



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Lucas Budde Mior

**Desenvolvimento de modelo para análise de eficiência de uma máquina de ímãs
permanentes usada em compressor**

Florianópolis
2023

Lucas Budde Mior

Desenvolvimento de modelo para análise de eficiência de uma máquina de ímãs permanentes usada em compressor

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito necessário para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Laurent Bernard, Dr.

Florianópolis
2023

Lucas Budde Mior

Título: Desenvolvimento de modelo para análise de eficiência de uma máquina de ímãs permanentes usada em compressor

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 13 de julho de 2023.

Prof. Miguel Moreto, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Laurent Didier Bernard, Dr.
Orientador

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

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

Agradecimentos

Agradeço ao professor Laurent, que aceitou me orientar e me ajudou bastante. Aos meus colegas de laboratório William e Igor, que também foram importantes para a realização do trabalho. Agradeço também ao Rodrigo, que me forneceu os dados experimentais e deu boas ideias para o modelo. Por fim, fica o agradecimento ao João que enviou outros dados experimentais.

Resumo

A determinação da eficiência de um motor é muito importante durante o processo de projeto, prototipação e análise do mesmo, bem como dos sistemas que o utilizam. Esse trabalho desenvolve modelos de simulação numéricos com o objetivo de calcular a eficiência de um motor de ímãs permanentes, levando em conta suas perdas elétricas e magnéticas. Para isso foi feita uma revisão dos princípios de funcionamento e natureza das perdas do dispositivo, e feita a validação experimental para alguns pontos de operação da aplicação.

Palavras-chave: Motor de ímãs permanentes. Eficiência. Simulação numérica.

Abstract

The determination of the efficiency of a motor is very important during the design, prototyping, and analysis process, as well as for the systems that use it. This work develops numerical simulation models with the objective of calculating the efficiency of a permanent magnet motor, taking into account its electrical and magnetic losses. To do this, a review of the operating principles and nature of the device's losses was conducted, and experimental validation was performed for some operating points of the application.

Keywords: Permanent Magnet Motor. Efficiency. Numerical simulation.

Lista de figuras

Figura 1 – Visualização 3D do CAD do motor	13
Figura 2 – Exemplo da forma de onda das correntes para as 3 fases	14
Figura 3 – Esquema do modelo integrado	19
Figura 4 – esquema	24
Figura 5 – Esquema simplificado do controlador	25
Figura 6 – Esquema simplificado do PWM e Comutação	25
Figura 7 – Circuito equivalente da máquina de ímãs permanentes	26
Figura 8 – Pontos de perda no ferro (vermelho) e regressão linear obtida (azul/roxo) .	27
Figura 9 – Geometria 2D utilizada na simulação de elementos finitos	29
Figura 10 – Curva BH dos ímãs	29
Figura 11 – Curva BH do aço do rotor e estator	29
Figura 12 – Circuito associado às bobinas para obtenção da força eletromotriz	30
Figura 13 – Força eletromotriz obtida para $\omega = 5000RPM$	30
Figura 14 – Comparação das forças eletromotrizes normalizadas	31
Figura 15 – Indutâncias associadas a uma das bobinas da fase A	32
Figura 16 – Eficiência - 1800 RPM	33
Figura 17 – Eficiência - 2800 RPM	33
Figura 18 – Eficiência - 3000 RPM	33
Figura 19 – Eficiência - 4000 RPM	33
Figura 20 – Eficiência - 5000 RPM	33
Figura 21 – Eficiência - 0,0981 N.m	34
Figura 22 – Eficiência - 0,1961 N.m	34
Figura 23 – Eficiência - 0,2942 N.m	34
Figura 24 – Eficiência - 0,3923 N.m	34
Figura 25 – Eficiência - 1800 RPM	36
Figura 26 – Eficiência - 2800 RPM	37
Figura 27 – Eficiência - 3000 RPM	37
Figura 28 – Eficiência - 4000 RPM	38
Figura 29 – Eficiência - 5000 RPM	38
Figura 30 – Eficiência - 0,0981 N.m	39
Figura 31 – Eficiência - 0,1961 N.m	39
Figura 32 – Eficiência - 0,2942 N.m	40
Figura 33 – Eficiência - 0,3923 N.m	40
Figura 34 – Correntes Eficazes - 1800 RPM	42
Figura 35 – Correntes Eficazes - 2800 RPM	42
Figura 36 – Correntes Eficazes - 3000 RPM	42
Figura 37 – Correntes Eficazes - 4000 RPM	42

Figura 38 – Correntes Eficazes - 5000 RPM	43
Figura 39 – Correntes e <i>duty cycles</i> 1800 RPM	43
Figura 40 – Correntes e <i>duty cycles</i> 2800 RPM	43
Figura 41 – Correntes e <i>duty cycles</i> 3000 RPM	43
Figura 42 – Correntes e <i>duty cycles</i> 4000 RPM	43
Figura 43 – Correntes e <i>duty cycles</i> 5000 RPM	44
Figura 44 – Simulação do transitório mecânico - Torque e velocidade	44
Figura 45 – Simulação do transitório mecânico - Correntes	45
Figura 46 – Simulação do transitório mecânico - Potência de entrada e saída	45

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação de perdas no ferro para circuito equivalente e elementos finitos 41

Sumário

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	OBJETIVOS	11
1.1.1	Objetivo Geral	11
1.1.2	Objetivos Específicos	11
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	12
2.1	MÁQUINAS ELÉTRICAS	12
2.1.1	Classificação de máquinas elétricas	12
2.1.1.1	Máquina de corrente contínua	12
2.1.1.2	Máquina de Indução	12
2.1.1.3	Máquina síncrona	12
2.2	MOTOR DE ÍMÃS PERMANENTES BLDC	13
2.2.1	Funcionamento	14
2.2.2	Cálculo da eficiência	15
2.3	CONTROLE DE MOTOR BLDC	15
2.3.1	Controlador	16
2.3.2	Modulação PWM	16
2.3.3	Comutação	16
2.4	COMPRESSORES: CONTEXTUALIZAÇÃO	16
2.4.1	Aplicações de compressores miniaturizados	17
2.4.2	Problemas relacionados à alta velocidade	17
2.4.3	Modelos de Simulação de compressores	17
2.5	MODELAGEM DE COMPRESSOR COM MOTOR DE INDUÇÃO	18
2.5.1	Esquematização do modelo integrado	18
2.5.2	Modelo elétrico simplificado	19
2.5.3	Modelo Elétrico Geral	20
2.5.4	Conclusões e sugestões	20
2.6	SIMULAÇÃO UTILIZANDO ELEMENTOS FINITOS	20
2.6.1	Simulação de motor de ímãs permanentes de Ciurys	20
2.6.2	Hiremath	21
2.6.3	Comentários de Nekoubin e Pandey	21
2.7	CÁLCULO DE PERDAS MAGNÉTICAS	22
2.7.1	Perdas por correntes de Foucault	22
2.7.2	Perdas por histerese	23
2.7.3	Perdas anômalas	23
2.7.4	Perdas no ferro sob tensão PWM	23
3	DESENVOLVIMENTO	24
3.1	SIMULAÇÃO DE MOTOR DE ÍMÃS PERMANENTES	24

3.1.1	Controle	24
3.1.2	Modulação PWM e comutação	24
3.1.3	Circuito equivalente da máquina de ímãs permanentes	25
3.1.3.1	Cálculo de perdas magnéticas	26
3.1.3.2	Perdas no cobre	27
3.1.4	Potências e perdas médias	27
3.1.5	Concepção de um novo modelo de máquina	28
3.2	MODELO DE ELEMENTOS FINITOS	28
3.2.1	Obtenção da curva da força eletromotriz	29
3.2.2	Indutâncias	31
3.2.3	Pontos de operação	31
3.2.4	Cálculo de perdas magnéticas	32
3.2.5	Gráficos separados por velocidade	32
3.2.6	Gráficos separados por torque	33
3.2.6.1	Análise sobre resultados preliminares	34
3.3	SIMULAÇÃO DE TRANSIENTE MECÂNICO	34
3.4	SOBRE AS SIMULAÇÕES	35
4	RESULTADOS	36
4.1	EFICIÊNCIA	36
4.1.1	Gráficos separados por velocidade	36
4.1.2	Gráficos separados por torque	36
4.1.3	Análise dos resultados	41
4.2	CORRENTES ELÉTRICAS E RAZÃO CÍCLICA	42
4.3	TRANSIENTE MECÂNICO	44
5	CONCLUSÕES E SUGESTÕES	46
	Referências	47
	APÊNDICE A – REGRESSÃO POLINOMIAL PARA DETERMI- NAÇÃO DE PERDAS	49

1 Introdução

Um dos pontos críticos em sistemas de refrigeração, sejam eles domésticos ou industriais, é a eficiência do conjunto do compressor. Por um lado, um aparelho mais eficiente reduz o consumo de energia elétrica, e por outro, é desejável menor geração de calor através de perdas em qualquer equipamento refrigerador. A natureza das perdas que reduzem a eficiência em um compressor é diversa, e interdependente, o que dificulta um projeto que concilie seus diversos requisitos. As perdas mecânicas são identificadas no texto de (SILVA, 2022), especificamente: Perdas de carga em válvulas, mistura de fluídos em diferentes estados termodinâmicos, perdas no escoamento por filtros de sucção e descarga, transferência de calor, e atrito no mecanismo de acionamento. As perdas elétricas, especialmente aquelas do motor elétrico são o presente objeto de estudo.

Esse trabalho se caracteriza como uma continuação da iniciação científica realizada pelo autor em conjunto com laboratório da universidade (POLO - Laboratórios de pesquisa em refrigeração e termofísica). É de interesse do projeto associado fazer uma análise de eficiência para um motor utilizado em um compressor com aplicação doméstica, operando em diferentes velocidades.

Portanto foi estudado o funcionamento de motor de ímãs permanentes sem escovas e de corrente contínua (BLDC), incluindo seu sistema de controle e alimentação, para desenvolver um modelo de simulação que contemplasse alguns dos aspectos reais do motor em questão. Com esse modelo, foram realizado testes para diferentes velocidades, com coleta de alguns dados, relacionados com a eficiência mas também com os limites de rotação para a topologia e dimensionamentos da máquina em questão.

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

Desenvolver e validar modelo de simulação de um motor ímas permanentes, de forma a realizar uma análise de eficiência para diferentes velocidades de rotação.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Estudar o funcionamento da máquina de ímas permanentes sem escova de corrente contínua
- Estudar sistema de controle e alimentação utilizado para motor BLDC
- Desenvolver modelo de simulação
- Validar modelo do motor de acordo com o exemplar físico

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Máquinas elétricas

Pode-se afirmar que grande parte do consumo de energia elétrica é devida aos motores elétricos. Com esses dispositivos é possível realizar trabalho, antes feito de forma braçal, de forma mais precisa e econômica. Por outro lado, a maior parte da *geração* de energia elétrica é devido às máquinas que realizam a conversão de energia mecânica para elétrica.

2.1.1 Classificação de máquinas elétricas

As máquinas apresentam grande variedade em diversos aspectos, o que torna difícil a tarefa de classificá-las. Algumas das principais características:

- Utilização: Como motor, gerador ou compensador
- Movimento: Linear ou rotacional
- Alimentação: Corrente contínua ou alternada
- Velocidade de rotação: Síncrona ou assíncrona
- Tipo de excitação: Indução em enrolamento/gaiola, corrente em enrolamento ou ímãs permanentes

Existem outras características e algumas máquinas menos comuns não se encaixam em todas as definições acima. No entanto, a maioria das máquinas se enquadra em um dos tipos descritos nas seguintes seções.

2.1.1.1 Máquina de corrente contínua

Caracterizada por sua alimentação, embora também exista na forma de "Motor Universal", podendo ser alimentado por corrente contínua ou alternada. Principais aplicações:

- Motores de alto torque (utilizados em tratores, por exemplo)
- Motores de alta velocidade (furadeiras, aspiradores, por exemplo)

2.1.1.2 Máquina de Indução

Caracterizada pela corrente alternada e excitação induzida, dispensando duas fontes de alimentação e facilitando sua manufatura. Tradicionalmente, é alimentada por uma ou três fases. Possui diversas aplicações, e também é utilizada em compressores.

2.1.1.3 Máquina síncrona

A máquina síncrona, quando excitada por corrente elétrica em enrolamentos, é tipicamente utilizada como gerador elétrico, justamente por permitir o controle da excitação, o que

é necessário em sistemas de energia. A máquina síncrona de ímãs permanentes, por sua vez, é mais utilizada como motor.

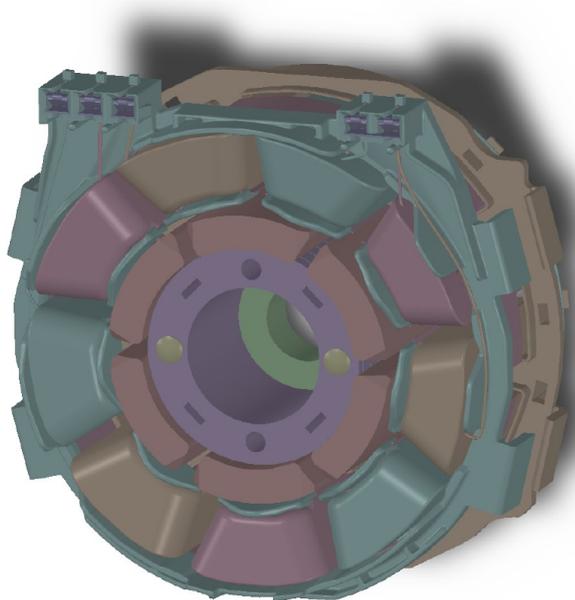
2.2 Motor de ímãs permanentes BLDC

Objeto de estudo desse texto, o motor de ímãs permanentes sem escovas e de corrente contínua é excitado por ímãs, tipicamente acoplados ao rotor, e alimentado por 3 fases. Ele se encaixa na definição de máquina síncrona da seção anterior.

O texto de Miller (1989) explica que o uso desse tipo de motor é mais interessante para motores pequenos (entre 1 e 10kW). Motores maiores implicam em um grande custo de fabricação dos ímãs, o que o torna desvantajoso em relação ao motor de indução, que tende a melhorar sua eficiência com o tamanho. Para o motor BLDC, a maior parte da potência dissipada ocorre no estator, facilitando o fluxo de calor, enquanto as perdas no rotor são muito baixas. Isso permite manter a razão entre torque e inércia alta em pequenos motores. Somado a isso, esse tipo de motor é mais fácil de ser controlado.

Na figura 1 é exibido o estator do motor BLDC do presente estudo.

