

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ**

**BERNARDO AUGUSTO KLOPPFLEISCH**

**BRUNA DE OLIVEIRA FRAGOSO**

**DESENVOLVIMENTO DE UM MODELO PARA CALCULAR MAPAS DE  
EFICIÊNCIA DE MÁQUINAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA**

**CURITIBA**

**2022**

**BERNARDO AUGUSTO KLOPPFLEISCH**

**BRUNA DE OLIVEIRA FRAGOSO**

**DESENVOLVIMENTO DE UM MODELO PARA CALCULAR MAPAS DE  
EFICIÊNCIA DE MÁQUINAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA**

**Development of a model to calculate electric traction machines' efficiency  
maps**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação apresentado como requisito para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Prof. Dr. Thiago de Paula Machado Bazzo.

Coorientador: Prof. Dr. Bruno Akihiro Tanno Yamamura.

**CURITIBA**

**2022**



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

Esta licença permite compartilhamento, remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, mesmo para fins comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es). Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

**BERNARDO AUGUSTO KLOPFFLEISCH**

**BRUNA DE OLIVEIRA FRAGOSO**

**DESENVOLVIMENTO DE UM MODELO PARA CALCULAR MAPAS DE  
EFICIÊNCIA DE MÁQUINAS DE TRAÇÃO ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação  
apresentado como requisito para a obtenção do  
título de Bacharel em Engenharia Elétrica do curso  
de Engenharia Elétrica da Universidade  
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Data de aprovação: 10/junho/2022

---

Prof. Thiago de Paula Machado Bazzo, Dr.  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Prof. Bruno Akihiro Tanno Yamamura, Dr.  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

---

Prof. Fabiano Gustavo Silveira Magrin, Dr.  
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

**CURITIBA**

**2022**

## RESUMO

Este trabalho aborda o desenvolvimento de um modelo para calcular mapas de eficiência de motores de tração elétrica. Através dos mapas de eficiência é possível estimar o desempenho do motor elétrico em ciclos de condução padrões e assim estimar a autonomia de um veículo elétrico, ajudando a acelerar o processo de desenvolvimento desses veículos. Para o desenvolvimento deste trabalho são considerados estudos teóricos sobre veículos elétricos, máquinas elétricas e modelagem de mapas de eficiência. Posteriormente, é desenvolvido um código no *software Matlab R2021a* para gerar mapas de eficiência a partir de dados de um motor elétrico. Além da parte funcional do código, também é desenvolvida uma Interface Gráfica do Usuário. O resultado final é o mapa de eficiência criado a partir das características específicas de máquinas elétricas e a análise de precisão e usabilidade do modelo desenvolvido.

Palavras-chave: Máquina de indução, cálculo de perdas, mapas de eficiência, motor de tração veicular, veículos elétricos.

## ABSTRACT

This work aims the development of a model to calculate the efficiency maps for electric traction motors. It is possible to estimate the performance of the electric machine through the efficiency maps in cycles of driving patterns and thus estimate the autonomy of an electric vehicle, helping to accelerate the development process of these vehicles. Theoretical studies on electric vehicles, electric machines and modeling of efficiency maps are considered for the development of this model. Subsequently, a code is developed in Matlab R2021a software and used to generate efficiency maps using data from an electrical motor. In addition to the functional part of the code, a Graphical User Interface is also developed. The final result is the efficiency map created from specific characteristics of electrical machines and the analysis of accuracy and usability of the code developed.

