidas anteriormente e apesar dos métodos para diminuí-las, elas estarão presentes. Portanto, é preciso aplicar métodos para calcular e prever as mesmas, aumentando a confiabilidade no motor fabricado.

3.2 CIRCUITO EQUIVALENTE

A análise clássica da máquina assíncrona foi estabelecida por Steinmetz em 1897, e é feita pela descrição de um circuito equivalente por fase.

Trata-se de um circuito elétrico que representa o motor de indução em regime permanente. A análise de um circuito elétrico é geralmente menos trabalhosa do que uma análise eletromagnética pelas equações de Maxwell, e por essa razão é a mais conhecida. O circuito é formado por resistências e indutâncias que simulam os mais variados fenômenos da máquina, conforme a Figura 3.1. Seus parâmetros podem ser obtidos analiticamente, experimentalmente ou pelo método dos elementos finitos [12].

Figura 3.1 - Circuito equivalente de uma fase do motor de indução.



Fonte: Autor, 2019.

Onde,

- $V1$ = tensão de alimentação por fase
- $I1$ = corrente de fase no estator
- $R1$ = resistência da bobina do estator por fase.
- $X1$ = reatância de dispersão da bobina do estator por fase.
- I_{fi} = corrente de excitação
- I_m = corrente de magnetização
- I_n = corrente de perdas no ferro
- R_C = resistência de perdas no ferro.
- X_m = reatância de magnetização
- $R2$ = resistência associada às barras do rotor
- $X2$ = reatância de dispersão do rotor
- $I2$ = corrente no rotor
- s = escorregamento.

Percebe-se também a semelhança desse circuito equivalente com o do transformador, possuindo a diferença no efeito da transformação da frequência no lado do rotor, devido ao escorregamento da máquina.

Sendo assim, o primeiro ramo do motor faz referência à resistência de uma fase do enrolamento do estator, junto com sua indutância. O ramo central realiza a modelagem através da condutância, para as perdas no ferro, e susceptância de magnetização, determinadas pela frequência nominal. E o último ramo faz referência a resistência da

corrente induzida no rotor, junto com sua indutância de dispersão, porém referidas ao estator, de forma que toda análise seja realizada com a frequência nominal de alimentação [13].

Desse modelo, pode-se retirar algumas equações importantes que serão mostradas a seguir, mas percebe-se também a simplicidade do modelo analítico, capaz de representar uma máquina que envolve fenômenos eletromagnéticos complexos.

3.3 PERDAS DE FUNCIONAMENTO

A partir desse modelo, é possível deduzir algumas equações que regem o funcionamento da máquina. As de maior interesse, para esse trabalho, são as perdas envolvidas no seu funcionamento.

A potência aparente de entrada é facilmente calculada pela equação (3.3), lembrando que essa análise está sendo feita para um motor de indução trifásico, alimentado por uma fonte de tensão senoidal:

$$S = 3V_1 I_1^* \quad (3.3)$$

e tendo como potência real:

$$P = 3V_1 I_1 \cos \phi \quad (3.4)$$

onde ϕ é a defasagem angular entre os fasores da tensão e corrente de entrada. Sendo assim, $\cos \phi$ representa o fator de potência dessa máquina, sendo esse um dado de placa.

Primeiramente, as correntes nos condutores das bobinas do estator são responsáveis pelas perdas Joule, gerando aquecimento. Essas perdas podem ser calculadas a partir do circuito equivalente da Imagem 3.1, pela seguinte equação:

$$P_j = 3R_1 I_1^2 \quad (3.5)$$

Nesse método analítico, as perdas no ferro são calculadas como:

$$P_{fe} = 3R_C I_n^2 \quad (3.6)$$

onde I_n é a corrente que passa pelo resistor R_c . Sendo assim, subtraindo as equações (3.5) e (3.6) da potência real de entrada, temos que a potência transferida para o rotor dada pela equação (3.7):

$$P_g = 3 \frac{R_2}{s} I_2^2 \quad (3.7)$$

Porém, sabe-se que nas barras, ou bobinas, do rotor também existe a condução de correntes induzidas, necessária para seu funcionamento. Sendo assim, deve-se retirar a potência dissipada por efeito Joule nos condutores do rotor, calculados por:

$$P_{j2} = 3R_2 I_2^2 \quad (3.8)$$

Subtraindo a equação (3.7) da equação (3.8), chega-se a equação de potência convertida:

$$P_{conv} = 3R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) I_2^2 \quad (3.9)$$

Por fim, para chegar na potência útil do rotor, é preciso retirar parcelas de perdas que não foram levadas em consideração até o momento. As perdas mecânicas, devido ao atrito e ventilação na máquina e perdas suplementares. Normalmente, essas perdas são difíceis de serem calculadas, sendo estimadas por porcentagens das perdas totais.

Agora que foram consideradas todas as perdas envolvidas no funcionamento do motor, é possível obter a potência útil que é responsável pelo torque no rotor. Ele pode ser calculado pela equação (3.10):

$$T_u = \frac{P_u}{\omega_r} \quad (3.10)$$

onde, P_u é a potência útil e ω_r é a velocidade do rotor em radiano por segundo (rad/s).

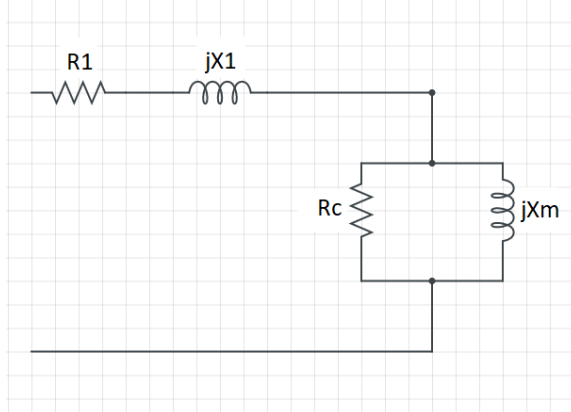
3.4 ENSAIOS

Uma das formas de realizar a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico, assim como a medição das perdas, é pelos ensaios experimentais. Sendo eles, o ensaio do motor a vazio e o com o rotor travado.

No ensaio a vazio, também chamado de ensaio de circuito aberto devido à associação com os transformadores, não é aplicada nenhuma carga no eixo da máquina, alimentada pela tensão nominal. Fazendo isso, o rotor vai girar muito perto da velocidade síncrona, tendo um escorregamento muito baixo. Esse escorregamento baixo faz com que a resistência do ramo do circuito equivalente que modela o rotor fique muito maior que o ramo de magnetização, pois a resistência vale $R2/s$.

Dessa forma, pode-se aproximar o circuito pela Figura 3.2:

Figura 3.2 - Circuito equivalente durante o ensaio a vazio.



Fonte: Autor, 2019.