Figura 1 – Visualização 3D do CAD do motor



Fonte: Elaborado pelo autor

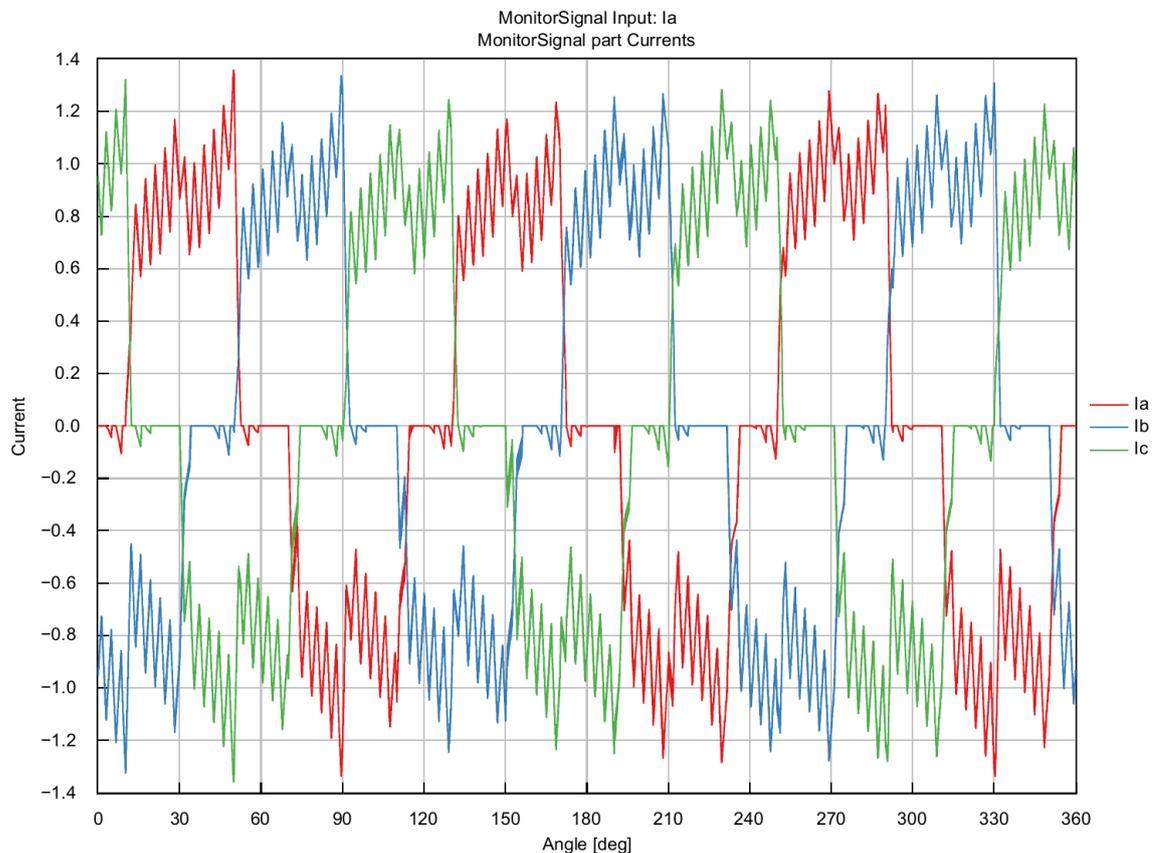
Quanto ao uso de ímãs permanentes, os principais fatores de escolha para uso em um motor, entre os diversos tipos de ímãs, são o torque produzido por volume, e a faixa de temperatura de operação. Ímãs de ferrite e neodímio usualmente utilizados não suportam temperaturas superiores a cerca de 100°C.

2.2.1 Funcionamento

Para um motor de 3 fases (a, b, c), com ímãs acoplados no rotor, o funcionamento é descrito a seguir:

Para cada posição do rotor, uma fase estará em aberto, uma alimentada positivamente, e outra negativamente. Isso é determinado por um sistema de controle e chaveamento, que mede a posição do rotor, e executa o chaveamento para sincronizar a rotação do rotor, com a do campo girante gerado pelas 3 fases dos enrolamentos do estator. As fases do estator estão defasadas geometricamente de 120 graus, o que implica no gráfico da figura 2, que mostra as correntes em função da posição angular do motor para as 3 fases.

Figura 2 – Exemplo da forma de onda das correntes para as 3 fases



Fonte: Elaborado pelo autor

As tensões não são constantes entre as trocas de fases devido ao PWM (*Pulse Width Modulation*). Ele é utilizado para controlar a potência transmitida ao motor e assim controlar a velocidade do rotor.

Como mencionado anteriormente, existe um sistema de controle que garante que a alimentação das fases seja executada corretamente. Para implementar esse sistema, é necessário um controlador (PI, por exemplo), e um inversor.

O controlador terá como entrada a velocidade de rotação (idealmente, instantânea) do motor e a velocidade de referência. Quando a primeira for maior que a segunda, será reduzido o *duty cycle* (razão cíclica) do PWM, e no caso contrário, será aumentado. Esta é uma forma de impor uma velocidade ao motor para torques de carga variados, ou mesmo trabalhar em diferentes velocidades, conforme a necessidade da aplicação.

O inversor terá como entrada a posição angular instantânea do rotor, e utilizará uma tabela ou outro mecanismo de inferência que determine quais fases deverão estar em aberto, alimentadas positivamente ou negativamente. Essa informação, combinada com o sinal do PWM, determina de fato quais chaves devem ser fechadas ou abertas num dado instante.

Na prática, a posição não é medida diretamente. Em determinadas posições do rotor, são gerados pulsos, que são usados para inferir a posição angular aproximada e também para medir a velocidade. Sendo assim, o controle não é capaz de reagir imediatamente a variações na carga, somente um número limitado de vezes por ciclo.

2.2.2 Cálculo da eficiência

A definição de eficiência é dada na equação (1),

$$\eta_{ele} = \frac{W_{sh}}{W} \quad (1)$$

onde W_{sh} é a potência mecânica no eixo e W é a potência de entrada. Pode-se definir as perdas de um motor como a diferença entre a potência elétrica (entrada) e a potência mecânica (saída). Essas perdas podem ser separadas entre perdas elétricas (chamadas frequentemente de perdas no cobre) e perdas magnéticas (também chamadas de perdas no ferro).

O primeiro tipo, por ser definido como as perdas por efeito Joule nos condutores, é de relativa fácil determinação, bastando conhecer a resistência dos enrolamentos e a corrente elétrica que flui através dos mesmos.

Em contraste, as perdas no ferro são divididas em 3 tipos: Perdas por histerese; Perdas por correntes de Foucault; e Perdas anômalas. Essas perdas não são trivialmente obtidas e existem diversos modelos na literatura com esse objetivo. Esse assunto será discutido adiante.

2.3 Controle de motor BLDC

Em (CHEN; WANG; REN, 2018), é detalhado o projeto de um sistema de controle para motor BLDC, incluindo o controlador, a modulação PWM e a máquina de estados. Esse sistema então é empregado em uma simulação envolvendo controle, inversor e motor.

O funcionamento da malha de controle pode ser esquematizado da seguinte forma:

- O erro é calculado como a diferença entre a rotação de referência e a rotação do motor
- Um controlador PI calcula o sinal de tensão de controle

- O inversor de três fases, com o sinal de tensão e o sinal de pulso, gerado por uma transformação a partir da posição angular do rotor, faz o chaveamento necessário, que alimenta o motor
- O rotor recebe um torque de carga.

2.3.1 Controlador

Como mencionado, é utilizado um controlador PI (proporcional integrador). A diferença entre a velocidade de referência e a velocidade do rotor é multiplicada por uma constante, e somada com a integração no tempo dessa diferença, multiplicada por outra constante. Essa soma é a saída do controlador, que é a razão cíclica da modulação PWM.

$$D = K_p E(t) + K_i \int E(t) \quad (2)$$

2.3.2 Modulação PWM

Essa técnica é usada para variar a potência entregue ao motor. Uma velocidade mais elevada exigirá uma razão cíclica maior por parte do PWM. É importante ressaltar que o sistema é composto por 6 chaves, e cada uma será chaveada no momento adequado, mas a cada ciclo o *duty cycle* será o mesmo para as 6.

2.3.3 Comutação

O giro do rotor é possível devido ao campo magnético girante, causado pela alimentação trifásica aplicada ao estator. No sistema de alimentação em estudo, foi optado por um método de comutação de 6 passos. De acordo com a posição angular do rotor, 2 das 6 chaves estarão fechadas, gerando correntes elétricas em diferentes enrolamentos do estator, assim produzindo o campo girante.

2.4 Compressores: Contextualização

Esse trabalho faz parte de um projeto de modelagem de todo o sistema de um compressor, buscando fazer análises de eficiência e confiabilidade, voltado a compressores com motores de velocidade variável e alta velocidade. Sendo assim, aqui é revisado um pouco sobre esse tema, mais ligado à outras áreas de conhecimento, mas importante para entender a aplicação.

Refrigeradores são sistemas cujo ciclo busca transmitir energia de uma fonte de baixa temperatura para um dissipador de alta temperatura. Segundo Jr., Ribeiro e Oliveira (2012), A técnica de refrigeração por compressão mecânica de vapor é a que exhibe maior coeficiente de performance para refrigeradores.

2.4.1 Aplicações de compressores miniaturizados

Motores de velocidades superiores permitem a construção de compressores menores. Jr., Ribeiro e Oliveira (2012) aponta que tradicionalmente compressores são utilizados em diversos segmentos industriais, e somente na última década se tornaram possíveis aplicações *mesoscale*¹ com eficiência e robustez aceitáveis. As aplicações apontadas em (JR.; RIBEIRO; OLIVEIRA, 2012) e (CARTER *et al.*, 1999) são:

- **Resfriamento de processadores:** Uma dificuldade no projeto e uso de processadores é a dissipação de calor. Frequências de operação elevadas, somado à densidade de componentes, tornam cada vez mais crítico esse ponto. Manter uma determinada faixa de temperatura é necessário para a velocidade de processamento e vida útil dos componentes.
- **Resfriamento pessoal:** Carter *et al.* (1999) propõe uma jaqueta com sistema de refrigeração para uso pessoal, com aplicações médicas, militares e também para conforto.

2.4.2 Problemas relacionados à alta velocidade

No projeto de motores de ímãs permanentes de alta velocidade, existem pelo menos dois aspectos extras à se atentar. Primeiramente, a fixação dos ímãs (no caso de rotor interno) é crítica, devido a força centrífuga aumentada em relação ao uso em baixa velocidade ((GIESEL, 2007)). Além disso, como apontado em (MILLER, 1989), os ímãs apresentam uma faixa de temperatura de operação. Temperaturas mais altas podem causar a desmagnetização do mesmo.

2.4.3 Modelos de Simulação de compressores

O texto Silva (2022) realiza uma análise extensiva da simulação de um compressor, com ênfase nas questões mecânicas. O modelo utilizado nesse trabalho utiliza um modelo simplificado de motor, que considera apenas sua curva torque / velocidade. Em suas sugestões, ele aponta que

Todas as análises realizadas nesta dissertação não consideram a interação entre o motor e o ciclo de compressão². Um modelo para o motor poderia quantificar o efeito dessa interação sobre a eficiência do motor e, assim, sobre o perfil térmico do compressor.

¹ Aplicações *mesoscale* podem ser definidas como aquelas em que o comprimento típico se encontra entre frações de milímetro e dezenas de metros

² A carga mecânica varia ao longo de um ciclo, devido a natureza física do funcionamento do compressor

2.5 Modelagem de compressor com motor de indução

Essa seção reúne, de forma resumida, o trabalho de (DUTRA, 2016), no que se refere as partes mais relevantes ao presente texto. Nele, o autor buscou o acoplamento de três modelos específicos: Termodinâmico, térmico e elétrico, considerando um motor de indução monofásico. Para a modelagem do motor de indução, foram avaliados dois modelos: Um baseado no conceito de circuito equivalente e o outro em circuitos magneticamente acoplados.

O autor divide as perdas do motor de indução entre *fixas* e *variáveis com a carga*, sendo que as do primeiro tipo dependem da tensão e frequência de alimentação, enquanto as do segundo tipo são as perdas por efeito Joule que dependem da corrente elétrica. Ainda existem as perdas anômalas, que em geral são pouco representativas.

A definição de eficiência elétrica é dada por (DUTRA, 2016):

$$\eta_{ele} = \frac{W_{sh}}{W} \quad (3)$$

Ou seja, a razão entre a potência de eixo e a potência elétrica consumida.

O autor ainda destaca que a eficiência elétrica varia com o torque da carga e a temperatura do motor. A dependência com a temperatura é devida ao aumento da resistividade elétrica do material do enrolamento com o aumento da temperatura. No estudo em questão, a eficiência do motor mostrou redução de 1% para cada aumento de 20°C na temperatura.

Como visto em outras referências, o autor também aponta a questão da redução das dimensões do motor:

...

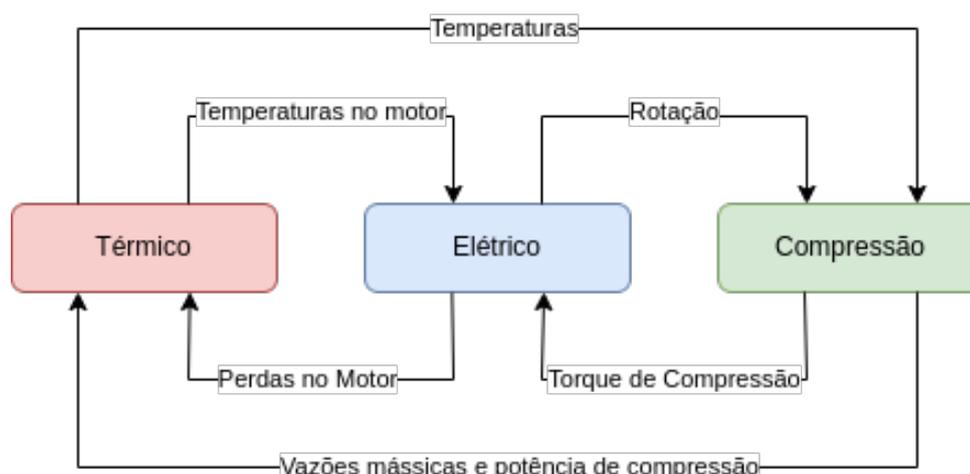
observa-se uma tendência de redução de custos de fabricação impulsionada pela competitividade de mercado. Os fabricantes têm reduzido significativamente a quantidade de matéria-prima, tornando seus produtos cada vez menores. Entretanto, a redução das dimensões do compressor resulta no aumento de temperatura de seus componentes, inclusive do motor, que é um dos parâmetros críticos relacionados à confiabilidade.

2.5.1 Esquematização do modelo integrado

A integração dos modelos mencionados anteriormente (térmico, elétrico e compressão) é feita com a seguinte troca de dados (conforme ilustra a figura 3):

- Modelo térmico recebe perdas do motor, e do modelo de compressão recebe as vazões mássicas e potência de compressão;
- Modelo elétrico recebe as temperaturas do modelo térmico, e o torque do modelo de compressão;
- Modelo de compressão recebe a rotação do motor, e as temperaturas do modelo térmico.

Figura 3 – Esquema do modelo integrado



Fonte: Elaborado pelo autor

2.5.2 Modelo elétrico simplificado

Esse modelo consiste em um circuito equivalente, um modelo analítico construído a partir de aspectos construtivos do motor, e calcula-se os parâmetros de desempenho do motor (corrente, torque e eficiência) através da resolução do circuito e posteriores cálculos. O circuito representa o funcionamento do motor em regime permanente. O circuito consiste de impedâncias referentes ao enrolamento do estador, do rotor, e à magnetização.

Nota-se que esse método não permite o cálculo das perdas magnéticas diretamente. Para cálculo das perdas magnéticas no estator (as do rotor foram desprezadas), o autor usou o método empregado por (STEPINA, 2003), uma estimativa analítica:

$$Q_{core} = \sum_{i=1}^q kaB_i^b \left(\frac{f_e}{50} \right) m_i \quad (4)$$

Portanto depende da indução magnética B_i , das constantes a e b associados a aspectos construtivos do estator, e da massa m_i , sendo i o índice de cada parte do núcleo dividida para análise. O coeficiente k foi adicionado por (DUTRA, 2016) para calibrar a equação para o torque de carga específico da aplicação.

A estimativa do valor da indução magnética B exige uma série de cálculos que consideram a geometria do estator e as características dos materiais.

Os parâmetros do circuito equivalente (resistências e reatâncias dos enrolamentos do rotor e estator) podem ser obtidos por métodos experimentais, numéricos ou analíticos, e (DUTRA, 2016) utilizou estimativas baseadas em relações de outros autores. Isso possibilitou praticidade e baixo custo computacional em relação às alternativas que poderiam apresentar mais precisão. Para aplicar as relações mencionadas foram novamente utilizados parâmetros geométricos e outros aspectos construtivos do estator e do rotor.

O modelo apresentou bons resultados de validação, mas possui limitações (além das aproximações adotadas), como a impossibilidade de sua aplicação para motores de indução

com uso de capacitor permanente (DUTRA, 2016).