Keywords: Induction Machine, losses calculation, efficiency map, vehicular traction motor, electric vehicles.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Consumo de energia nacional no setor de transportes.....	11
Figura 2 - Exemplos de configurações de veículos elétricos.....	21
Figura 3 - Diagrama de blocos configuração híbrida série.....	22
Figura 4 - Diagrama de blocos configuração híbrida paralelo.....	22
Figura 5 - Diagrama de blocos configuração híbrida série-paralelo.....	23
Figura 6 - Desenho esquemático do estator de máquina elétrica de indução.....	25
Figura 7 - Desenho esquemático de um rotor gaiola de esquilo.....	26
Figura 8 - Vetores de intensidades de campo magnético produzidas por cada bobina em um estator trifásico simples.....	27
Figura 9 - Defasagem de correntes em um sistema trifásico senoidal.....	28
Figura 10 - Componentes de campo no tempo.....	29
Figura 11 - Circuito equivalente de uma máquina elétrica de indução.....	32
Figura 12 – Diagrama do fluxo de potência do motor de indução.....	34
Figura 13 - Curva característica conjugado vs. rotação de um motor de indução....	37
Figura 14 - Conjunto de curvas características para frequências abaixo da frequência nominal.....	38
Figura 15 - Conjunto de curvas características para frequências acima da frequência nominal.....	39
Figura 16 - Tipos de PMSM de acordo o acoplamento de seus ímãs.....	42
Figura 17 - Tipos de acoplamentos de ímãs.....	43
Figura 18 - Formatos construtivos de ímãs.....	44
Figura 19 - Ímãs Radiais com bordas radiais e paralelas.....	44
Figura 20 - Tipos de magnetização de ímãs. (a) Magnetização Radial e (b) Magnetização Paralela.....	45
Figura 21 - Motor síncrono de dois polos.....	46
Figura 22 - Diagrama do campo magnético de um motor síncrono.....	46
Figura 23 - Circuito equivalente monofásico de um motor síncrono de polos lisos.....	48
Figura 24 - Diagrama fasorial de um motor síncrono de polos lisos.....	49
Figura 25 - Diagrama fasorial de um motor síncrono de polos salientes.....	50
Figura 26 - New European Driving Cycle (NEDC).....	51
Figura 27 - Envoltórios de torque e requisitos ponto a ponto do ciclo de condução.....	52
Figura 28 - Detalhamento de perda de uma máquina IPM.....	53
Figura 29 - Gráfico de Torque vs. velocidade simulado para um motor IPM.....	54
Figura 30 - Gráfico de Potência vs. velocidade simulado para um motor IPM.....	55
Figura 31 - Mapas de eficiência Toyota Prius 2004.....	56
Figura 32 - Gráficos de distribuição de perdas e de eficiência calculados para uma máquina de indução.....	58
Figura 33 – Porcentagem de distribuição de perdas.....	58
Figura 34 – Conjunto de curvas características de uma máquina de indução.....	63
Figura 35 – Pontos de operação em regime permanente de uma máquina de indução.....	64
Figura 36 – Pontos de operação em regime permanente de uma máquina de indução com maior precisão.....	64
Figura 37 – Primeira tela de interface gráfica do usuário com dados de entrada.....	69
Figura 38 – Segunda tela de interface gráfica do usuário com resultados do modelo.....	70

Figura 39 – Resultado dos pontos de operação em regime permanente da máquina modelada. ....	72
Figura 40 - Resultados de perdas no cobre da máquina modelada. ....	73
Figura 41 - Resultados das perdas mecânicas da máquina modelada. ....	73
Figura 42 - Resultados de perdas no ferro da máquina modelada. ....	74
Figura 43 - Resultados das perdas totais da máquina modelada. ....	74
Figura 44 – Resultados de potência de entrada e potência de saída da máquina modelada. ....	75
Figura 45 - Resultados de eficiência da máquina modelada. ....	75
Figura 46 – Comparação dos resultados de perdas totais e eficiência. ....	76

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Funcionalidades dos tipos de veículos elétricos híbridos.....	19
Tabela 2 – Parâmetros do motor de indução. ....	57
Tabela 3 - Dados de entrada para o cálculo. ....	60
Tabela 4 - Rotina de cálculos para encontrar a tensão nominal no estator.....	62
Tabela 5 - Rotina de cálculos para encontrar os pontos de operação em do motor de indução.....	65
Tabela 6 – Rotina de cálculos para encontrar os valores de perdas e eficiência.....	67
Tabela 7 - Dados de entrada.....	71