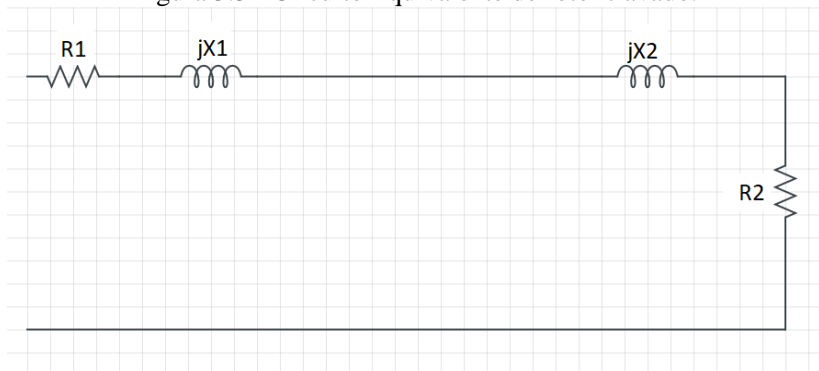
Percebe-se que praticamente toda energia de entrada é utilizada para suprir as perdas de funcionamento e que I_1 é igual a I_m . Realizando as medições da tensão aplicada, corrente na armadura e potência ativa absorvida pelo motor, que equivale às perdas Joule no estator, perdas por atrito e ventilação e as perdas no ferro, conforme mostra a equação (3.11).

$$P_{medida} = R_1 * I_0^2 + P_{fe} + P_{rot} \quad (3.11)$$

As perdas rotacionais (P_{rot}) também podem ser medidas aproximadamente durante o ensaio, bastando diminuir a tensão de entrada, tendo a potência ativa correspondente às perdas por atrito e ventilação. Com isso, pode-se calcular as perdas no ferro, e portanto, os parâmetros referentes ao ramo de magnetização.

Já o ensaio de rotor bloqueado consiste em aplicar uma tensão reduzida e travar o rotor, impossibilitando que o mesmo gire. Assim, o escorregamento do motor vai ser máximo, igual a 1, e o circuito equivalente poderá ser analisado pela Figura 3.3:

Figura 3.3 - Circuito Equivalente de rotor travado.



Fonte: Autor, 2019.

Desconsiderando o ramo de excitação do motor, temos que I_1 é igual à I_2 , e realizando a medição de tensão aplicada, corrente na fase do estator e potência ativa absorvida, pode-se realizar o cálculo dos parâmetros:

$$R_{eq} = \frac{P_{medida}}{I_t^2} \quad (3.12)$$

$$Z_{eq} = \frac{V_t}{I_t} \quad (3.13)$$

$$X_{eq} = \sqrt{Z_{eq}^2 - R_{eq}^2} \quad (3.14)$$

$$R_1 = R_2 \quad (3.15)$$

$$X_1 = X_2 \quad (3.16)$$

onde I_t é a corrente de armadura de uma fase, medida durante o ensaio de rotor bloqueado.

A desconsideração do ramo de excitação e as aproximações feitas nos cálculos são boas no caso de transformadores, porém no caso dos motores de indução, elas deixam a desejar. De forma que é necessário a utilização de outros métodos mais apurados.

3.5 MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS EM ANÁLISES DE MÁQUINAS ELÉTRICAS

Apesar do método analítico ser bastante prático, vários fatores não lineares são desconsiderados além de possuir muitos fatores empíricos baseados na experiência de projetistas e desconsiderações que geram erros na análise. Para realizar uma análise mais precisa, a técnica mais recente pelo método dos elementos finitos é mais indicada. Com ela pode-se levar em consideração assimetrias geométricas do projeto e a não linearidade de materiais. Uma das desvantagens desse método é o fato de requerer um processamento computacional elevado. Porém, a avanço tecnológico dos computadores permite que esse método seja mais utilizado atualmente [12].

Trata-se de um método flexível e eficiente para problemas de difusão de campos. Ele realiza cálculos numéricos, que resolve equações diferenciais em um domínio discretizado. Ou seja, primeiramente o modelo de qualquer dispositivo é dividido em vários elementos menores, impondo condições de contorno para esse modelo e calculando as equações para cada elemento. Depois, os resultados obtidos em cada elemento são levados em consideração para analisar o resultado para o modelo como um todo. No caso de motores de indução, pode ser feita a análise em magnetostática e magnetodinâmica para calcular a indução, fluxo magnético, perdas e regime transitório da máquina.

Portanto, quando mais discretizado o domínio, maior a precisão da análise. Porém, isso acarreta em alto consumo de memória e tempo de processamento computacional. Deve-se então tomar cuidado com a malha, conjunto dos elementos que discretizam o modelo, para ela não ficar superdimensionada, levando a muito tempo de análise, nem subdimensiona-la, influenciando na precisão da análise.

Esse método surgiu em 1950 para uma aplicação aeronáutica porém, após aprimoramentos da teoria, só começou a ser empregado em eletromagnetismo em 1970. Atualmente, ele é muito utilizado por

empresas e centros de pesquisas para extrair resultados com alta precisão, sem necessitar a fabricação de inúmeros protótipos, gastando menos recursos e economizando tempo e capital [1].

3.6 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foram apresentadas a teoria acerca do motor de indução trifásico, perdas envolvidas em seu funcionamento e métodos de análise do dispositivo. Percebe-se a vantagem em realizar a análise pelo método dos elementos finitos ao invés do método tradicional analítico, pois ele permite calcular as perdas em materiais não lineares, como os ferromagnéticos, com alta flexibilidade e precisão, não necessitando de aproximações.

Isso tudo serviu como embasamento para o estudo da influência da variabilidade da permeabilidade e perdas magnéticas no desempenho desses motores.

No próximo capítulo será descrito o estudo e análises realizadas, assim como os resultados obtidos.

4 MODELO E SIMULAÇÃO

Conforme visto nos capítulos anteriores, é importante determinar as perdas no ferro dos motores de indução trifásicos, pois esses dispositivos possuem um grande impacto no consumo de energia elétrica, sendo necessário que o projeto dos mesmos possua um rendimento que atenda as normas vigentes. Porém, o uso do método analítico do circuito equivalente não apresenta resultados tão precisos quando se trata de perdas no ferro, dependendo de simplificações. Por esse motivo, o uso de uma ferramenta computacional que utilize o método dos elementos finitos é mais indicado para uma análise precisa dessas perdas, levando também em consideração os parâmetros não lineares dos materiais.

O estudo desse trabalho foi realizado durante o período de estágio em 2018, em uma empresa fabricante de motores elétricos, que por motivo de sigilo industrial permanecerá em anonimato. Ele consistiu em realizar medições de perdas por unidade de volume e permeabilidade magnética de amostras de chapas de aço disponíveis, utilizadas para fabricar os motores dessa empresa. Estes resultados foram aplicados em modelos computacionais de motores, criados no software ANSYS Maxwell para determinar o impacto da variabilidade dos parâmetros nas perdas no ferro e nas correntes a vazio e nominal.

Portanto, nesse capítulo será feita primeiramente uma apresentação ao software utilizado. Depois, será descrita a metodologia para análise, apresentando os modelos dos motores de indução de interesse criados e os resultados dos ensaios de Epstein das amostras. Por último, serão descritas as conclusões encontradas a partir dos resultados das simulações dos motores.