2.5.3 Modelo Elétrico Geral

Como alternativa, Dutra (2016) ainda propõe outro modelo mais sofisticado, chamado de *Modelo Elétrico Geral* (MEG). A abordagem faz algumas hipóteses simplificadoras: Somente é considerada a componente harmônica principal da força magnetomotriz no entreferro, efeitos de saturação são considerados através de um fator de correção para as indutâncias, as perdas no núcleo são modeladas por resistores acoplados magneticamente (resistências dependentes do fluxo magnético do entreferro), e o efeito pelicular nas barras do rotor é desprezado.

2.5.4 Conclusões e sugestões

Dutra (2016) aponta que o modelo de circuito simplificado é mais apropriado para motores monofásicos bifásicos³. Ele ainda enfatiza que a precisão do cálculo das correntes é importante para a acurácia de todos os modelos, pois afeta a temperatura significativamente. Para trabalhos futuros, Dutra (2016) sugere, entre outras coisas, aprimorar a determinação dos parâmetros elétricos do circuito equivalente. Uma possibilidade é utilizar mais de um ponto experimental para calibração, ou usar outros métodos. Ele também sugere aplicar a metodologia para compressores com motor de ímãs permanentes, que, de forma aproximada, é o escopo que envolve o presente trabalho. Outro ponto de melhoria é desenvolver um modelo integrado que preveja o sobreaquecimento durante transientes.

2.6 Simulação utilizando elementos finitos

Essa seção reúne alguns trabalhos que utilizaram a técnica de elementos finitos para análise de motores BLDC.

2.6.1 Simulação de motor de ímãs permanentes de Ciurys

Em (CIURYS, 2017), é apresentado um modelo de motor de ímãs permanentes utilizado como bomba de palhetas. Nesse trabalho, o objetivo foi desenvolver um modelo que contemple todo o sistema: Rede elétrica monofásica, conversor, e motor BLDC de ímãs permanentes, e determinar as formas de onda para regime permanente e transitório. Para tal foi usado o software ANSYS Maxwell, consistindo de uma parte de circuito e outra de campos.

Para a elaboração do modelo de campos, foram consideradas as dimensões do circuito magnético do motor, direção da magnetização dos ímãs, as características da mesma e a condutividade das lâminas do estator e do rotor. Também foram levadas em conta as características de desmagnetização e a condutividade dos ímãs, e as perdas no estator e rotor.

³ Aqui, (DUTRA, 2016) se refere ao capacitor do motor (monofásico) estar permanentemente ligado ao circuito do motor, ou apenas usado durante a partida.

Já o circuito compreende os seguintes aspectos: Forma de onda da rede elétrica, sua resistência e indutância; parâmetros do conversor, que compreende um retificador e um inversor; Resistência e indutância dos enrolamentos do estator; A comutação das fases; E o método de controle por PWM. Também foi limitado o valor máximo de corrente instantânea por fase, de forma a evitar a desmagnetização dos ímãs. Isso é feito pelo desligamento das tensões quando a medida de corrente chega em um determinado limiar.

Foram realizadas simulações para velocidades de 500 a 3000 RPM. Segundo Ciurys (2017), o modelo é “útil para análise fenômenos eletromagnéticos no motor”. A verificação experimental não pode ser realizada e seria assunto de outra publicação.

2.6.2 Hiremath

O trabalho de Hiremath e Sridhara (2017) é voltado a utilizar elementos finitos para determinação da concatenação de fluxo magnético, back EMF, e torque elétrico produzido pelo motor. Para tal é utilizado o software FEMM⁴. A estrutura geométrica do motor é modelada nesse programa, e inicialmente é simulado em aberto, para determinar a back EMF produzida pelos ímãs.

Conforme explicado em (HIREMATH; SRIDHARA, 2017), é necessário que a corrente nos enrolamentos do estator seja aplicada com atraso de 30° em relação ao instante que a EMF induzida passa pelo ponto de zero. A determinação da forma de onda em função da posição angular do rotor é feita utilizando a série de Fourier discreta. Primeiramente, o fluxo concatenado é expresso como função da posição do rotor usando a série exponencial de Fourier.

$$\lambda(\theta_m) = \sum_{k=1}^N X(k)e^{jk\theta_m} \quad (5)$$

$X(k)$ é o coeficiente da transformada discreta de Fourier aplicando a mesma em amostras discretas do fluxo em diferentes posições angulares, sendo k associado a k -ésima harmônica do fluxo. Então, a EMF é calculada como função da posição do rotor:

$$E(\theta_m) = -j\omega_m \sum_{k=1}^N kX(k)e^{jk\theta_m} \quad (6)$$

Essa equação depende da velocidade angular ω_m do motor.

O torque desenvolvido é obtido por um bloco do software utilizado que calcula pelo “tensor de estresse”.

2.6.3 Comentários de Nekoubin e Pandey

Nekoubin (2011) realiza a análise para um motor BLDC monofásico, avaliando o efeito para diferentes estruturas de estator com o motor em plena carga. Ele também estuda a influência do ângulo de chaveamento.

⁴ Software livre de cálculo de elementos finitos

Em sua revisão sobre os motores BLDC, ele diz que métodos numéricos, como elementos finitos, podem ser utilizados para determinar a força eletromotriz, a indutância dos enrolamentos, o espectro de frequência das forças magnéticas, o torque, e outros aspectos relacionados aos ímãs.

Em (PANDEY; TRIPATHI; DWIVEDI, 2017), a análise por elementos finitos é realizada usando o software SPEED. O motor considerado possui dois polos. Segundo o autor, o modelo analítico apresentado por ele tem casos de uso, mas a análise do campo magnético por elementos finitos é “de longe o mais poderoso”. Ele é capaz de computar os detalhes geométricos e distribuições arbitrária de condutores e padrões de magnetização. Essas especificidades são importantes, pois possibilitam a melhoria da performance e custo, e também porque afetam o ruído sonoro e ondulações no torque produzido.

A diferença entre o cálculo analítico e o numérico (usando elementos finitos) é evidente, por exemplo, no cálculo do fluxo magnético. O efeito das aberturas nas ranhuras do estator é visível na comparação entre os dois.

2.7 Cálculo de perdas magnéticas

A determinação precisa da potência dissipada nos ímãs e no ferro de dispositivos eletromagnéticos é objeto de estudo de diversos autores. Na tese de (BATISTELA, 2001) é feita uma análise extensa desse assunto e será usada como base.

2.7.1 Perdas por correntes de Foucault

Definidas como a potência dissipada por efeito Joule devidas às correntes elétricas induzidas nas lâminas de aço, por conta da variação de indução magnética. As equações que regem esse fenômeno são as seguintes:

$$P_f = \iiint_V \sigma E^2 dV \quad (7)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (8)$$

$$\text{div} \vec{J} = 0 \quad (9)$$

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (10)$$

É por conta dessas perdas que o estator é construído com lâminas, empilhadas na direção de variação de fluxo magnético. Considerando essa topologia, pode-se trabalhar essas equações para chegar em:

$$P_f = \frac{\sigma d^2}{12m_v T} \int_0^T \left(\frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 dt \quad (11)$$

Que é a perda média no ferro por correntes de Foucault, desprezando as correntes no eixo de empilhamento. Uma equação que permite o cálculo de maneira mais direta é citada em

(BOGLIETTI *et al.*, 2010):

$$P_f = bf^2(B_p)^2 \quad (12)$$

Onde B_p é a indução de pico e b é um coeficiente relacionado ao material obtido por experimentos usando o quadro de epstein⁵.

2.7.2 Perdas por histerese

Essas são devido as propriedades magnéticas dos materiais, e independem da frequência. O que determina essas perdas, em uma abstração de mais alto nível, é somente o valor máximo da indução durante a operação do dispositivo.

A equação de Steinmetz é uma fórmula empírica frequentemente utilizada para cálculo das perdas por histerese:

$$P_h = \eta_{st}(B_m)^{\alpha_{st}} \quad (13)$$

As constantes η_{st} e α_{st} são chamadas de coeficiente e expoente de Steinmetz, respectivamente. Essa fórmula foi validada até certos valores de indução em diversos experimentos.

2.7.3 Perdas anômalas

A descrição detalhada das perdas anômalas (também chamadas de excedentes, ou de perdas “por excesso”) foge do escopo desse trabalho, bastando saber que elas existem e não são desprezíveis. Esse é um fenômeno físico cuja compreensão ainda está mais atrasada em comparação com as outras.

2.7.4 Perdas no ferro sob tensão PWM

Tradicionalmente, os dispositivos eletromagnéticos eram usados com excitações senoidais, e os cálculos de perda permitiam uma série de considerações simplificadoras. No entanto, com a evolução da eletrônica de potência e alimentações pulsantes, as perdas no ferro aumentam, dependendo da taxa de distorção do fluxo magnético. Uma abordagem encontrada na literatura (BATISTELA, 2001) é partir das equações de perda para regime senoidal, e introduzir um coeficiente do fator de forma F_c , que depende da frequência de comutação e tempo de condução (τ).

$$F_c = \frac{2}{\pi\sqrt{f}\sqrt{\tau}} \quad (14)$$

A equação de perdas totais por massa no ferro então é

$$W_{tot}(f, F_c) = W_h + F_c^2 \left(\frac{f}{f_0} \right) k_c B_m^2 + F_c \sqrt{\frac{f}{f_0}} k_e B_m^{1,5} \quad (15)$$

Onde f é a frequência de comutação e f_0 é a frequência do regime senoidal (por exemplo, 50Hz).

⁵ Esse é um dispositivo padronizado para medir e assim caracterizar os materiais ferromagnéticos

3 Desenvolvimento

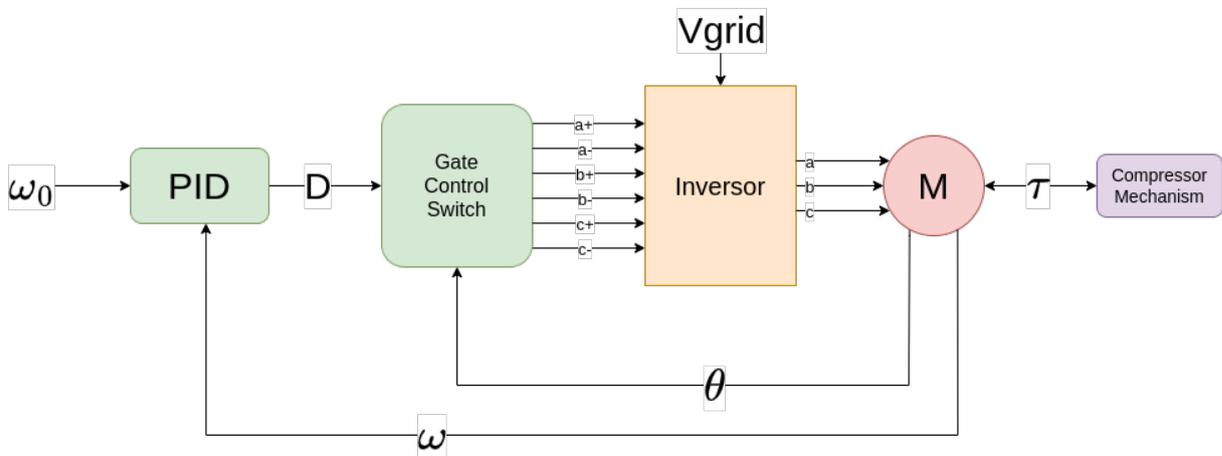
3.1 Simulação de motor de ímãs permanentes

Considerando o funcionamento do motor descrito anteriormente, a simulação deve levar em conta as seguintes condições de contorno:

- Velocidade de referência (imposta pelo sistema de refrigeração)
- Torque de carga (Uma combinação de fatores associados ao compressor)

As saídas do modelo são o torque elétrico produzido e a velocidade do rotor. Na figura 4, é apresentado um esquema do modelo.

Figura 4 – Esquema simplificado do modelo



Fonte: Elaborado pelo autor

3.1.1 Controle

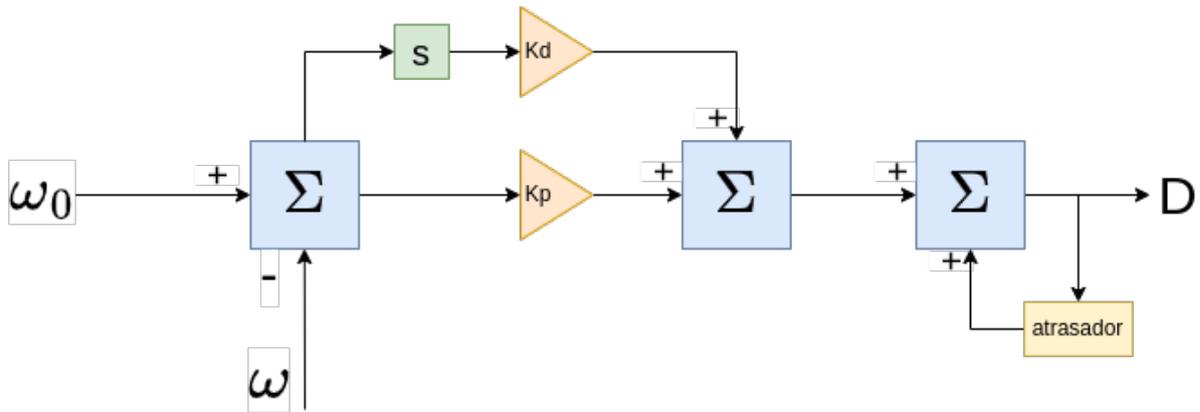
O controlador utilizado foi um tipo PD, e os parâmetros K_d e K_p foram otimizados empiricamente. Poderia ter sido escolhido um controlador PI também, mas o PD implementado já cumpriu o seu propósito para a análise. Além disso, foi adicionado um acumulador (atrasador e somador) de forma a causar alterações incrementais no *duty cycle* que é a saída do controle. Como a medida real de velocidade só pode ser efetuada um número limitado de vezes por ciclo, o controle só atua uma vez por ciclo, baseado na velocidade média do último ciclo.

Um esquema simplificado do sistema de controle é apresentado na figura 5.

3.1.2 Modulação PWM e comutação

O sistema de controle tem como saída o valor de *Duty Cycle*, isto é, a fração de tempo que a chave fica fechada em um ciclo do inversor. No esquema da figura 6, o bloco PWM é responsável por enviar um sinal na frequência de comutação (ordem de kHz). O bloco *Gate*

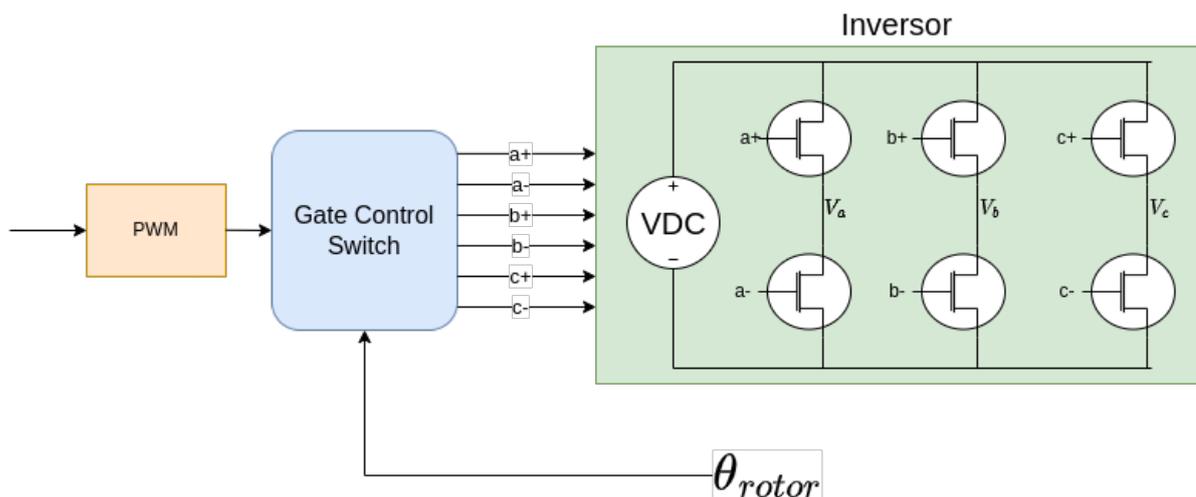
Figura 5 – Esquema simplificado do controlador



Fonte: Elaborado pelo autor

Control Signal determina quais chaves devem estar fechadas e abertas em função do ângulo do rotor e do PWM, e o inversor é simplificado como o arranjo de 6 chaves para uma tensão contínua de 290V. O retificador não foi incluído no modelo, mas na prática também afetaria a eficiência do sistema como um todo. O chaveamento do inversor também acarreta em perdas, pois os transistores possuem perdas Joule de comutação e condução, mas essas não serão abordadas aqui. Um trabalho mais aprofundado deve considerá-las, mas nesse caso a eficiência será calculada em relação a potência de saída do inversor.