## LISTA DE ABREVIACOES

ACEA	<i>European Automobile Manufacturers Association</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IM	<i>Induction Motor</i>
IPCC	<i>Intergovernmental Panel on Climate Change</i>
IPM	<i>Interior Permanent Magnet</i>
MCI	Motor de combustão interna
MDIC	Ministério da Indústria, Comercio Exterior e Serviços
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SPM	<i>Surface Permanent Magnet</i>
TI	<i>Texas-Instruments</i>
UNFCCC	<i>United Nations Framework Convention on Climate Change</i>
VE	Veículo elétrico

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>10</b>
1.1 TEMA.....	10
1.1.1 <i>Delimitação do Tema</i> .....	12
1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS .....	12
1.3 OBJETIVOS.....	13
1.3.1 <i>Objetivo Geral</i> .....	13
1.3.2 <i>Objetivos Específicos</i> .....	13
1.4 JUSTIFICATIVA.....	13
1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS .....	15
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO .....	15
<b>2 VEÍCULOS ELÉTRICOS</b> .....	<b>17</b>
2.1 TIPOS DE VEÍCULOS ELETRIFICADOS E SUAS FUNCIONALIDADES.....	17
2.2 CONFIGURAÇÕES DE VEÍCULOS ELETRIFICADOS .....	20
<b>3 MÁQUINAS ELÉTRICAS DE TRACÇÃO VEICULAR</b> .....	<b>24</b>
3.1 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO .....	24
3.1.1 <i>Características construtivas</i> .....	24
3.1.2 <i>Princípio de funcionamento</i> .....	26
3.1.2.1 Circuito equivalente .....	31
3.1.2.2 Potência e conjugado .....	33
3.2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES .....	39
3.2.1 <i>Características construtivas</i> .....	40
3.2.1.1 Construção do rotor .....	40
3.2.1.2 Imãs permanentes .....	43
3.2.2 <i>Princípio de funcionamento</i> .....	45
<b>4 MAPAS DE EFICIÊNCIA DE MOTORES ELÉTRICOS</b> .....	<b>51</b>
4.1 MODELAGEM DE MAPAS DE EFICIÊNCIA DE MOTORES ELÉTRICOS .....	53
<b>5 DESENVOLVIMENTO DO MODELO</b> .....	<b>59</b>
5.1 EQUACIONAMENTO .....	59
5.1.1 <i>Atribuição dos dados de entrada</i> .....	60
5.1.2 <i>Cálculo da tensão nominal e corrente nominal no estator</i> .....	61
5.1.3 <i>Cálculo dos pontos de operação do motor</i> .....	62
5.1.4 <i>Cálculo de perdas e eficiência</i> .....	66
5.2 PROGRAMAÇÃO .....	68
<b>6 RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> .....	<b>71</b>
<b>7 CONCLUSÕES</b> .....	<b>78</b>
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>80</b>
<b>APÊNDICE A - Código Desenvolvido em MATLAB 2021a para Calcular Mapas de Eficiência de Motores de Indução Trifásicos</b> .....	<b>84</b>

## 1 INTRODUÇÃO

### 1.1 Tema

Com o crescimento populacional e a alta demanda por recursos naturais, a preocupação com as previsões climáticas e o que elas podem causar no futuro geram um certo incentivo para iniciativas sustentáveis no mundo. Diante desse panorama, de acordo com a UMFCCC (2017), tratado internacional resultante da Conferência das Nações Unidas para o Meio Ambiente e Desenvolvimento, o Acordo de Paris foi adotado em 2015, atualmente assinado por mais de 190 países, com o objetivo de diminuir os níveis de gases do efeito estufa emitidos em suas regiões, sendo um dos focos do acordo diminuir o aumento de temperatura global nos próximos 80 anos.