4.1 ANSYS MAXWELL

A ANSYS, fundada em 1970 na Pensilvânia nos Estados Unidos da América, é uma empresa desenvolvedora de softwares de simulação para aplicações de engenharia. Ao longo dos anos ela absorveu diversas companhias, e atualmente é umas das maiores empresas na área de simulações computacionais, contando com muitos usuários. Para o caso de simulações de eletromagnetismo em baixas frequências, o software “Maxwell” é recomendado para realizar análises de motores elétricos, transformadores, atuadores lineares e demais

dispositivos, utilizando o método dos elementos finitos. Com ele, é possível a criação de modelos 2D e 3D, caracterizar materiais não lineares de forma precisa, impor movimento mecânico em peças específicas e projetar circuitos de controle. Ele é equipado com alguns “Solvers”, que são capazes de analisar problemas estáticos ou com bandas de movimento, resolvendo as equações de Maxwell e realizando o cálculo de campos magnéticos e elétricos, correntes elétricas, forças, torques, perdas e outras grandezas eletromagnéticas.

Para a utilização desse software é necessário possuir uma licença de uso, pois a licença acadêmica gratuita não contempla análises eletromagnéticas. Porém, a empresa em que foi realizado o estágio possui a licença necessária para todas as simulações e análises realizadas nesse estudo.

No caso de motores de indução trifásicos, foi utilizado o “Solver” transiente magnético, que resolve as equações de Maxwell para os elementos dos modelos 2D no domínio do tempo.

Na definição do material, é possível definir a condutividade elétrica, a importação da curva $B(H)$, as curvas de perdas pela indução magnética em várias frequências e o fator de empilhamento das lâminas das chapas do estator e do rotor. Importando essas informações, o software realiza através de um algoritmo de minimização o cálculo dos coeficientes de perdas por Histerese (K_h), correntes de Foucault (K_c) e excedentes (K_e). Sendo assim, não é necessário um cálculo prévio desses coeficientes para medição de perdas. A equação (4.1) mostra o método de cálculo do algoritmo utilizado pelo software.

$$err(K_h, K_c, K_e) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^{n_i} \left[P_{ij} - \left(K_h f_i B_{mij}^2 + K_c f_i^2 B_{mij}^2 + K_e f_i^{1,5} B_{mij}^{1,5} \right) \right]^2 \quad (4.1)$$

onde m é o número de curvas de perdas adicionadas no material e n_i é o número de pontos em cada uma delas. Com esses coeficientes calculados, as perdas são calculadas em cada elemento pelas seguintes equações:

$$P_h = K_h f B_m^2 \quad (4.2)$$

$$P_c = K_c f^2 B_m^2 \quad (4.3)$$

$$P_e = K_e f^{1,5} B_m^{1,5} \quad (4.4)$$

. Realizando a simulação, é possível observar, durante o pós-processamento, a malha gerada, número de elementos criados, fluxo e indução magnética na geometria, correntes nos enrolamentos do estator e as perdas por histerese e correntes de Foucault no material ferromagnético.

4.2 MOTORES MODELADOS

Inicialmente, foram escolhidos os motores que seriam utilizados para realizar esse estudo com o auxílio do departamento de Pesquisa e Desenvolvimento da empresa onde foi realizado o estágio. Portanto, foram escolhidos três motores de indução trifásicos de tamanhos de carcaças e potências diferentes. Alguns dados de placa desses motores, juntamente com outra informações, estão descritos nas Tabelas 1 e 2.

Tabela 1 - Dados de placa dos motores modelados.

Motor	Carcaça	Polaridade	Potência (cv)	Chapa	Tratamento térmico
Motor A	80	4	1,5	Chapa A	SIM
Motor B	112M	4	7,5	Chapa A	SIM
Motor C	225S/M	4	100	Chapa B	NÃO

Fonte: Autor, 2019.

Tabela 2 - Dados de placa complementares dos motores modelados.

Motor	Frequência de alimentação (Hz)	Tamanho do Pacote (mm)	Velocidade do rotor (RPM)
Motor A	60	95	1715
Motor B	60	140	1740
Motor C	60	290	1780

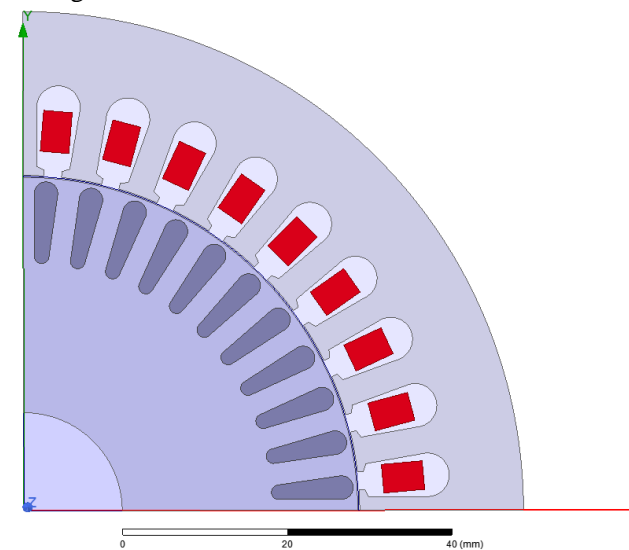
Fonte: Autor, 2019.

Além desses dados, foram utilizados os desenhos das chapas estampadas na confecção dos motores para criação da geometria dos modelos computacionais. Novamente, por razões de sigilo industrial, os tipos de chapa e seus desenhos não serão expostos nem identificados nesse trabalho. Porém, pode ser visto na Tabela 1, os motores A e B utilizam o mesmo tipo de chapa, diferente do motor C.

Com algumas pequenas simplificações no desenho das chapas, de forma a melhorar a qualidade da malha gerada, e levando em consideração a simetria da geometria, foram criados apenas uma fração de cada modelo no Maxwell 2D. Dessa forma, pode-se afirmar que os resultados dessa fração simulada serão os mesmo para as demais partes, apenas multiplicando o resultado das perdas no ferro pela razão de simetria. No caso, o Motor A e Motor B foram modelados um quarto da área total, e o Motor C apenas metade devido sua bobinagem.

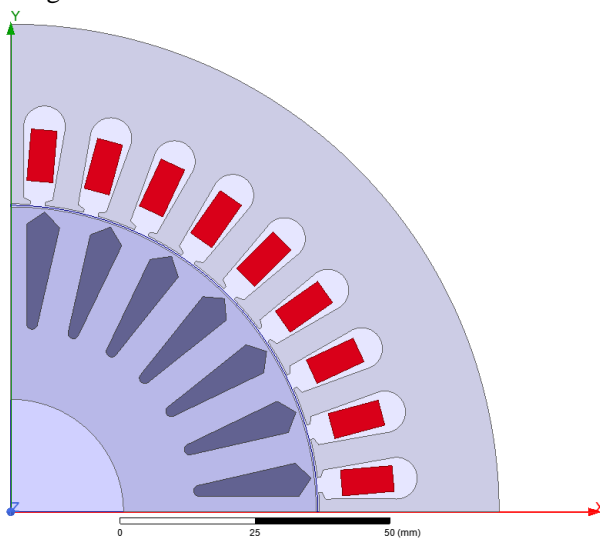
Para a análise de perdas e correntes, o modelo 2D é suficientemente preciso, não necessitando de um modelo 3D que aumentaria o tempo de processamento da simulação. Dessa forma os modelos criados estão dispostos nas Figuras 4.1, 4.2 e 4.3.