Figura 6 – Esquema simplificado do PWM e Comutação



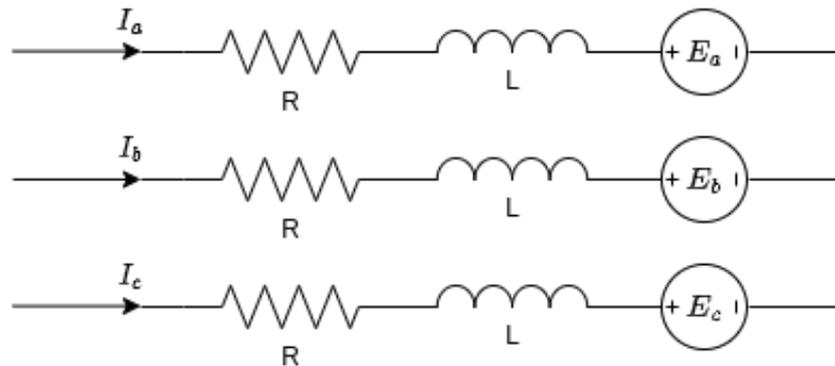
Fonte: Elaborado pelo autor

3.1.3 Circuito equivalente da máquina de ímãs permanentes

Para a simulação da máquina sem perdas no ferro, foi utilizado um circuito equivalente como o da figura 7. Os parâmetros R , L , e a força eletromotriz foram obtidos da fabricante do

motor. A força eletromotriz é obtida por um ensaio de circuito aberto. Aplicando uma rotação de velocidade constante ω no rotor, pode-se medir a forma de onda em cada fase utilizando um osciloscópio. O resultado é mostrado na discussão sobre a mesma na seção 3.2.1.

Figura 7 – Circuito equivalente da máquina de ímãs permanentes



Fonte: Elaborado pelo autor

A potência entregue ao eixo é calculada como:

$$P = E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c \quad (16)$$

Por fim, o torque elétrico resultante é:

$$\tau = \frac{P}{\omega} \quad (17)$$

Sendo ω a velocidade angular instantânea.

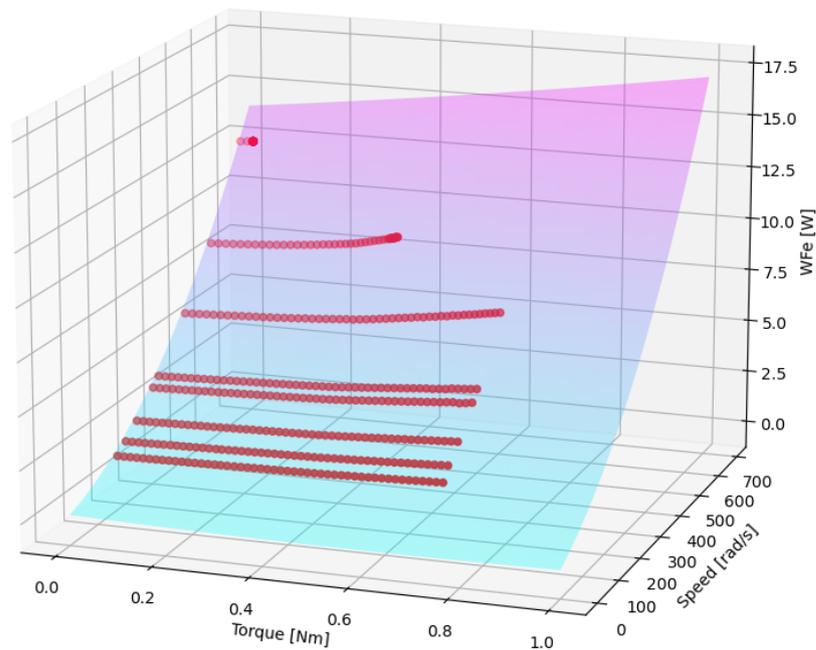
3.1.3.1 Cálculo de perdas magnéticas

O circuito apresentado anteriormente leva em conta somente as perdas ôhmicas nos enrolamentos do estator, desconsiderando as perdas no ferro. Para tal, foi utilizado a seguinte abordagem:

- Identificou-se que as perdas no ferro apresentam forte correlação com a velocidade e o torque do eixo
- Foram obtidas tabelas da fabricante. Cada tabela apresenta, para uma dada velocidade, a potência perdida no ferro em função do torque elétrico no eixo. A elaboração dessa tabela depende de uma simulação parametrizada por dados experimentais.
- Foi feita uma regressão polinomial de segundo grau para aproximar as perdas em função da velocidade e torque. Isso traz versalidade em relação ao uso da tabela diretamente, pois pode ser usada para qualquer velocidade intermediária. A regressão foi feita utilizando pesos maiores para perdas menores, assim reduzindo o erro relativo (em contra-partida, aumentando o erro absoluto). A regressão é ilustrada na figura 8.

- Essa regressão foi incorporada ao modelo, de forma a descontar o valor da perda da potência de entrada (equação (16)).

Figura 8 – Pontos de perda no ferro (vermelho) e regressão linear obtida (azul/roxo)



Fonte: Elaborado pelo autor

A equação (16) então é alterada para:

$$P = E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c - P_{fe}(\tau, \omega) \quad (18)$$

Onde P_{fe} são as perdas no ferro (todos os tipos).

3.1.3.2 Perdas no cobre

Na potência da equação (18) já estão descontadas as perdas ôhmicas, que podem ser obtidas trivialmente pela equação:

$$P_{cu} = RI_a^2 + RI_b^2 + RI_c^2 \quad (19)$$

No entanto, esse equacionamento é impreciso pois a resistência dos enrolamentos não é constante. Ela tem influência da temperatura, que varia ao longo do funcionamento do motor, o que foi desconsiderado no modelo.

3.1.4 Potências e perdas médias

Para efeitos de análise, o interesse é nos valores médios, e por conta da comutação em frequência a potência instantânea é de difícil interpretação, é feita a integração ao longo de um ciclo:

$$P_{med} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t(\theta=0)}^{t(\theta=2\pi)} P dt \quad (20)$$

3.1.5 Concepção de um novo modelo de máquina

O circuito equivalente apresentado na seção 3.1.3 apresenta algumas limitações, entre elas: Utiliza uma força eletromotriz que depende apenas do ângulo e da velocidade do rotor, impossibilitando testar variações de design; Depende de dados obtidos experimentalmente;

Esses aspectos do modelo limitam sua utilização no contexto do projeto de motores, bem como para simular motores com parâmetros ligeiramente diferentes do apresentado. No mais, a exatidão desse modelo será avaliada mais a frente nesse texto e comparada com outra abordagem.

Tendo isto em vista, uma abordagem para tornar o modelo mais flexível e fiel à realidade é utilizar o método de elementos finitos para obter grandezas específicas da máquina de ímãs permanentes, descrito na próxima seção. Por exemplo, a tabela de perdas mencionada anteriormente pode ser gerada com este modelo.

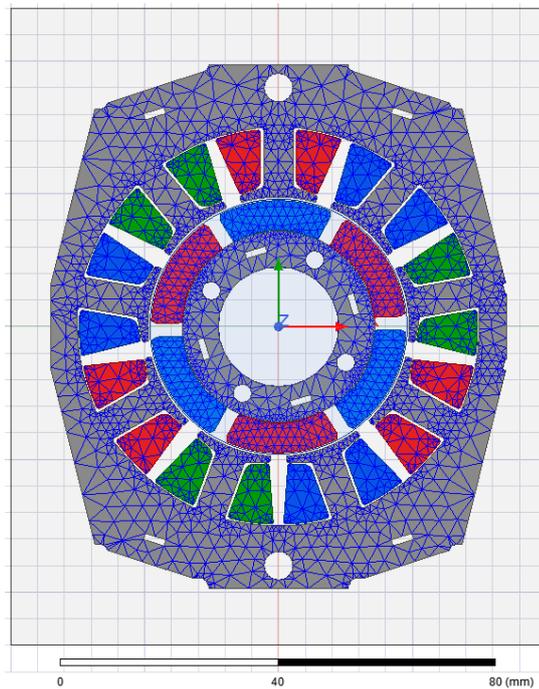
3.2 Modelo de elementos finitos

Foi utilizado o CAD e parâmetros do motor fornecidos pela fabricante, e um modelo foi implementado utilizando o software Ansys Maxwell. Por razões de custo computacional, foi utilizado um modelo de duas dimensões espaciais (ver figura 9). Isso certamente afeta os resultados, pois a geometria do motor apresenta atributos longitudinais como pode ser visto no CAD da figura 1. A relevância dessa aproximação pode ser analisada em trabalhos futuros.

Os parâmetros utilizados para esse modelo foram:

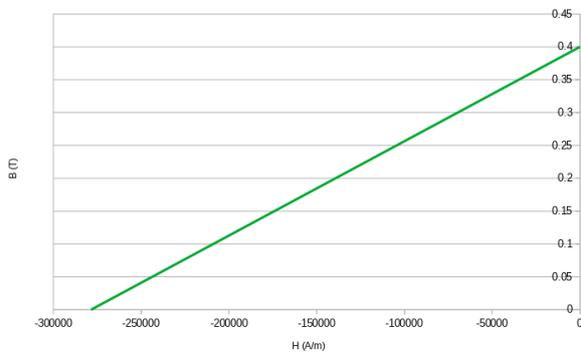
- Número de espiras por ranhura do estator ($N = 218$)
- Curva BH dos ímãs (conforme figura 10)
- Espessura das lâminas ($0,5mm$)
- Especificação do aço do estator (grade E125), que contempla a condutividade, coeficientes de perda, e curva BH (figura 11)

Figura 9 – Geometria 2D utilizada na simulação de elementos finitos



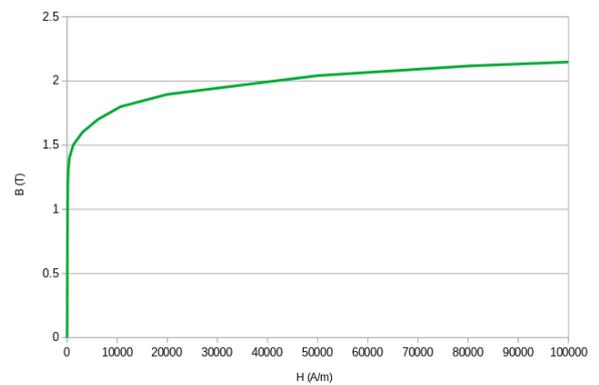
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 10 – Curva BH dos ímãs



Fonte: Tabelado por GRANTA Producers Materials Data for Simulation

Figura 11 – Curva BH do aço do rotor e estator

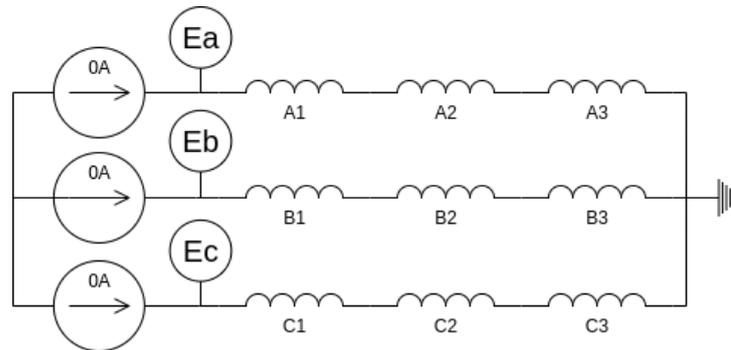


Fonte: Tabelado por GRANTA Producers Materials Data for Simulation

3.2.1 Obtenção da curva da força eletromotriz

Para a obtenção da curva da força eletromotriz, é utilizado a configuração de circuito aberto. O circuito associado as bobinas do estator é visto na figura 12. As demais simulações foram realizadas com um circuito de alimentação equivalente ao esquema da figura 6. Cada fase possui 3 ranhuras, correspondentes a 3 enrolamentos em série.

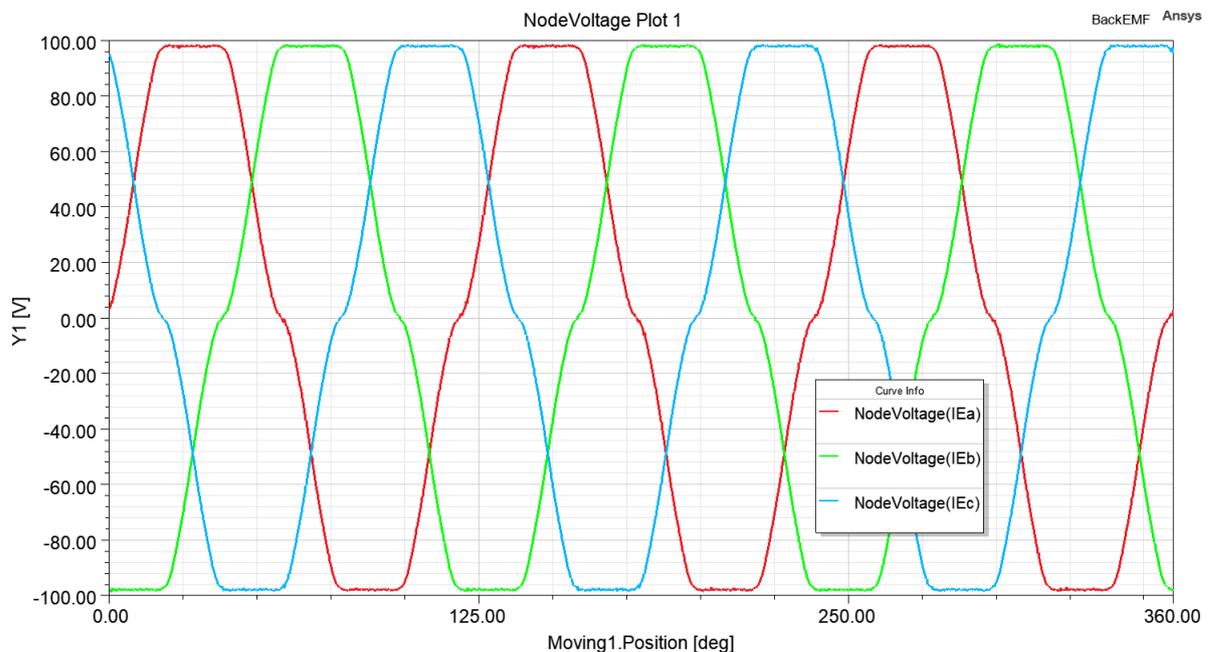
Figura 12 – Circuito associado às bobinas para obtenção da força eletromotriz