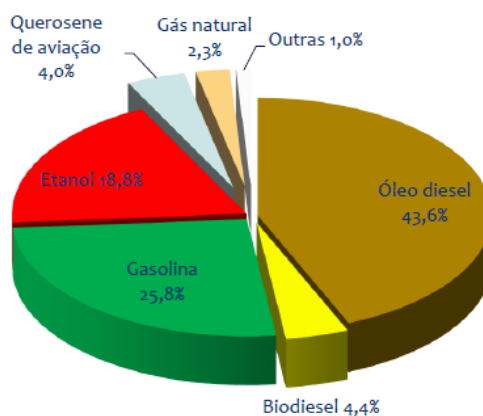
Este acordo visa o comprometimento dos países assinantes a reduzirem seus níveis de emissão de poluentes, com o objetivo de amenizar o aumento da temperatura média global nos próximos anos. Rogelj (2016) explica que, com as políticas padrões vigentes no ano de 2016, estimou-se um aumento médio de temperatura nos 80 anos consecutivos de 2,6 a 3,1 graus celsius, sendo a meta do acordo manter esta média de aumento abaixo de 2 graus celsius.

Dados do IPCC (2014), Painel Intergovernamental sobre Mudanças Climáticas, mostram que entre os setores que se destacam em volume de emissões de gases do efeito estufa no mundo está o setor de transporte, sendo este responsável por 14% das emissões globais em 2010.

No Brasil, de acordo com a EPE (2019), Empresa de Pesquisa Energética, em 2018 o setor de transportes foi responsável por 46,3% das emissões na produção e no uso de fontes energéticas nacionais, representando 191,4 toneladas métricas de CO<sub>2</sub> equivalentes.

Considerando a quantidade de veículos elétricos utilizados no Brasil, na Figura 1, que mostra a porcentagem de consumo por fonte de energia no setor de transportes, é possível perceber que a energia elétrica ainda não é significativamente utilizada como uma fonte de propulsão veicular.

**Figura 1 - Consumo de energia nacional no setor de transportes.**



Fonte: EPE (2019)

Em vários outros países, o volume de veículos movidos à eletricidade é maior (IEA, 2019). Apesar disso, a porcentagem de veículos movidos à energia elétrica também é relativamente baixa em relação às outras fontes energéticas.

Diante desse contexto, diversos governos e indústrias ao redor do mundo começaram a investir fortemente em novas tecnologias que possibilitam um menor impacto ambiental no futuro (MDIC, 2018). O setor automotivo se destaca nas emissões de gases poluentes, indicando que existe muito espaço para avanços rumo à eletrificação da tração veicular, que vem sendo impulsionado por diversas iniciativas, legislações e incentivos governamentais.

Também é fato que existe uma maior eficiência nos sistemas de tração elétrica comparados aos sistemas de tração à combustão interna. Um estudo do *U.S. Department of Energy* (2014) diz que a eficiência total em um veículo puramente elétrico é tipicamente de 59% a 62%, enquanto em um modelo à combustão interna, o aproveitamento da energia contida no combustível é de 17% a 21%.

Além da alta eficiência, os motores elétricos possuem alguns benefícios de desempenho em relação aos motores veiculares convencionais. Os motores elétricos fornecem uma operação silenciosa, suave e uma aceleração mais forte, além de necessitar menos manutenção em comparação a um motor de combustão interna (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2014).

Nesse contexto, o desenvolvimento e a otimização de veículos elétricos ganham grande relevância, assim como as ferramentas e recursos necessários para possibilitar e acelerar esse desenvolvimento.

Uma das ferramentas que pode ser destacada é o recurso de *softwares* de simulações computacionais, nos quais é possível testar vários tipos de motores e

modelar suas características com grande agilidade. Eles fornecem informações valiosas nas etapas iniciais do projeto e, dessa forma, quando se parte para etapas posteriores no desenvolvimento de veículos elétricos, como testes em protótipo, se tem uma maior assertividade. Sendo o motor elétrico um dos principais componentes nos veículos eletrificados, muitas vezes isso possibilita um menor tempo de desenvolvimento e menos gastos ao longo de todo processo de desenvolvimento.