Figura 4.1 - Motor A modelado no Maxwell 2D.



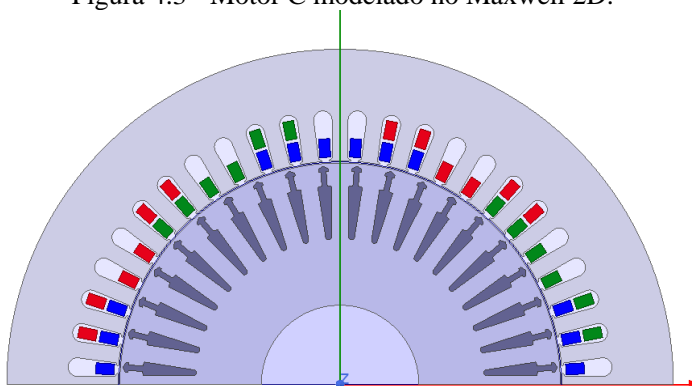
Fonte: Autor, 2019.

Figura 4.2 - Motor B modelado no Maxwell 2D.



Fonte: Autor, 2019.

Figura 4.3 - Motor C modelado no Maxwell 2D.



Fonte: Autor, 2019.

A bobinagem foi modelada conforme os valores do banco de dados de cada motor, fornecido pela empresa. Portanto as resistências de enrolamento, indutâncias de cabeça de bobina, número de espiras, esquema de ligação e outros dados foram diretamente configurados no Maxwell utilizando esse banco de dados.

Para completar o modelo, foi necessário atribuir o material para cada objeto da geometria. Portanto, para as bobinas do estator foram modelados como cobre, as barras do rotor como alumínio e ao estator e rotor foram atribuídos os materiais criados no software após a realização do ensaio de Epstein nas amostras selecionadas.

As excitações foram explicitadas como as tensões de fase aplicadas nas bobinas do estator, de forma a medir as correntes sob influência dos diferentes materiais criados. Além disso, foi utilizada uma condição de fronteira de análise chamada “Vector Potential” para que os campos magnéticos tangenciem de forma ideal no final da coroa do estator. Dessa forma, não teremos o efeito de dispersão de fluxo na análise. Por fim, foram selecionadas algumas condições de criação de malha para o modelo como tamanho máximo de cada elemento, especificando um detalhando maior no entreferro do motor.

4.3 RESULTADOS DO ENSAIO DE EPSTEIN

Para a caracterização dos materiais ferromagnéticos utilizados na modelagem do estator e do rotor, foram realizados ensaios de Epstein em amostras remanescentes das chapas utilizadas nos motores A, B e C. Foram realizadas medições das curvas $B(H)$ e das perdas no ferro $P(B)$ em diferentes frequências. Essas perdas foram medidas para induções magnéticas que variam de 0,1T até 1,6T, variando também a frequência de 30 Hz até 1000 Hz.

Em posse dos resultados das amostras, foram selecionadas as curvas que apresentavam os melhores e piores resultados para cada parâmetro, ou seja, a melhor e pior permeabilidade e melhor e pior perda volumétrica para cada tipo de chapa. A pior e melhor permeabilidade e perda magnética foram definidas comparando seus valores em 1,5 Tesla. Vale a pena comentar também que todas essas curvas medidas estavam dentro dos limites de aceitação dessa empresa, representando portanto, uma sensibilidade real nos motores. Esses limites não serão revelados por motivos já comentados e as curvas selecionadas estão descritas no “Anexo A” desse documento.

Nesses materiais, foram definidos os fatores de empilhamento, para simular a laminação do estator e do rotor que é um método para impedir a circulação de correntes induzidas vista no capítulo 2. Essa definição foi feita para o mesmo fator utilizado nos dispositivos reais. Além disso, os valores de condutividade elétrica foram impostos igualmente para o mesmo tipo de chapa. Os materiais utilizando os resultados da Chapa A foram atribuídos com 3950793 S/m, e os materiais da Chapa B com 2781109 S/m. Lembrando que ambas possuíam adição de partículas de silício, afetando sua condutividade, e esses valores fazem referência a uma média da condutividade das amostras.

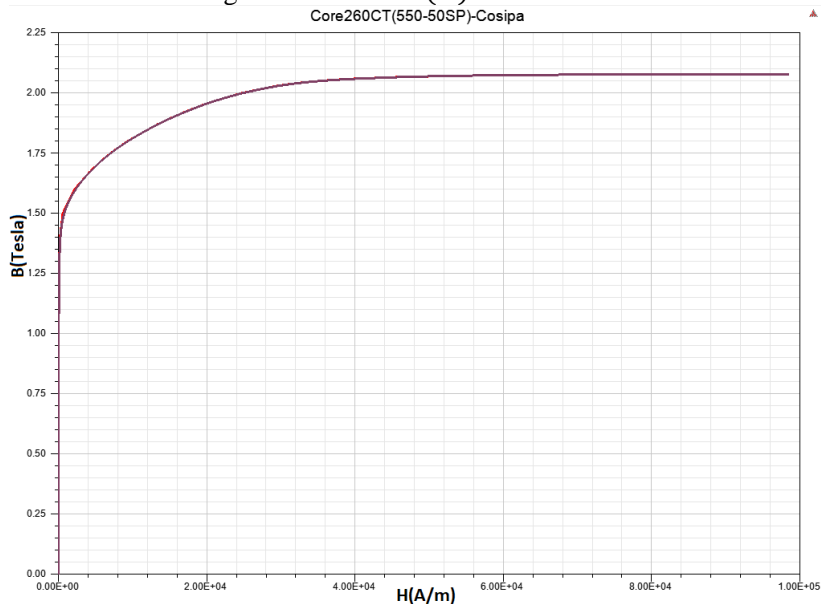
Com esses dados, foram criados quatro tipos de materiais para cada tipo de chapa, de forma a realizar uma permutação dos parâmetros que apresentam essa variabilidade. A Tabela 3 exemplifica a característica de cada material criado para os dois tipos de chapas estudadas e as Figuras (4.4) e (4.5) exemplificam as curvas no importadas no Maxwell.