Fonte: Elaborado pelo autor

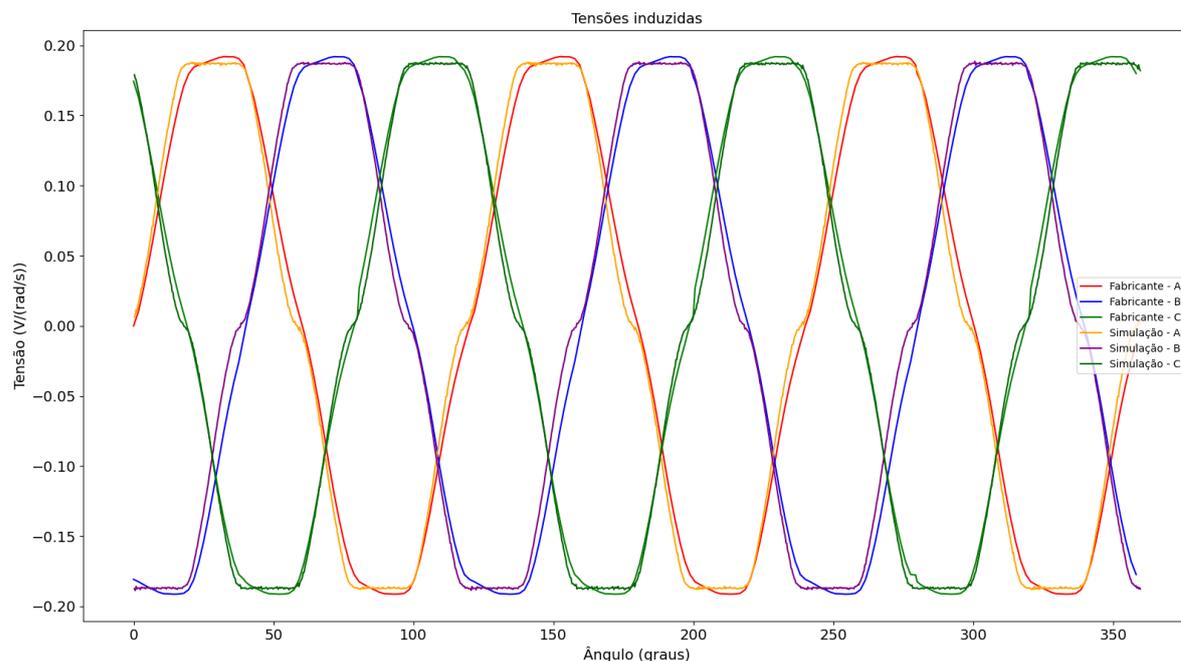
A força eletromotriz é a tensão induzida pelos ímãs nos enrolamentos pela variação de campo magnético gerado pela rotação dos mesmos. Sendo assim, ela é proporcional a velocidade de rotação do motor, portanto depende do ângulo do rotor e da velocidade de rotação. Fazendo a simulação para $\omega = 5000RPM$ obtemos as tensões da figura 13. Para normalizar essas formas de onda, divide-se as mesmas pela velocidade (nesse caso, $5000RPM$). Isso permite utilizá-las em outros modelos, bastando multiplicar as mesmas pela velocidade instantânea do rotor. O gráfico da figura 14 mostra às formas de onda da força eletromotriz normalizada tabelada pela fabricante do motor, em comparação com aquela obtida pela simulação de elementos finitos.

Figura 13 – Força eletromotriz obtida para $\omega = 5000RPM$



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 14 – Comparação das forças eletromotrizes normalizadas



Fonte: Elaborado pelo autor

3.2.2 Indutâncias

O gráfico da figura 15 mostra as indutâncias associadas a uma das bobinas da fase a , que apresentam uma pequena ondulação ao longo do ciclo. Nota-se que é inferida não somente a indutância própria, mas as mútuas em relação as outras 8 bobinas, e estas não são desprezíveis. Esse é um fenômeno contemplado pelo modelo de elementos finitos que não aparece na abordagem da seção anterior. No entanto, é algo que ainda não pôde ser validado experimentalmente. Essas indutâncias mútuas podem ser adicionadas no modelo de circuito equivalentes.

Os gráficos das demais indutâncias são idênticos (a menos de erros numéricos), portanto fazendo a associação série, considerando o valor médio para cada fase obtemos

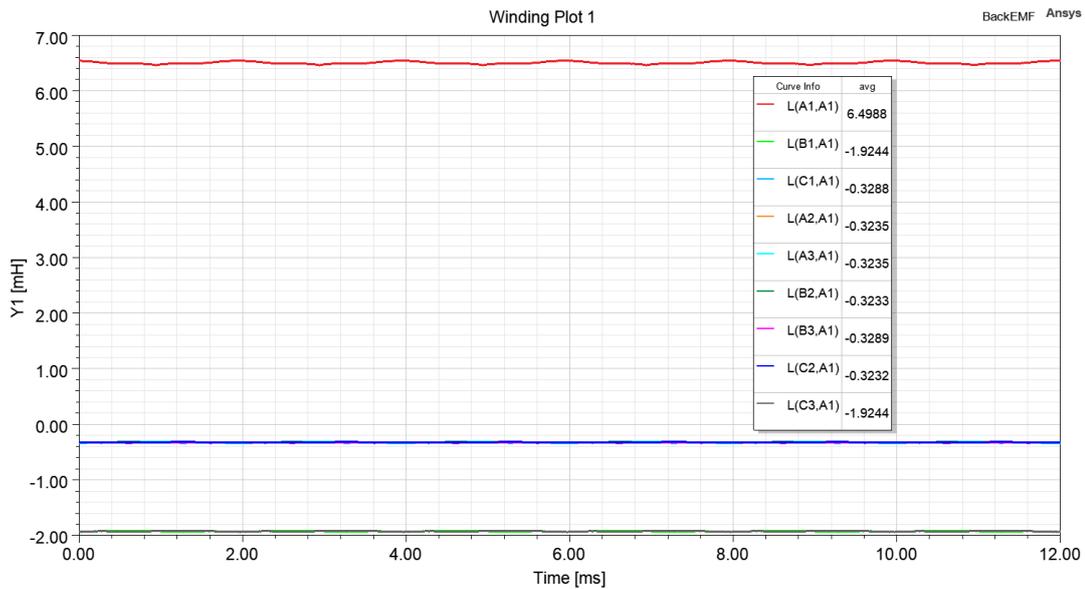
$$L_{phase} = 19,5mH \quad (21)$$

que é razoavelmente próxima da indutância própria informada pela fabricante ($20mH$).

3.2.3 Pontos de operação

Foram coletados dados experimentais para as velocidades de 1800, 2800, 3000, 4000 e 5000 RPM. Para cada uma dessas velocidades, foi feito um teste com torque de carga de 0,0981, 0,1962, 0,2943 e 0,3924 N.m, torques médios típicos da operação do compressor. Esses testes foram conduzidos pela fabricante do motor, que utilizou um dinamômetro para impor os torques de carga. Também foram medidas as correntes eficazes.

Figura 15 – Indutâncias associadas a uma das bobinas da fase A



Fonte: Elaborado pelo autor

Anteriormente, foi mencionado que a carga do motor varia ao longo de um ciclo de compressão, o que altera a velocidade instantânea do rotor. Como as perdas não são lineares em relação a velocidade, usar um torque constante durante a simulação e testes do motor pode afetar a validade dos mesmos perante a aplicação. Feito esse comentário, nesse trabalho esse aspecto não foi considerado.

3.2.4 Cálculo de perdas magnéticas

Para o cálculo de perdas magnéticas, o software utiliza formulações simplificadas:

$$P_f = k_c f^2 B^2 \quad (22)$$

$$P_h = k_h f B^2 \quad (23)$$

$$P_e = k_e f^{1,5} B^{1,5} \quad (24)$$

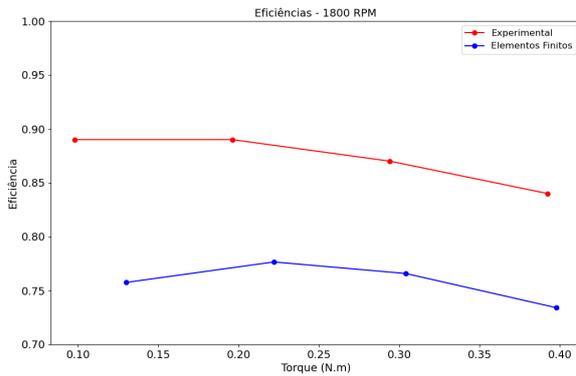
Onde P_f , P_h e P_e se referem a perdas por correntes de Foucault, perdas por histerese e perdas por excesso, respectivamente. Os valores dos coeficientes para o aço em questão são: $K_h = 219,033$, $K_c = 0,641627$ e $K_e = 4,6532$.

Ao realizar uma simulação preliminar, os resultados de eficiência para o modelo de elementos finitos foram muito baixos, conforme mostram as figuras 16 a 24. Para as simulações de elementos finitos, pela ausência de sistema de controle, o torque não converge para exatamente os mesmos valores das outras simulações.

3.2.5 Gráficos separados por velocidade

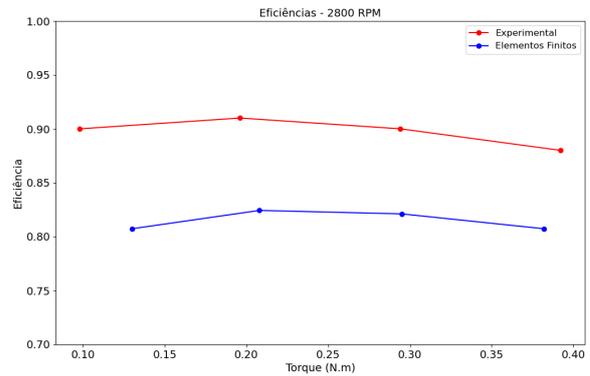
Nos gráficos das figuras 16 a 20 são exibidos os resultados de eficiência preliminares, separados por velocidade.

Figura 16 – Eficiência - 1800 RPM



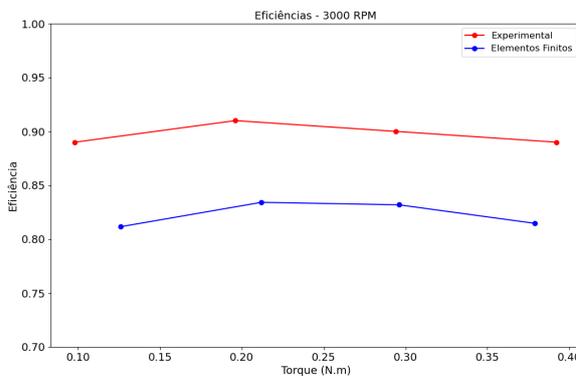
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 17 – Eficiência - 2800 RPM



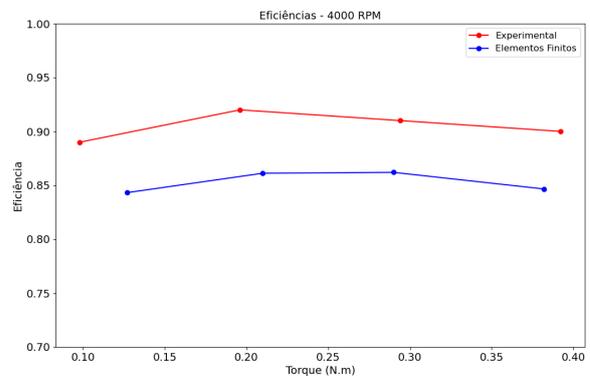
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 18 – Eficiência - 3000 RPM



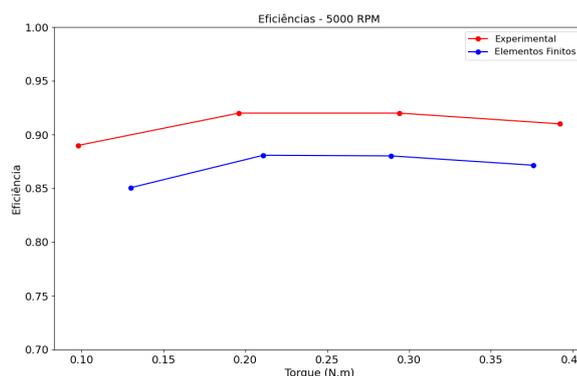
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 19 – Eficiência - 4000 RPM



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 20 – Eficiência - 5000 RPM

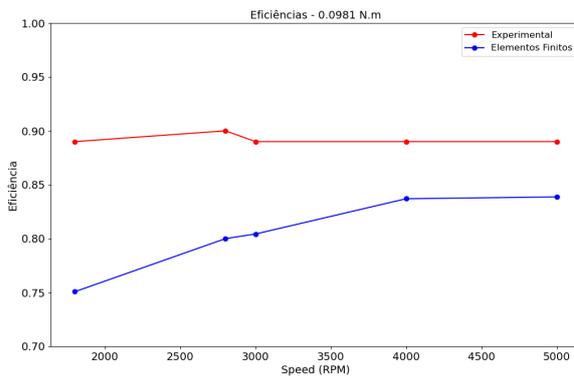


Fonte: Elaborado pelo autor

3.2.6 Gráficos separados por torque

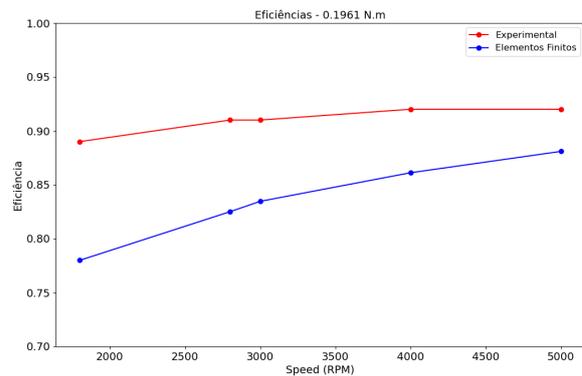
Nos gráficos das figuras 21 a 24 são exibidos os resultados de eficiência preliminares, separados por torque.

Figura 21 – Eficiência - 0,0981 N.m



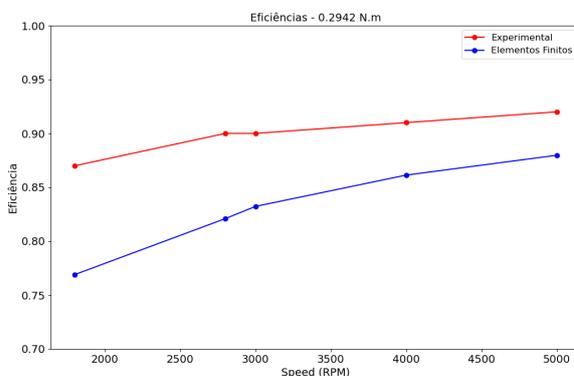
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 22 – Eficiência - 0,1961 N.m



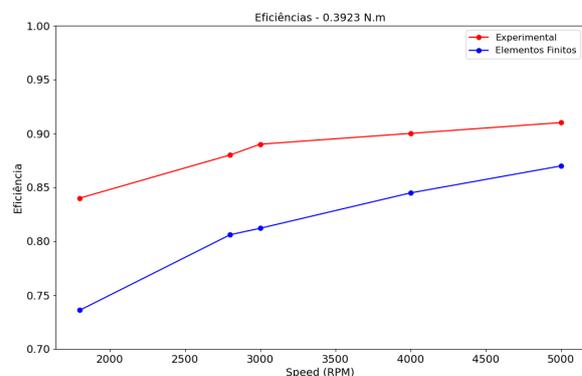
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 23 – Eficiência - 0,2942 N.m



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 24 – Eficiência - 0,3923 N.m



Fonte: Elaborado pelo autor

3.2.6.1 Análise sobre resultados preliminares

Como observado, os resultados mostram eficiências muito baixas para o modelo de elementos finitos. A investigação do problema demonstrou que a causa era o passo de tempo da simulação, que estava muito elevado e causando distorções no cálculo de perdas magnéticas, superestimando as mesmas. Ao reduzir o passo por um fator de 5, os valores obtidos foram mais razoáveis, e serão exibidos na seção de resultados. No entanto, isso exigiu reduzir o número de casos simulados, pois o tempo de simulação aumentou consideravelmente. As simulações mostram um comportamento similar ao observado experimentalmente. Em particular, nota-se um aumento da eficiência com a velocidade para um torque constante.