Para possibilitar a modelagem de veículos elétricos em ambiente computacional, um ponto chave é a inclusão dos dados que refletem a resposta operacional de sua máquina elétrica, sendo um desses dados o seu mapa de eficiência. Esse mapa de eficiência pode ser calculado analiticamente através das equações básicas específicas do motor.

Com a correta modelagem do veículo elétrico, é possível prever a sua autonomia dentro de um percurso pré-definido, uma informação de grande importância para esse tipo de veículo devido a sua limitação de autonomia comparada à autonomia de veículos a combustão interna.

### 1.1.1 Delimitação do Tema

Devido à importância e relevância dos motores elétricos dentro do sistema de tração veicular, o trabalho a ser realizado almeja o desenvolvimento de um modelo para calcular mapas de eficiência, a partir das principais características de um motor elétrico de indução.

## 1.2 Problemas e premissas

Com o crescimento do setor da eletromobilidade, diversas empresas vêm se engajando na fabricação de veículos elétricos, sendo a previsão da autonomia veicular uma fase importante desse processo. O estudo de autonomia permite definir, por exemplo, se é mais vantajoso utilizar um motor elétrico mais eficiente e mais caro, ou se o contrário já é suficiente para a aplicação desejada.

Para possibilitar esse tipo de estudo é necessário conhecer o percurso no qual a autonomia será calculada, informações básicas do veículo e de outros componentes, informações básicas do motor e o mapa de eficiência do motor, que mostra o rendimento da máquina para várias solicitações de potência e de torque.

Já que esses mapas de eficiência normalmente não são fornecidos pelos fabricantes de motores é conveniente a utilização de uma ferramenta que possibilite a sua aquisição de forma rápida e fácil. Portanto, espera-se obter os mapas de eficiência, a partir dos dados característicos de uma máquina assíncrona, através de um código programado no *software Matlab R2021a*.

### **1.3 Objetivos**

#### **1.3.1 Objetivo Geral**

O objetivo deste trabalho consiste em desenvolver um modelo que calcule a eficiência de um motor de tração veicular para diferentes solicitações de torque e potência, criando os seus mapas de eficiência a partir dos dados característicos da máquina elétrica.

#### **1.3.2 Objetivos Específicos**

- Adquirir conhecimento teórico nas áreas de: veículos elétricos, motores elétricos veiculares, desenvolvimento de modelos de máquinas elétricas e de mapas de eficiência de motores elétricos;
- Desenvolver um programa para criar os mapas de eficiência de uma máquina elétrica com o tipo construtivo escolhido;
- Utilizar o programa desenvolvido para criar os mapas de eficiência de uma máquina elétrica;
- Realizar uma análise detalhada dos resultados.

### **1.4 JUSTIFICATIVA**

Nos primórdios da indústria automobilística, um a cada três carros nas ruas americanas eram elétricos. Devido à descoberta do petróleo em solos texanos e a autonomia limitada de veículos elétricos, o mercado apontou diretamente para produção e desenvolvimento de tecnologias a combustão (THE ECONOMIST, 2019).

Isso se deu até o início desse século, quando uma empresa chamada Tesla provou ser possível construir carros elétricos tão atraentes quanto aqueles a

combustão, em grande escala, de grande autonomia e com uma grande quantidade de tecnologia embarcada.

Essa disrupção provocada no mercado, atrelado ao engajamento global em iniciativas sustentáveis criado principalmente após a criação do Acordo de Paris, vem fazendo com que as gigantes mundiais do ramo se pronunciem, algumas inclusive estabelecendo publicamente datas para o início exclusivo de fabricação de carros elétricos.

Segundo o jornal norte americano *The Economist* (2019), até 2025, 15% dos veículos vendidos no mundo serão elétricos e, durante esse período, são previstos investimentos na ordem de 300 bilhões de dólares neste setor.

Esses investimentos se mostram fundamentais devido ao alto custo relacionado à produção de baterias automotivas e, conseqüentemente, à baixa autonomia que um carro elétrico venha a ter quando projetado para ter um preço competitivo.