Tabela 3 - Caracterização dos materiais criados a partir das curvas adquiridas nos ensaios de Epstein

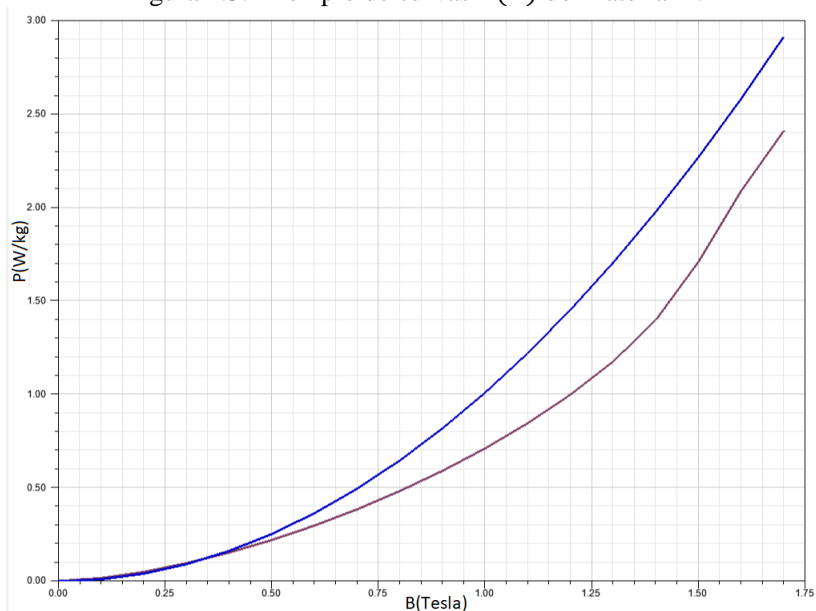
	Permeabilidade	Perdas
Material 1	Maior permeabilidade medida	Menores perdas medidas
Material 2	Maior permeabilidade medida	Maiores perdas medidas
Material 3	Menor permeabilidade medida	Menores perdas medidas
Material 4	Menor permeabilidade medida	Maiores perdas medidas

Fonte: Autor, 2019.

Figura 4.4. Curva $B(H)$ do Material 1.



Fonte: Autor, 2019.

Figura 4.5. Exemplo de curvas $P(B)$ do Material 1.

Fonte: Autor, 2019.

4.4 SIMULAÇÕES

Com os modelos e materiais criados, foram definidas as simulações para serem analisadas. Primeiramente, foi necessário avaliar a influência do passo de simulação “Time Step” da configuração na resposta das simulações, de forma obter resultados bem precisos com um tempo de processamento aceitável.

Depois, foram realizadas oito simulações para cada modelo de motor. Para cada um dos quatro materiais criados, foram aplicadas velocidade síncrona e nominal do motor. Dessa forma, foi possível avaliar a influência de cada material nas medições de perdas no ferro, correntes a vazio e correntes nominais. Isso pois, durante o ensaio a vazio, o rotor possui uma velocidade muito próxima da síncrona, realizando as análises de perdas no ferro e correntes a vazio, conforme visto no capítulo 3. Simulando o funcionamento nominal, o rotor gira conforme a velocidade especificada, realizando análise da influência dos materiais nas correntes nominais.

4.4.1 TIME STEP

De forma geral, as simulações realizadas dentro do departamento responsável pelo projeto de motores utilizavam um Time Step de $t = 1/Freq/60$, que era suficientemente preciso para uma análise inicial, onde “*Freq*” equivale à frequência de alimentação do motor. Porém, para aumentar a precisão e determinar com maior exatidão a influência dos parâmetros das chapas no desempenho dos motores, foram realizadas outras análises de passos de simulação menores..

Essas simulações foram realizadas para o Motor A modelado utilizando o Material 4, descrito na Tabela 3. Foi refinando cada vez mais o Time Step, iniciando em $t = 1/Freq/120$, e comparando a variação os resultados de corrente, perdas no ferro e tempo consumido com os resultados dessa simulação inicial. Vale a pena comentar que todas as simulações foram realizadas com tempo o suficiente para a convergência dos resultados.

Os resultados dessa análise de Time Step são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Resultados da análise de Time Step.

Time Step <i>t</i>	Perdas no ferro <i>P</i>	ΔP	Corrente a vazio <i>I</i>	ΔI	Tempo (<i>T</i>)	ΔT
1/Freq/120	33,1568 W		1,4336 A		687 s	
1/Freq/150	33,8223 W	102%	1,4307 A	100%	840 s	122%
1/Freq/180	34,1915 W	103%	1,4323 A	100%	995 s	145%
1/Freq/210	34,4193 W	104%	1,4333 A	100%	1151 s	168%
1/Freq/240	34,5823 W	104%	1,4332 A	100%	1310 s	191%

Fonte: Autor, 2019.

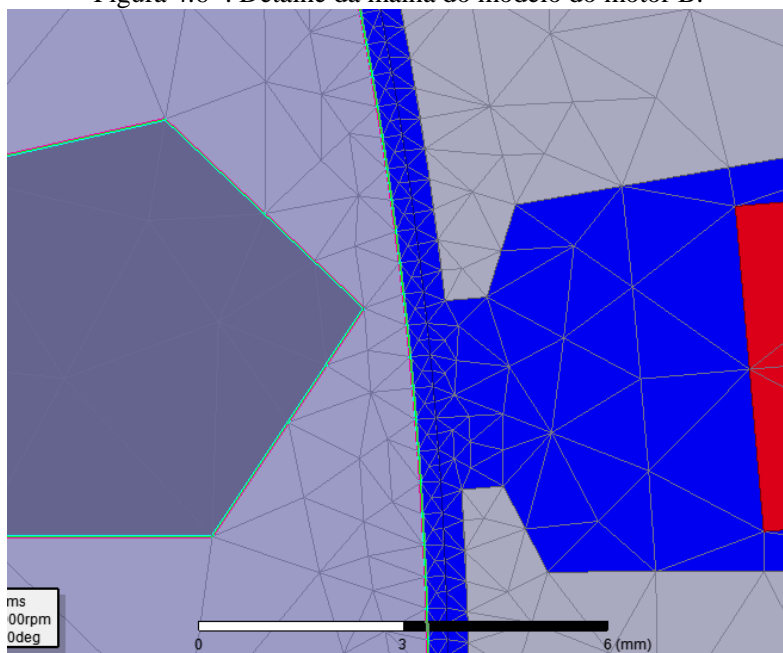
Como resultado, foi observado que houve pequenas variações nos resultados das simulações, tendo um gasto de tempo considerável. Sendo assim, para obter um resultado mais refinado e com um gasto de

tempo de processamento aceitável, foi definido que as principais simulações desse estudo seriam feitas com um Time Step de $t = 1/Freq/180$.

4.4.2 SIMULAÇÃO A VAZIO E NOMINAL

Tendo o Time Step definido, foi possível realizar as simulações principais do estudo. Primeiramente, foram realizadas a análise dos motores, impondo a velocidade síncrona no rotor, simulando ensaios a vazio. Antes de qualquer análise dos resultados, foi feita uma averiguação da malha criada em cada modelo, de modo a conferir que a mesma estivesse detalhada nas regiões de interesse, como por exemplo o entreferro. Vale a pena comentar que a mesma malha foi utilizada para materiais diferentes no mesmo modelo, para que uma análise condizente fosse feita.

Figura 4.6 -. Detalhe da malha do modelo do motor B.



Fonte: Autor, 2019

Tabela 5 - Número de elementos em cada modelo de simulação.