3.3 Simulação de transiente mecânico

As simulações realizadas para obter a eficiência do motor foram feitas para regime permanente, considerando uma velocidade angular e torque de carga constante. Para complementar a análise, foi ainda realizada uma simulação considerando o transiente mecânico, com torque de carga constante, partindo de velocidade angular nula até atingir o regime

permanente.

Para essa simulação, foi utilizado razão cíclica 1, de forma a entregar o máximo de potência possível ao motor. Com isso, pode-se usar um passo de tempo maior, pois não ocorre chaveamento em frequência, o que reduz substancialmente o custo computacional. Portanto, essa simulação ilustra como um modelo de elementos finitos pode ser usado para determinar a velocidade máxima de um motor, pressupondo uma modelagem adequada para a faixa de operação em questão.

Outro propósito desse teste é verificar qualitativamente o funcionamento do modelo, analisando o comportamento das principais grandezas físicas do sistema. Os resultados estão na seção 4.3.

3.4 Sobre as simulações

Todas as simulações foram realizadas em computadores de uso pessoal. Cada simulação de circuito equivalente demorou cerca de 20 minutos, a depender do número de ciclos. Já as simulações de elementos finitos, para apenas pouco mais de um ciclo, levaram entre 2 e 5 horas, a depender da velocidade de rotação, para cada ponto de operação.

4 Resultados

4.1 Eficiência

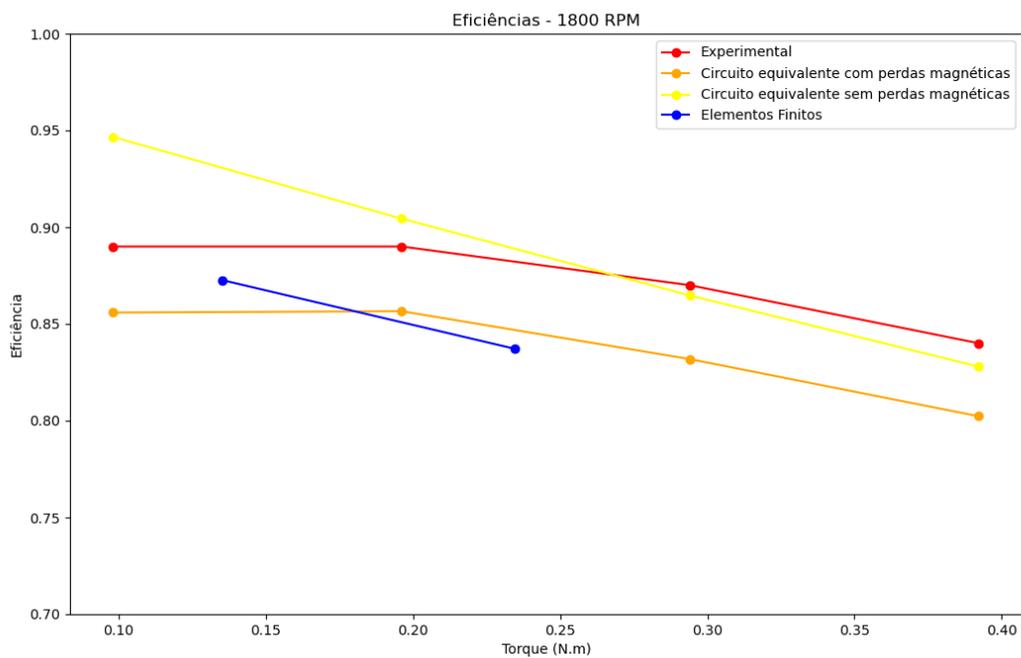
4.1.1 Gráficos separados por velocidade

Nos gráficos das figuras 25 a 29 são exibidos os resultados de eficiência para os pontos de operação separados por velocidade.

4.1.2 Gráficos separados por torque

Nos gráficos das figuras 30 a 33 são exibidos os resultados de eficiência, separados por torque.

Figura 25 – Eficiência - 1800 RPM



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 26 – Eficiência - 2800 RPM

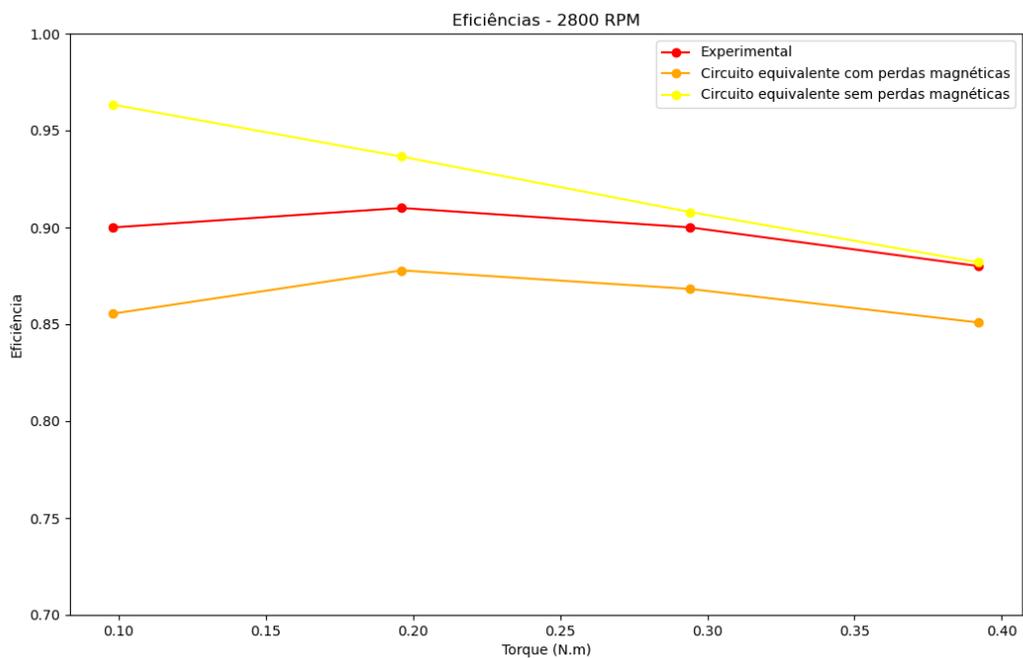
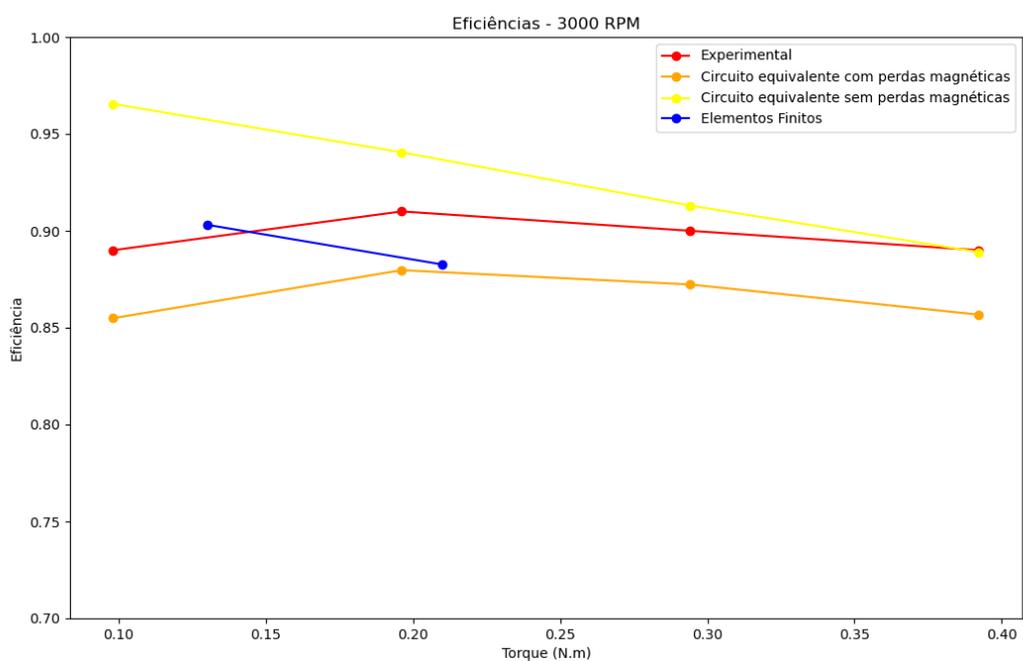
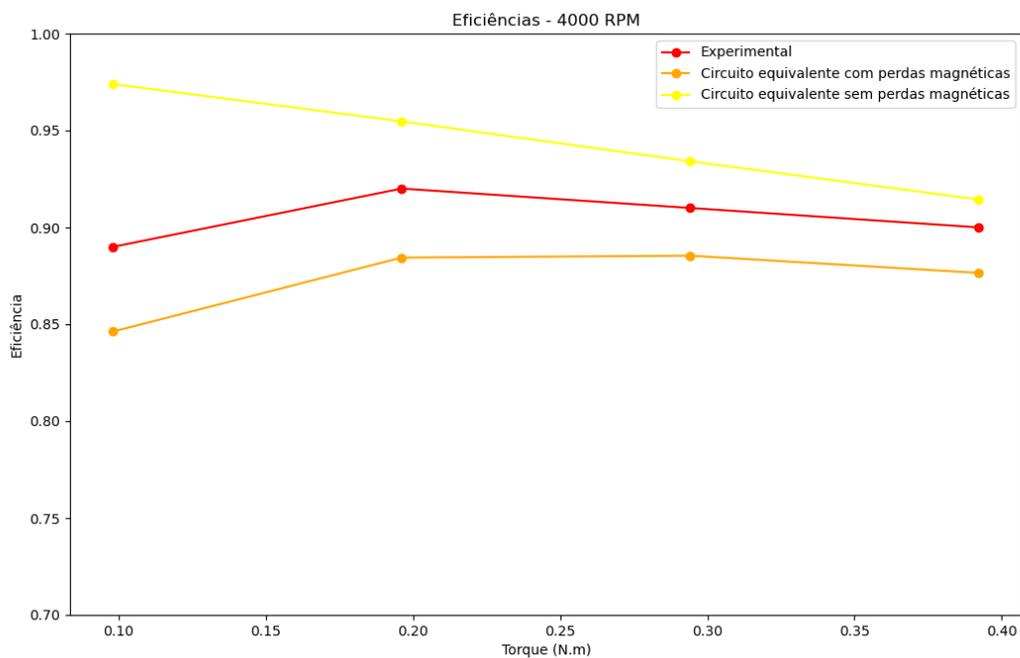


Figura 27 – Eficiência - 3000 RPM



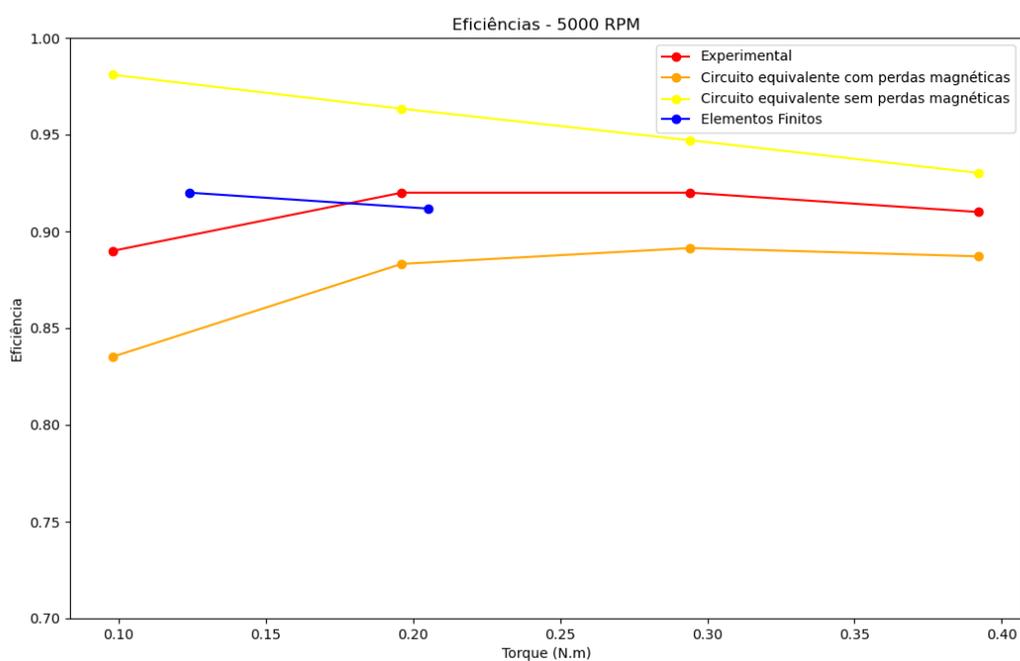
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 28 – Eficiência - 4000 RPM



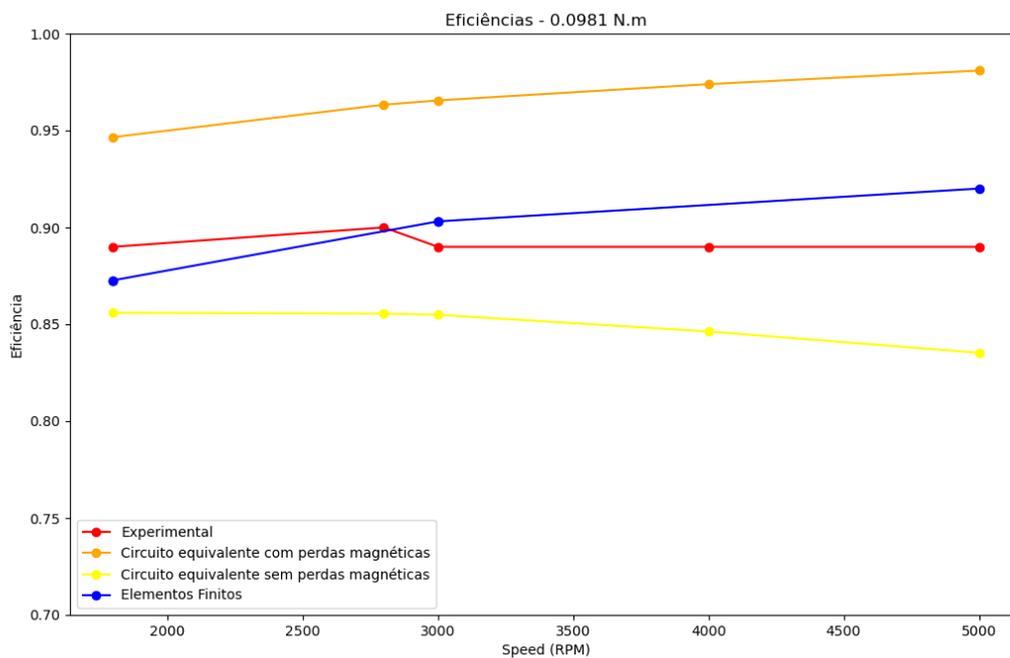
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 29 – Eficiência - 5000 RPM