A partir do mesmo aspecto, pode-se também considerar que a eficiência dos motores elétricos automotivos é um fator importante para redução de custos com baterias e melhoria no alcance dos veículos.

Portanto, ao elaborar um projeto, é ideal que as montadoras saibam previamente qual será a resposta do motor elétrico a ser utilizado, em diferentes situações que relacionem torque e potência, para modelar com melhor precisão a sua eficiência ao longo de um percurso real. As informações contidas no mapa de eficiência de uma máquina, junto à um perfil de percurso padronizado, são utilizadas para uma análise de grande importância para um veículo elétrico, que é a previsão de sua autonomia.

Assim, torna-se atrativo para essas empresas a obtenção das informações das máquinas elétricas através de ferramentas que ajudem na sua aquisição de forma rápida e com baixo custo. Diante disso, este trabalho visou o desenvolvimento de um modelo para criar mapas de eficiência de máquinas elétricas, a partir dos dados característicos da máquina, que chegue aos resultados necessários para suportar no processo de desenvolvimento de um projeto de carro elétrico.

## 1.5 Procedimentos metodológicos

Primeiramente foi feita uma análise bibliográfica de cada tema envolvido no projeto: veículos elétricos, motores elétricos veiculares, modelagem de máquinas elétricas e de mapas de eficiência. Esta análise foi realizada tomando como referência pesquisas em trabalhos de conclusão de curso de graduação, livros, dissertações de mestrado, teses de doutorado, artigos científicos e relatórios de agências governamentais.

Posteriormente, foi definido o tipo construtivo do motor elétrico a ser simulado. A definição foi baseada no levantamento das soluções oferecidas no mercado dos principais fabricantes de motores elétricos automotivos e nas tendências de desenvolvimento de motores do Brasil.

Com a definição do motor realizada, foi possível iniciar a construção da rotina de cálculos para chegar ao mapa de eficiência. A partir disso, foi programado um código em *Matlab R2021a* para realizar a rotina de cálculos e gerar o mapa de eficiência automaticamente. Com o objetivo de facilitar a usabilidade do modelo, também foi desenvolvida uma interface gráfica para o código.

Pesquisou-se então os dados de um motor elétrico, que serviram de entrada para o programa. Os resultados gerados foram os gráficos de potência de entrada, potência de saída, perdas individuais, gráficos de perdas totais e gráfico de eficiência, todos em eixos de torque e velocidade. Por fim, os resultados foram analisados e discutidos.

## 1.6 Estrutura do trabalho

O Trabalho de Conclusão de Curso é organizado em 7 capítulos principais dispostos da seguinte maneira:

- Capítulo 1 – INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o tema do projeto através de uma pesquisa bibliográfica, identificando um dos problemas envolvidos no contexto de desenvolvimento de veículos elétricos e propondo uma solução para ele. É apresentada, na justificativa, a importância da realização do trabalho e, por fim, são apresentados os procedimentos metodológicos a serem utilizados.

- Capítulo 2 – VEÍCULOS ELÉTRICOS



Neste capítulo é realizado um estudo sobre arquiteturas de veículos eletrificados, contextualizando a necessidade de testes em motores elétricos para acelerar o processo de dimensionamento dentro de um sistema veicular, devido às diversas opções de disposição dos componentes que fazem parte do sistema de tração desses veículos.

- **Capítulo 3 – MÁQUINAS ELÉTRICAS DE TRAÇÃO VEICULAR**

Este capítulo mostra as características dos motores elétricos relevantes para o estudo, explicando os aspectos construtivos e o princípio de funcionamento de cada um deles.

- **Capítulo 4 – MAPAS DE EFICIÊNCIA DE MOTORES ELÉTRICOS VEICULARES**

Neste capítulo é realizado um estudo sobre o que são os mapas de eficiência e qual a sua importância e utilidade no contexto de desenvolvimento de veículos elétricos.