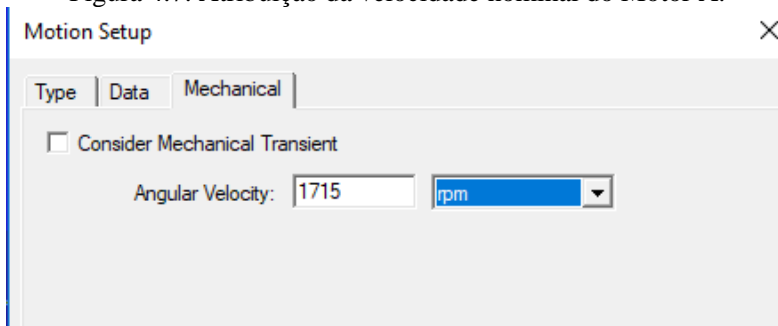
	MOTOR A	MOTOR B	MOTOR C
Número de elementos	4978	4570	19466

Fonte: Autor, 2019.

Após o término de cada simulação foram anotados os valores de correntes nas bobinas do estator, perdas por histerese e correntes de Foucault, realizando uma simulação para cada material criado. Não foi levado em consideração o efeito das perdas excedentes pois o algoritmo que realizou o cálculo dos coeficientes de perdas determinou um $K_e = 0$, indicando que seus efeitos eram de pouca influência. Porém, sabe-se que essas perdas estão presentes no dispositivo, sendo o objetivo de estudo de um próximo trabalho. Além disso, foram observadas a indução magnética e correntes, para averiguar que o motor estava sendo simulado de forma correta.

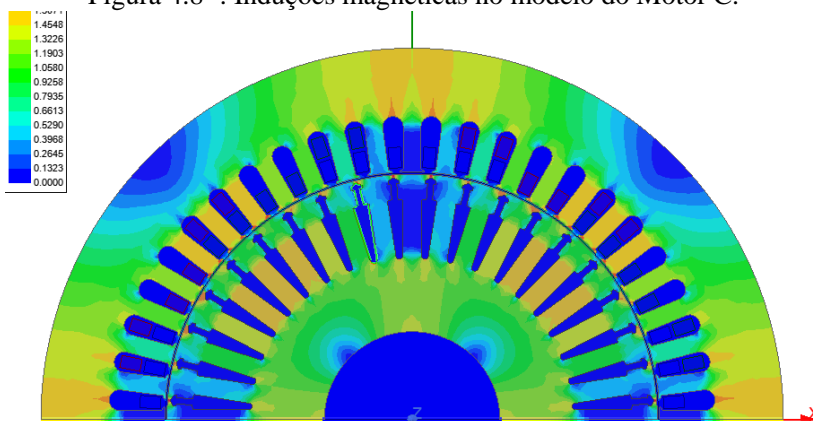
O mesmo procedimento foi feito para análise dos motores em funcionamento nominal, realizando a medição das correntes nominais nas bobinas do estator, alterando a velocidade do rotor para velocidade de placa.

Figura 4.7. Atribuição da velocidade nominal do Motor A.



Fonte: Autor, 2019.

Figura 4.8 -. Induções magnéticas no modelo do Motor C.



Fonte: Autor, 2019.

4.4.3 RESULTADOS

Os resultados obtidos nas simulações foram dispostos na Tabela 6 para realizar uma melhor análise.

Tabela 6 - Resultados das simulações principais.

		CORRENTE A VAZIO (A)	CORRENTE NOMINAL (A)	PERDAS NO FERRO (W)
MOTOR A	MATERIAL 1	1,3916	3,019533	34,5175
	MATERIAL 2	1,3916	3,019533	36,9894
	MATERIAL 3	1,6637	3,062833	33,7925
	MATERIAL 4	1,6637	3,062833	36,2119
		VARIAÇÃO	VARIAÇÃO	VARIAÇÃO
		16,36%	1,41%	8,64%
MOTOR B	MATERIAL 1	5,4607	14,3792	81,5383
	MATERIAL 2	5,4607	14,3792	87,598
	MATERIAL 3	5,6663	14,4491	80,8023
	MATERIAL 4	5,6663	14,4491	86,8075
		VARIAÇÃO	VARIAÇÃO	VARIAÇÃO
		3,63%	0,48%	7,76%
MOTOR C	MATERIAL 1	48,6905	150,447	692,8985
	MATERIAL 2	48,6905	150,447	724,4276
	MATERIAL 3	50,4398	151,1251	696,1054
	MATERIAL 4	50,4398	151,1251	727,6496
		VARIAÇÃO	VARIAÇÃO	VARIAÇÃO
		3,47%	0,45%	4,78%

Fonte: Autor, 2019.

A variação foi calculada pela razão entre o maior e menor valor das simulações de cada motor. Percebe-se que os casos que apresentaram piores perdas totais no ferro ocorreram nos casos dos materiais que apresentaram piores perdas magnéticas, o que já era esperado. Lembremos que essas perdas totais medidas correspondem à soma das perdas por histerese e Foucault do estator e do rotor.

No caso das correntes, é possível observar que os materiais que utilizaram curvas de perdas $P(B)$ diferentes não influenciaram no resultado das correntes. Isso se dá pelo fato que as perdas no ferro, no ANSYS Maxwell, são calculadas durante o pós-processamento, portanto as curvas de perdas não teriam influência no cálculo primário das correntes, importando apenas a curva $B(H)$ do material. Já os materiais de diferentes permeabilidades tiveram influência no cálculo de perdas no ferro, como já era esperado pois a mesma influencia na indução magnética do dispositivo, que por sua vez influencia as perdas no ferro. Porém, vale mencionar que em um caso real, as correntes dos motores seriam influenciadas pela alteração das perdas magnéticas. Isso é bastante visível no circuito equivalente do motor, onde as correntes de fase dependem também do ramo referente às perdas no ferro.

É possível observar que variabilidade dos parâmetros das chapas tiveram uma influência considerável nas perdas no ferro, chegando a quase 9% de variação entre o melhor e pior caso do motor A, e quase 5% nas perdas do motor C. A permeabilidade se mostrou mais influente na corrente a vazio do que a nominal, gerando uma variação de até 16,4%. Já as correntes nominais variaram apenas 1,5%.

4.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

O uso da ferramenta computacional de cálculo pelo método de elementos finitos se mostrou uma ferramenta muito útil para análises de dispositivos eletromagnéticos. Com ela, é possível observar várias grandezas de interesse para motores de indução trifásicos, como induções magnéticas, correntes e perdas, sendo capaz de realizar análises que auxiliam o engenheiro de maneiras diversas.

Os resultados nos mostram que a variabilidade dos parâmetros eletromagnéticos das chapas é algo que influencia de forma significativa as perdas no ferro dos motores de indução trifásicos. Portanto, isso indica que o consumo de energia elétrica também depende desses

parâmetros, pois os mesmos têm influência no rendimento do dispositivo.

Já no caso das correntes, a variação da permeabilidade resulta numa maior variação nas correntes a vazio dos motores. Logo, para algumas aplicações é necessário levar em consideração esse tipo de análise. No caso das correntes nominais, elas se mostraram mais robustas a essa variação.