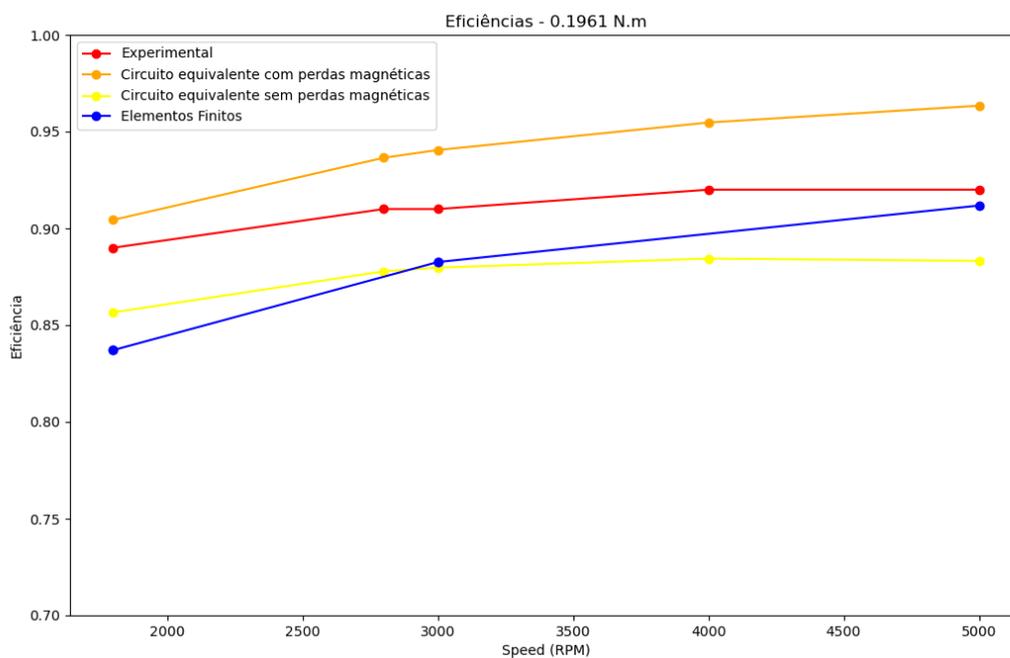
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 30 – Eficiência - 0,0981 N.m



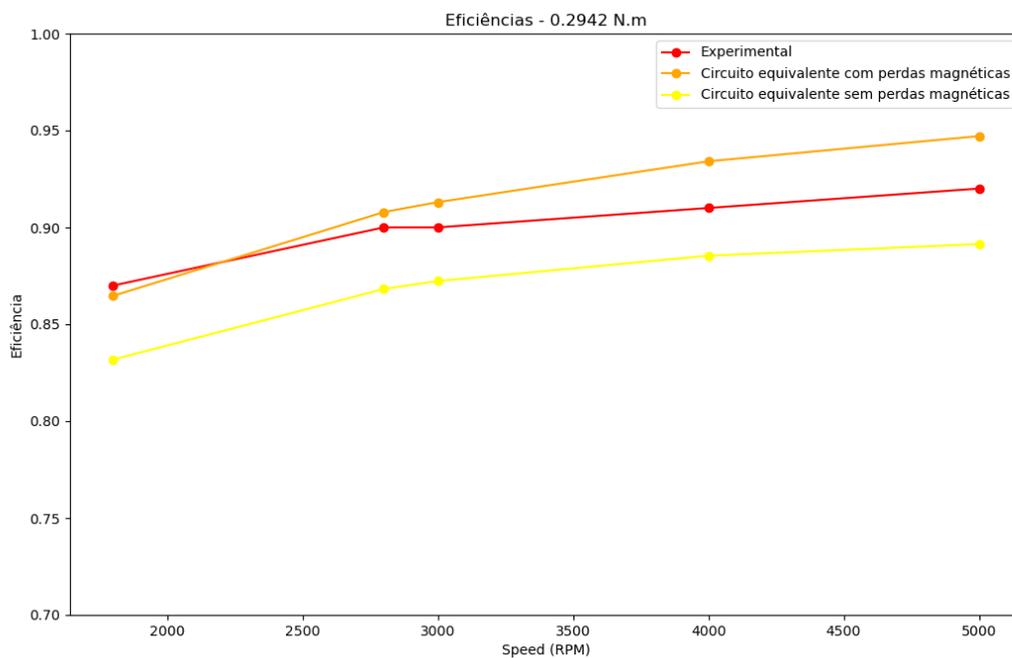
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 31 – Eficiência - 0,0981 N.m



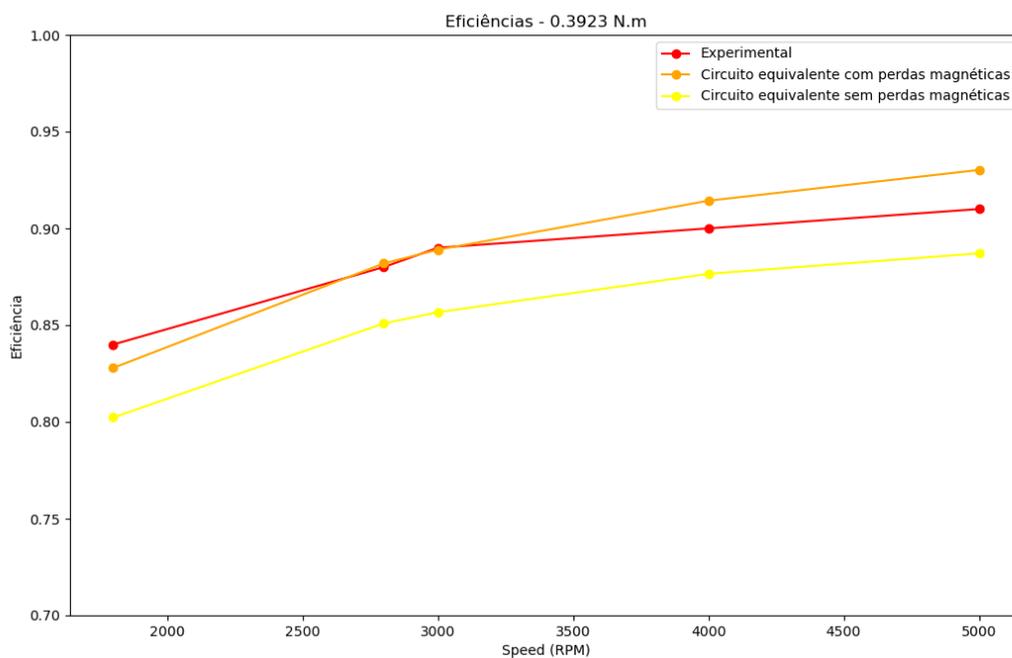
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 32 – Eficiência - 0,2942 N.m



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 33 – Eficiência - 0,3923 N.m



Fonte: Elaborado pelo autor

4.1.3 Análise dos resultados

As duas principais hipóteses para as diferenças consideráveis entre os resultados experimentais e o modelo de circuito equivalente com perdas magnéticas são as seguintes: Sistema de comutação do motor físico é diferente do PWM implementado no modelo; Perdas magnéticas são superestimadas, especialmente para baixas velocidades.

Em relação a segunda hipótese, isso fica claro ao observar as tabelas de perda obtidas por meio de software: Elas também resultam de uma simulação com eficiência inferior à experimental. Com perdas magnéticas maiores, o controlador terá de aumentar o *duty cycle* para fornecer mais energia ao motor, aumentando as perdas elétricas também.

Já a primeira hipótese é corroborada pelos valores de corrente eficaz. Na seção 4.2 são mostrados os valores obtidos experimentalmente em contraste com os simulados. Para o mesmo torque de carga, a corrente do modelo é razoavelmente maior, o que implica em maiores perdas no cobre. Além disso, ao analisar os fatores de ciclo experimentais, e as correntes associadas, não há uma correspondência qualitativa com essas grandezas no modelo. Tudo isso indica que o sistema de comutação da fabricante do motor é diferente de uma modulação por largura de pulso, o que vai ao encontro da afirmação em (BATISTELA, 2001), de que o termo PWM é erroneamente usado, por exemplo quando a modulação é feita em frequência e não por intervalo de condução dos interruptores. Essa observação também é válida para o desempenho do modelo de elementos finitos, que usa o mesmo sistema de alimentação que o modelo de circuito.

Embora o modelo de elementos finitos sofra de perdas ôhmicas superestimadas tal como os outros, seu desempenho aparece mais razoável nos gráficos de eficiência devido a subestimação das perdas magnéticas, como mostra a tabela 1.

Tabela 1 – Comparação de perdas no ferro para circuito equivalente e elementos finitos

Velocidade (RPM)	Torque (N-m)	Perdas no ferro (W)	
		Circuito Equivalente	Elementos finitos
1800	0,0981	1,86	1,40
	0,1961	1,90	1,64
3000	0,0981	3,5	2,24
	0,1961	3,58	2,5
5000	0,0981	8,71	3,8
	0,1961	8,9	4,23

A perda magnética do modelo de circuito equivalente é baseada em dados experimentais, então pode ser considerada como uma boa aproximação. Isso pode ter algumas explicações, entre elas

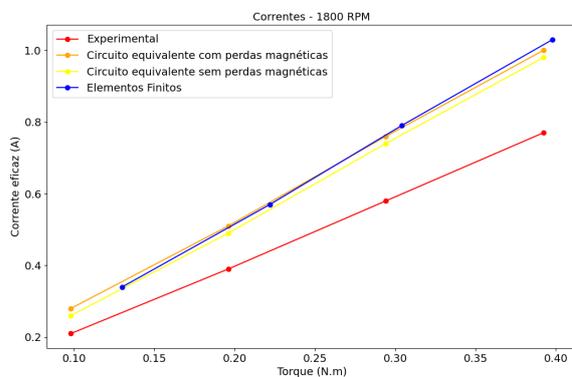
- Os métodos de cálculo de perdas não serem os mais adequados para essa aplicação, por serem aproximações tradicionalmente usadas para regime senoidal.

- Alguma falha de implementação no software (geomtria ou especificação do aço), embora tenha sido revisado extensivamente
- Foram consideradas apenas as perdas no ferro do estator e rotor, desconsiderando as perdas nos ímãs

4.2 Correntes elétricas e razão cíclica

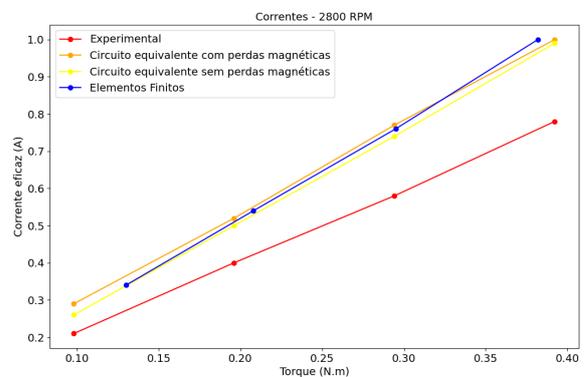
Nos gráficos das figuras 34 a 38 são mostradas as correntes eficazes para cada ponto. Nota-se que as correntes experimentais são significativamente menores que as demais.

Figura 34 – Correntes Eficazes - 1800 RPM



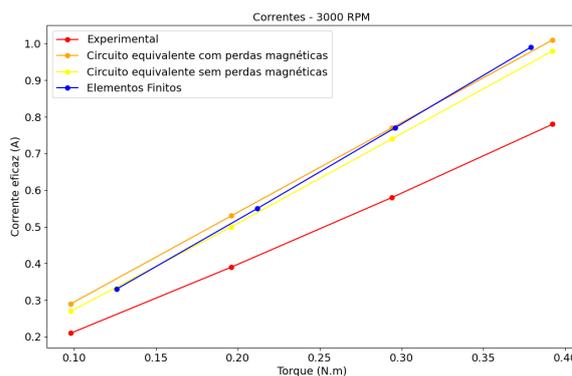
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 35 – Correntes Eficazes - 2800 RPM



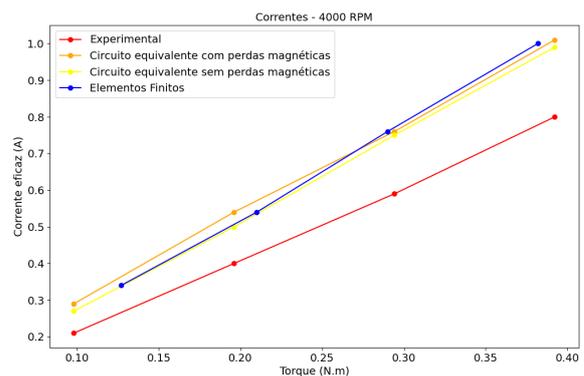
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 36 – Correntes Eficazes - 3000 RPM



Fonte: Elaborado pelo autor

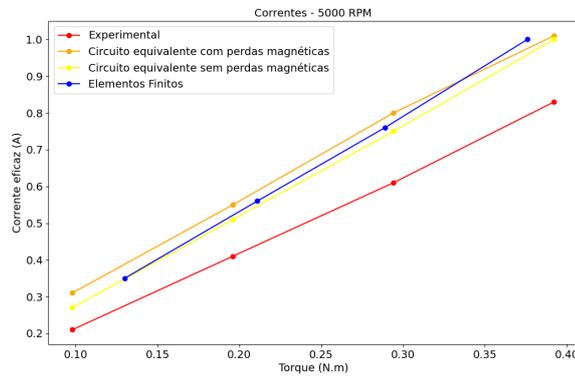
Figura 37 – Correntes Eficazes - 4000 RPM



Fonte: Elaborado pelo autor

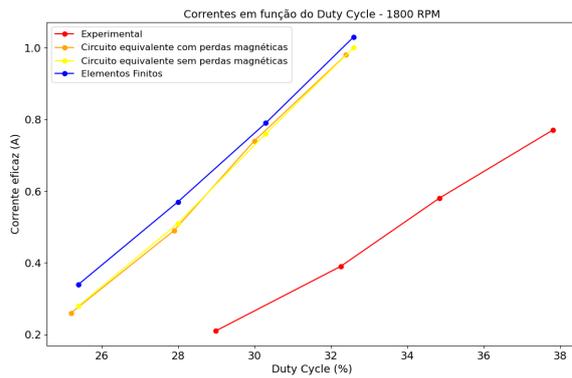
Corroborando a hipótese de um sistema diferente de modulação, nas figuras 39 a 43 as correntes são exibidas em função dos fatores de ciclo.