5 CONCLUSÃO

Esse trabalho apresentou como embasamento o estudo dos materiais ferromagnéticos, discorrendo sobre a natureza das perdas envolvidas durante o funcionamento de dispositivos eletromagnéticos. Uma parcela dessas perdas ocorre no processo de magnetização do material, chamada de perdas por histerese. Já as perdas dinâmicas ocorrem devido à variação de fluxo magnético, provocando o aparecimento de correntes induzidas durante o deslocamento das paredes de domínios magnéticos e durante variações espaciais e temporais no próprio dispositivo. Assim, é possível compreender as perdas no ferro de motores de indução trifásicos, dispositivo amplamente utilizado pela indústria mundial.

A fim de analisar a influência da permeabilidade e perdas magnéticas desses materiais ferromagnéticos no desempenho de motores de indução trifásicos, primeiramente foram realizadas medições em amostras das chapas utilizadas na confecção desses motores. Analisando os melhores e piores resultados das amostras disponíveis, foram criados modelos de motores no software ANSYS Maxwell, com o objetivo de realizar simulações com os resultados das curvas desses parâmetros, obtidas pelo ensaio de Epstein, e averiguar a influência dos mesmos.

Os resultados de correntes e perdas no ferro obtidos a partir dessas simulações de motores com diferentes curvas mostrou que os parâmetros citados possuem uma influência considerável. Elas são capazes de provocar uma variação de quase 9% nas perdas no ferro do motor e 16% nas correntes a vazio desses motores. Considerando que trata-se que um dispositivo responsável pelo consumo de energia elétrica de 40% a 60% de todo o País, confere a importância de uma análise criteriosa sobre esses parâmetros, além de um critério de aceitação de chapas de aços nas indústrias que levem em consideração essa influência.

Sendo assim, esse trabalho atendeu os objetivos propostos e apresentou resultados interessantes a respeito dos motores de indução trifásicos, além de servir como embasamento para próximos estudos.

5.1 SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

A fim de dar seguimento à metodologia apresentada nesse trabalho, além de prosseguir com análises de variabilidade de parâmetros das chapas ferromagnéticas, são feitas algumas sugestões de trabalhos futuros.

- Realização de um novo estudo com diferentes chapas de aço para determinar a robustez de cada uma.
- Estudo que leve em consideração as perdas excedentes nos motores de indução trifásicos.
- Modelagem de outros tipos e topologias de motores elétricos, a fim de determinar a influência dos mesmos parâmetros nessas máquinas.

REFERÊNCIAS

- [1] BASTOS, João Pedro Assumpção. **Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase Estática**. 3. ed. Florianópolis: Editora UFSC, 2004. 396 p.
- [2] BECKLEY, Philip. **Electrical Steels for Rotating Machines**. London: The Institution Of Engineering And Technology, 2002. 334 p. (Energy Engineering).
- [3] LEE, Sungho; YUN, Jangho. **Influence of Electrical Steel Characteristics on Efficiency of Industrial Induction Motors**. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS), 20., 2017, Sydney. Proceedings. Sydney: International Conference On Electrical Machines And Systems (icems), 2017. p. 1 - 4.
- [4] TSUCHIDA, Yuji; YOSHINO, Naoyuki; ENOKIZONO, Masato. Reduction of Iron Loss on Laminated Electrical Steel Sheet Cores by Means of Secondary Current Heating Method. **Ieee Transactions On Magnetics**, v. 53, n. 11, p.1-4, nov. 2017. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)
- [5] PIRES, Waldiberto de Lima. **Estudo do comportamento das perdas no ferro em motores de indução alimentados por conversores de frequência**. 2008. 166 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [6] MICERINO, Fabio Jose. **Impacto da utilização de motores de alto rendimento e sua aplicação no leilão de eficiência energética**. 2012. 122 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2012.
- [7] RAMOS, Mário Cesar do Espírito Santos. **Metodologia para avaliação e otimização de motores elétricos de indução trifásicos visando a conservação de energia em aplicações industriais**. 2009. 246 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009. Disponível em:

<<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/86/86131/tde-14062011-141907/pt-br.php>>. Acesso em: 29 out. 2009.

- [8] LIN, D.; ZHOU, P.; FU, W.N.; BADICS, Z.; CENDES, Z.J. A Dynamic Core Loss Model for Soft Ferromagnetic and Power Ferrite Materials in Transient Finite Element Analysis. **Ieee Transactions On Magnetics**, v.40 , n. 2, p.1-4, mar. 2004. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)
- [9] BASTOS, João Pedro A.; SADOWSKI, Nelson. **Magnetic Materials and 3D Finite Element Modeling**. New York: Crc Press, 2014. 382 p.
- [10] RIBEIRO, G.A. P. **As propriedades magnéticas da matéria: um primeiro contato**. Revista Brasileira de Ensino de Física, vol. 22, no. 3, Setembro 2000.
- [11] BERLEZE, S. L. M.; ROBERT, R. Skin and proximity effects in nonmagnetic conductors. IEEE Transactions on Education, vol. 46, no. 3, August 2003.
- [12] KREUTZFELD, Siegfried. **Cálculo dos parâmetros de circuito equivalente da máquina de indução pelo método dos elementos finitos**. 2001. 83 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade de Santa Catarina, Florianópolis, 2001
- [13] FITZGERALD, A. E; Kinsley Jr., Charles; Kusko, Alexander: **Máquinas Elétricas**, São Paulo, Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda, 1975.
- [14] DEL TORO, Vincent: **Electromechanical Devices for Energy Conversion and Control System**, New Jersey (USA), Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1968.

ANEXO A – Curvas utilizadas B(H) e P(B) medidas no ensaio de Epstein.

Chapa A					
Melhor Caso			Pior Caso		
B (T)	H (A/m)	μ_r	B (T)	H (A/m)	μ_r
0,10	22	3621,2	0,10	26	3114
0,20	31	5165,5	0,20	36	4428
0,30	38	6204,0	0,30	44	5402
0,40	44	7171,0	0,40	52	6142
0,50	50	7917,4	0,50	60	6670
0,60	56	8500,0	0,60	69	6876
0,70	63	8910,7	0,70	79	7089
0,80	70	9126,1	0,80	90	7101
0,90	77	9287,1	0,90	105	6847
1,00	84	9434,4	1,00	125	6391
1,10	93	9455,2	1,10	153	5732
1,20	104	9168,8	1,20	194	4916
1,30	131	7873,7	1,30	262	3956
1,40	199	5598,8	1,40	411	2709
1,50	505	2364,7	1,50	909	1314
1,60	1894	673,3	1,60	2539	503
1,70	4709	288,3	1,70	5643	241
1,80	8903	161,9	1,80	10131	142
1,90	14885	102,6	1,90	16421	93
1,9793	22666	69,5	1,9793	22666	69,5
1,9972	24742	64,2	1,9972	24742	64,2
2,0146	27396	58,5	2,0146	27396	58,5

2,0272	29507	54,7	2,0272	29507	54,7
2,0391	32259	50,3	2,0391	32259	50,3
2,0446	34102	47,7	2,0446	34102	47,7
2,0511	36526	44,7	2,0511	36526	44,7
2,0562	39233	41,7	2,0562	39233	41,7
2,0639	45707	35,9	2,0639	45707	35,9
2,0665	48809	33,7	2,0665	48809	33,7
2,0671	50209	32,8	2,0671	50209	32,8
2,0687	52215	31,5	2,0687	52215	31,5
2,0694	53624	30,7	2,0694	53624	30,7
2,0716	59201	27,8	2,0716	59201	27,8
2,0716	59271	27,8	2,0716	59271	27,8
2,0717	60602	27,2	2,0717	60602	27,2
2,0723	61975	26,6	2,0723	61975	26,6
2,0728	63667	25,9	2,0728	63667	25,9
2,0734	66390	24,9	2,0734	66390	24,9
2,0738	68476	24,1	2,0738	68476	24,1
2,0747	72958	22,6	2,0747	72958	22,6
2,0748	77652	21,3	2,0748	77652	21,3
2,0750	81139	20,4	2,0750	81139	20,4
2,0753	83251	19,8	2,0753	83251	19,8
2,0755	85873	19,2	2,0755	85873	19,2
2,0756	89295	18,5	2,0756	89295	18,5
2,0758	91762	18,0	2,0758	91762	18,0
2,0759	95004	17,4	2,0759	95004	17,4
2,0761	98504	16,8	2,0761	98504	16,8

Chapa B					
Melhor Caso			Pior Caso		
B (T)	H (A/m)	μ_r	B (T)	H (A/m)	μ_r
0,10	33	2433	0,10	32	2502
0,20	45	3504	0,20	44	3634
0,30	55	4370	0,30	52	4590
0,40	63	5081	0,40	59	5393
0,50	70	5646	0,50	66	6048
0,60	78	6124	0,60	73	6554
0,70	86	6493	0,70	80	6993
0,80	94	6774	0,80	88	7266
0,90	102	6989	0,90	96	7435
1,00	112	7086	1,00	109	7327
1,10	125	7030	1,10	126	6954
1,20	145	6594	1,20	156	6110
1,30	181	5726	1,30	216	4801
1,40	259	4307	1,40	371	3003
1,50	508	2352	1,50	888	1345
1,60	1337	953	1,60	2537	503
1,70	3462	392	1,70	5657	240
1,80	7240	199	1,80	10217	141
1,90	13376	114	1,90	16771	91
1,9553	19793,7	78,6	1,9574	21867,9	71,2
1,9685	22107,5	70,9	1,9696	23997,6	65,3
1,9789	24409,6	64,5	1,9869	28246,7	56,0
1,9889	27476,3	57,6	1,9871	28280,9	55,9
1,9939	29722,2	53,4	1,9935	30840,0	51,4
1,9961	31441,9	50,5	1,9970	32765,0	48,5
1,9985	33503,8	47,5	1,9994	34651,3	45,9
2,0001	35382,3	45,0	2,0019	36792,0	43,3

2,0023	38279,2	41,6	2,0056	40660,7	39,3
2,0046	40993,3	38,9	2,0078	43070,7	37,1
2,0067	44474,5	35,9	2,0085	44226,6	36,1
2,0082	46870,9	34,1	2,0100	45975,3	34,8
2,0088	47978,4	33,3	2,0113	47638,1	33,6
2,0097	49849,8	32,1	2,0121	48821,8	32,8
2,0106	51894,9	30,8	2,0132	50439,4	31,8
2,0115	53927,1	29,7	2,0147	53256,2	30,1
2,0124	55801,1	28,7	2,0153	54319,7	29,5
2,0133	58093,5	27,6	2,0162	56283,5	28,5
2,0142	60848,3	26,3	2,0172	58285,3	27,5
2,0150	63523,1	25,2	2,0191	62476,9	25,7
2,0160	66073,8	24,3	2,0199	64522,0	24,9
2,0168	68753,7	23,3	2,0212	68075,6	23,6
2,0181	73164,2	21,9	2,0222	71039,7	22,7
2,0198	77813,7	20,7	2,0229	73351,5	21,9
2,0211	81352,4	19,8	2,0237	75624,5	21,3
2,0225	84813,7	19,0	2,0246	78930,8	20,4
2,0243	89024,0	18,1	2,0252	80726,0	20,0
2,0243	88965,9	18,1	2,0264	83057,2	19,4
2,0252	91329,3	17,6	2,0275	85155,9	18,9
2,0272	95726,9	16,9	2,0287	87616,2	18,4
2,0304	102843,2	15,7	2,0295	89598,7	18,0
2,0322	107111,6	15,1	2,0308	92504,6	17,5
2,0341	111418,8	14,5	2,0326	96185,4	16,8
2,0350	113743,5	14,2	2,0339	99388,4	16,3
2,0358	115777,7	14,0	2,0351	101512,9	16,0
			2,0361	103566,4	15,6
			2,0370	105626,4	15,3
			2,0380	107628,2	15,1

Chapa B

Menores Perdas Medidas (W//kg)

B (T)	Frequências (Hz)													
	30	50	60	90	120	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
0,10	0,013	0,024	0,031	0,051	0,076	0,159	0,288	0,454	0,643	0,872	1,105	1,353	1,635	1,915
0,20	0,051	0,095	0,119	0,202	0,299	0,621	1,112	1,730	2,402	3,215	4,026	4,931	5,899	6,886
0,30	0,105	0,197	0,248	0,422	0,625	1,304	2,349	3,618	5,047	6,669	8,412	10,252	12,318	14,410
0,40	0,171	0,322	0,408	0,700	1,038	2,175	3,953	6,090	8,523	11,278	14,297	17,628	21,115	24,790
0,50	0,247	0,469	0,595	1,027	1,531	3,238	5,932	9,188	12,993	17,208	21,958	27,102	32,695	38,480
0,60	0,333	0,636	0,808	1,402	2,105	4,501	8,312	12,992	18,483	24,731	31,693	39,229	47,615	56,382
0,70	0,428	0,821	1,047	1,834	2,763	5,966	11,143	17,640	25,213	33,905	43,637	54,540	66,259	78,705
0,80	0,532	1,028	1,315	2,318	3,520	7,670	14,504	23,082	33,224	44,998	58,347	73,068	89,072	106,012
0,90	0,645	1,259	1,611	2,863	4,383	9,613	18,439	29,624	42,815	58,499	75,915	95,322	116,582	139,107
1,00	0,769	1,508	1,939	3,475	5,349	11,878	22,983	37,041	54,058	74,101	96,786	121,659	149,245	178,837
1,10	0,903	1,785	2,301	4,164	6,432	14,431	28,097	45,727	67,232	92,322	120,675	152,651	187,822	225,472
1,20	1,051	2,085	2,698	4,913	7,641	17,303	34,005	55,574	82,209	113,358	148,943	188,763	232,930	279,904
1,30	1,216	2,419	3,133	5,724	8,927	20,508	40,625	66,913	99,258	137,316	180,827	230,142	284,646	343,608
1,40	1,405	2,803	3,624	6,652	10,341	23,978	47,786	79,467	118,320	164,517	217,833	276,842	343,902	414,917
1,50	1,628	3,242	4,225	7,630	12,065	27,739	55,378	92,920	138,685	193,377	256,107	327,255	407,165	492,189
1,60	1,883	3,719	4,862	8,904	13,806	31,880	63,944							