Figura 38 – Correntes Eficazes - 5000 RPM



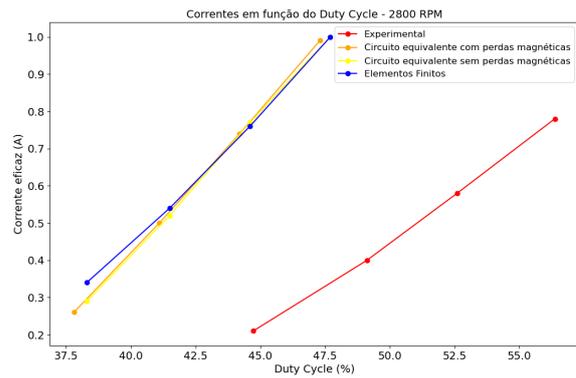
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 39 – Correntes e *duty cycles* 1800 RPM



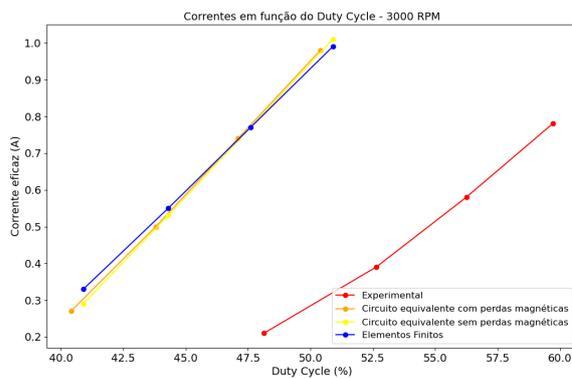
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 40 – Correntes e *duty cycles* 2800 RPM



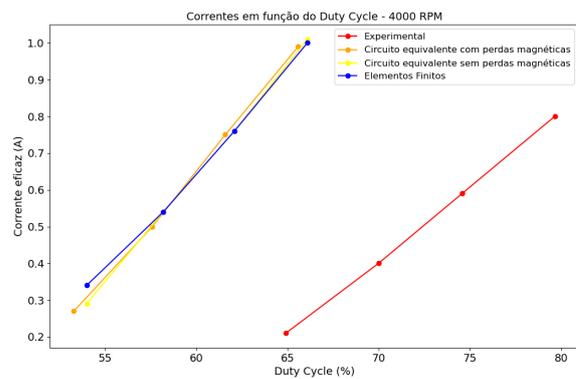
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 41 – Correntes e *duty cycles* 3000 RPM



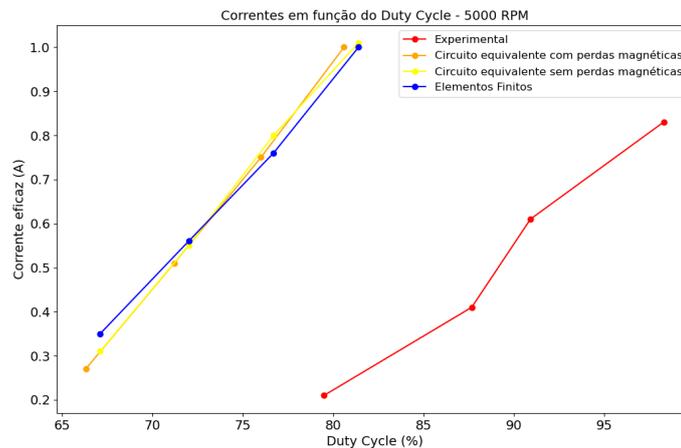
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 42 – Correntes e *duty cycles* 4000 RPM



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 43 – Correntes e duty cycles - 5000 RPM

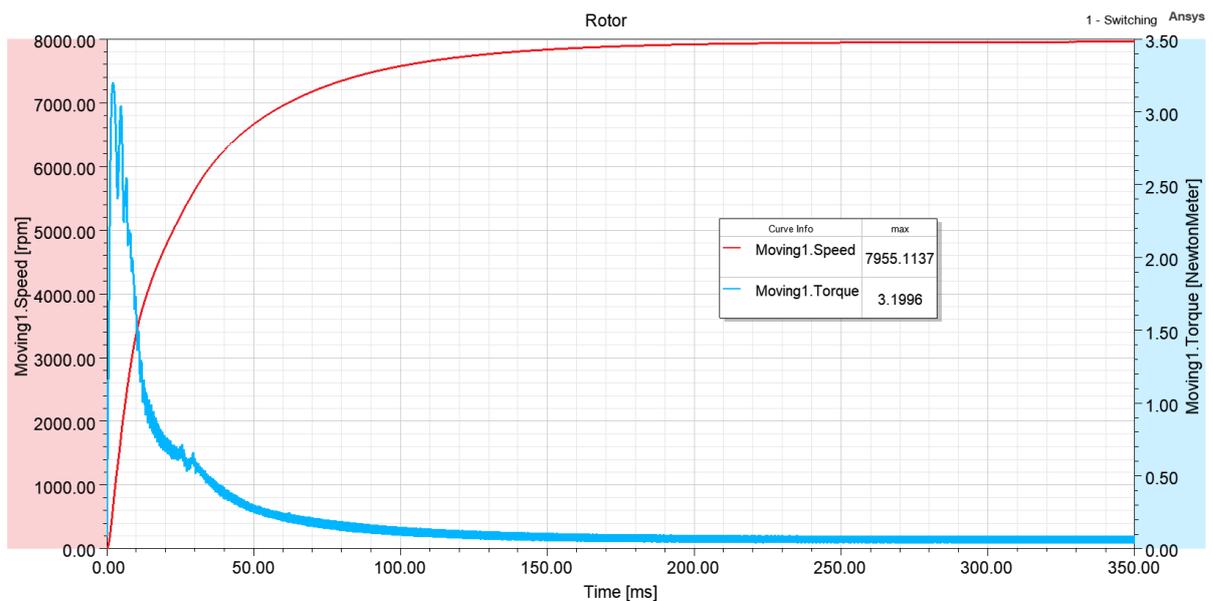


Fonte: Elaborado pelo autor

4.3 Transiente mecânico

A figura 44 mostra os gráficos de velocidade e torque elétrico. Observa-se que nos primeiros instantes, o torque é alto e a velocidade aumenta rapidamente, e aos poucos a velocidade se estabiliza e o torque reduz ao torque de carga. O valor da velocidade final é apenas ilustrativo, no entanto condiz com testes experimentais feitos em laboratório, que, dependendo da tensão de alimentação, mostrou valores entre 7500 e 8300 RPM.

Figura 44 – Simulação do transitório mecânico - Torque e velocidade

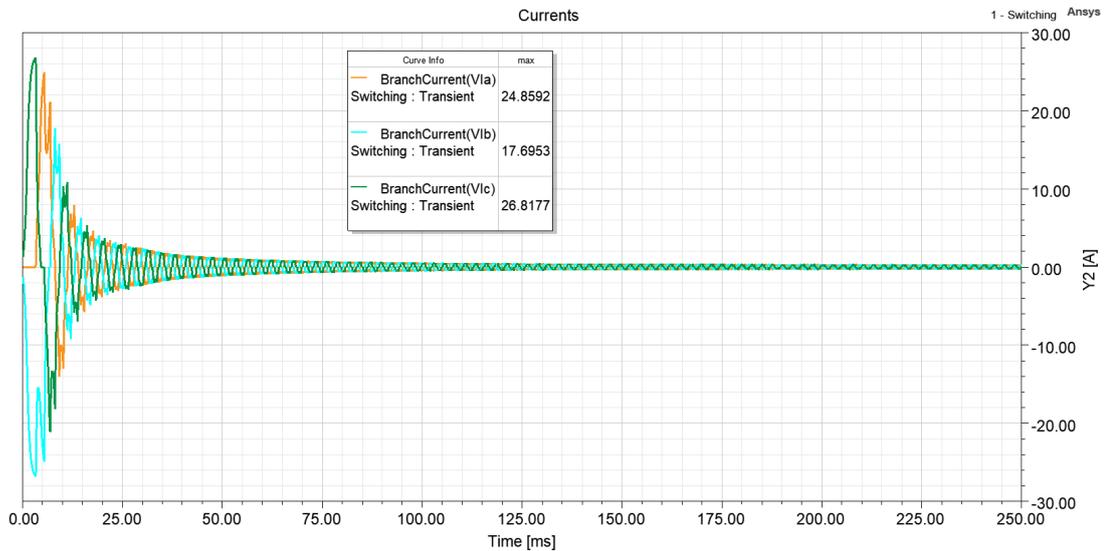


Fonte: Elaborado pelo autor

Na figura 45 estão as correntes nas 3 fases. A corrente na partida é bastante elevada, o que é esperado, pois o modelo não conta com qualquer mecanismo para suavizar a partida.

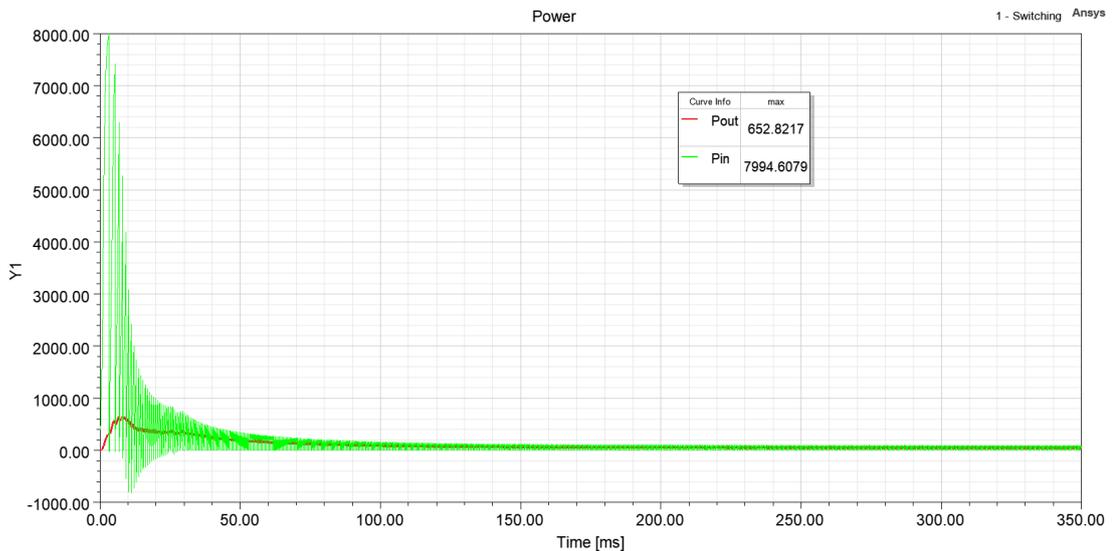
Por fim, no gráfico da figura 46 estão as perdas ôhmicas e magnéticas. O alto valor de perdas ôhmicas durante os primeiros instantes ilustram a necessidade de sistemas que evitem o ligamento e desligamento do motor, de forma a otimizar o consumo de energia, como afirmado no início do texto. É preferível alterar a velocidade sob demanda do sistema de refrigeração.

Figura 45 – Simulação do transitório mecânico - Correntes



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 46 – Simulação do transitório mecânico - Potência de entrada e saída



Fonte: Elaborado pelo autor

5 Conclusões e sugestões

Os modelos se mostraram eficazes em capturar a dinâmica do motor, inclusive para a partida no caso do modelo de elementos finitos. No entanto, faltou certo aprofundamento e conhecimento específico a respeito da alimentação, que como demonstrado anteriormente, limitou o modelo, especialmente na questão de cálculo de eficiência.

Para obter resultados melhores, fica como sugestão se aprofundar na teoria e técnicas de alimentação, e em seguida utilizar de métodos de determinação de perda magnética que levem em conta o chaveamento em frequência, ao invés de fórmulas simplificadas pensadas para regime senoidal.

Outra conclusão do trabalho é que a abordagem de utilizar elementos finitos junto a comutação em alta frequência resulta em alto custo computacional, pois a comutação exige um *time step* pelo menos uma ordem de grandeza menor que o que seria necessário com uma alimentação mais simples. Isso deve ser levado em conta ao utilizar um modelo desses, considerando fatores como: refinamento da malha, tempo de simulação, frequência de comutação, condições iniciais, e pontos de operação a serem simulados. É importante ter alternativas para situações onde o custo computacional é crítico, e uma delas é utilizar o modelo de elementos finitos apenas para obter parâmetros, possivelmente em função do ângulo e velocidade, e utilizar esses parâmetros em um modelo mais leve, como o de circuito equivalente.

Referências

- BATISTELA, Nelson Jhoe. **Caracterização e modelagem eletromagnética de lâminas de aço silício**. 2001. Universidade Federal de Santa Catarina.
- BOGLIETTI, Aldo; CAVAGNINO, Andrea; IONEL, Dan M.; POPESCU, Mircea; STATON, David A.; VASCHETTO, Silvio. A General Model to Predict the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 5, p. 1882–1890, 2010.
- CARTER, H; CHOW, L; KAPAT, Jayanta; LAVEAU, A; SUNDARAM, K.B.; VAIDYA, Jay. Component fabrication and testing for a meso-scale refrigerator, set. 1999.
- CHEN, Jun; WANG, Mingjiang; REN, Xueliang. The Control System Design of BLDC Motor. *In: PROCEEDINGS of the 2018 International Conference on Mechanical, Electrical, Electronic Engineering and Science (MEEES 2018)*. [S.l.]: Atlantis Press, 2018. p. 343–349.
- CIURYS, Marek Paweł. Time-stepping finite element analysis of a brushless DC motor with the PWM speed control. *In: 2017 International Symposium on Electrical Machines (SME)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- DUTRA, Thiago. **Modelagem Integrada para Simulação de Compressores**. 2016. Universidade Federal de Santa Catarina.
- GIESEL, Thiago. **Estudo E Projeto De Motores De Alta Velocidade Para Aplicação Em Compressores Herméticos**. 2007. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina.
- HIREMATH, Ravikiran; SRIDHARA, B. A. Finite element analysis of BLDC motor. **2017 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)**, p. 527–529, 2017.
- JR., Jader R. Barbosa; RIBEIRO, Guilherme B.; OLIVEIRA, Pablo A. de. A State-of-the-Art Review of Compact Vapor Compression Refrigeration Systems and Their Applications. **Heat Transfer Engineering**, Taylor Francis, v. 33, n. 4-5, p. 356–374, 2012. eprint: <https://doi.org/10.1080/01457632.2012.613275>.
- MILLER, T. J. E. **Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives**. [S.l.]: Oxford Science Publications, 1989.
- NEKOUBIN, Abdolamir. Design a single-phase BLDC Motor and Finite- Element Analysis of Stator Slots Structure Effects on the Efficiency. **International Journal of Electrical and Computer Engineering**, World Academy of Science, Engineering e Technology, v. 5, n. 5, p. 685–692, 2011. ISSN eISSN: 1307-6892.

PANDEY, Manoj; TRIPATHI, A.; DWIVEDI, Bharti. FEA of a high efficiency brushless DC motor design. **International Journal of Applied Engineering Research**, v. 12, p. 11417–11423, jan. 2017.

SILVA, Willian Tcharlles Faria Duarte da. **Modelagem e Análise Numérica do Desempenho de Compressores Alternativos em Diferentes Velocidades de Operação**. 2022. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina.

STEPINA, J. **Single-Phase Induction Motors: Construction, Theory and Calculation**. [S.l.]: Motorsoft, Inc, 2003.

APÊNDICE A – Regressão Polinomial para determinação de perdas

```

1 import pandas as pd
2 from sklearn.preprocessing import PolynomialFeatures
3 from sklearn.linear_model import LinearRegression
4 import sys
5 import matplotlib.pyplot as plt
6 import numpy as np
7
8 iii = sys.argv[1]
9 df = pd.read_csv(iii)
10
11 X = df[['torque', 'rads']]
12 y = df['WFe']
13
14 weights = 1.0 / np.abs(y)
15 weights **= 4
16
17 poly_features = PolynomialFeatures(degree=2)
18 X_poly = poly_features.fit_transform(X)
19
20 model = LinearRegression()
21 model.fit(X_poly, y, sample_weight=weights)
22
23 y_pred = model.predict(X_poly)
24
25 coefficients = model.coef_
26 intercept = model.intercept_
27 print("Coefficients:", model.coef_)
28 print("Intercept:", model.intercept_)
29 feature_names = poly_features.get_feature_names_out(X.columns)
30 print("Polynomial Regression Coefficients:")
31 for feature_name, coef in zip(feature_names, coefficients):
32     if coef != 0:
33         print(f"{feature_name}: {coef}")
34 print("Intercept:", intercept)
35
36 print("wfe(0,0) = ", model.predict(poly_features.fit_transform(np.
    reshape([0, 0], (1, -1))))))
37 print()
38
39 result = pd.DataFrame({'Original': y, 'Predicted': y_pred})
40 print(result)
41
42 torque_grid, speed_grid = np.meshgrid(np.linspace(0, 1, num=100), np.
    linspace(0, 700, num=100))
43

```

```
44 torque_values = torque_grid.ravel()
45 speed_values = speed_grid.ravel()
46
47 X_pred = np.column_stack((torque_values, speed_values))
48 X_pred_poly = poly_features.transform(X_pred)
49
50 y_pred_grid = model.predict(X_pred_poly)
51 y_pred_grid = y_pred_grid.reshape(torque_grid.shape)
52
53 fig = plt.figure()
54 ax = fig.add_subplot(111, projection='3d')
55
56 num_points = len(X)
57 scatter_handle = ax.scatter(X['torque'], X['rads'], y, color="red",
58                             label='Ground Truth', s=20)
59
60 surface_handle = ax.plot_surface(torque_grid, speed_grid, y_pred_grid,
61                                 cmap='cool', alpha=0.3,
62                                 label='Polynomial Curve')
63
64 ax.set_xlabel('Torque [Nm]')
65 ax.set_ylabel('Speed [rad/s]')
66 ax.set_zlabel('WFe [W]')
67 ax.set_title('Polynomial Regression')
68
69 plt.show()
```