- **Capítulo 5 – DESENVOLVIMENTO DO MODELO**

Neste capítulo são descritos os passos para o desenvolvimento do código programado para realizar o cálculo de mapas de eficiência para motores veiculares. São listados os dados de entrada necessários, o passo a passo da rotina de cálculos desenvolvida e o detalhamento da abordagem de programação para automatização do modelo.

- **Capítulo 6 – RESULTADOS E DISCUSSÕES**

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos a partir do modelo desenvolvido, incluindo os pontos de melhoria para aumento de precisão do cálculo de eficiência.

- **Capítulo 7 – CONCLUSÕES**

Este capítulo apresenta as conclusões finais, sugestões de melhoria a serem desenvolvidas em trabalhos futuros e demais considerações.

## 2 VEÍCULOS ELÉTRICOS

O mercado da eletromobilidade vem crescendo rapidamente. Em 2018, a frota de veículos global teve um aumento de 5,1 milhões de veículos elétricos (VEs), dois milhões a mais que o ano anterior (IEA, 2019). Mesmo assim, comparado ao mercado de veículos em geral, a quantidade de VEs vendidos ainda é relativamente baixa.

As vantagens da utilização desse tipo de veículo em relação a modelos de combustão interna, incluem:

- Redução de emissões durante a vida útil do veículo;
- Economia do usuário no preço do combustível;
- Dirigibilidade silenciosa.

As principais barreiras que dificultam a expansão do mercado de VEs estão relacionadas à acessibilidade financeira, falta de infraestrutura de recarga e falta de investimentos no setor da eletromobilidade (ACEA, 2018).

Com o intuito de superar a barreira da acessibilidade financeira desses veículos, muitos dos avanços tecnológicos nessa área visam a redução substancial de custos através do desenvolvimento de baterias e expansão da capacidade no processo de fabricação de componentes. Outros desenvolvimentos que visam a redução de custos incluem opções de redesenhar a arquitetura do trem de força desses veículos, deixando-os mais simples e inovadores, aproveitando as dimensões compactas dos motores elétricos e a presença de menos peças móveis comparado a veículos de combustão interna (IEA, 2019).

Os principais componentes presentes no trem de força de um veículo elétrico são: motor elétrico, eletrônica de potência, *hardware* e *software* de controle, cabos e conectores. Entre eles, a projeção em relação aos motores elétricos é de que a indústria brasileira estará em condições de produzir motores de indução automotivos em um horizonte não maior que 5 anos e motores síncronos de ímãs permanentes veiculares até 2028 (MDIC, 2019).

### 2.1 Tipos de veículos eletrificados e suas funcionalidades

O termo veículo eletrificado inclui tanto os Veículos Elétricos Híbridos, ou *Hybrid Electric Vehicles (HEVs)*, quanto os veículos puramente elétricos, ou *Battery Electric Vehicles (BEVs)*.

Os veículos puramente elétricos são movidos exclusivamente por uma fonte de propulsão elétrica, ou seja, uma ou mais máquinas elétricas que convertem a energia elétrica, anteriormente armazenada em baterias, em energia mecânica. Outra característica exclusiva do puramente elétrico é possuir menos peças móveis em relação a outros veículos, o que acarreta em um menor custo de manutenção.

Os *HEVs*, por sua vez, possuem um Motor à Combustão Interna (MCI) e também uma fonte de energia elétrica que pode ou não ser utilizada para propulsão do veículo. Os tipos de *HEVs* são distinguidos pelo seu nível de hibridização:

- *Micro-hybrids Electric Vehicle*: É o nível mais baixo de hibridização. Sua fonte de energia elétrica possibilita duas funcionalidades a mais comparado à um veículo convencional, que são o sistema *start-stop* e a frenagem regenerativa. Nesse tipo de veículo o motor elétrico não é utilizado para tração, as baterias não são recarregadas através da rede elétrica e a energia que carrega as baterias vem exclusivamente da frenagem regenerativa.
- *Mild Hybrid Electric Vehicle*: Segundo nível de hibridização. Além das mesmas funcionalidades presentes nos *micro-hybrids*, o motor elétrico desse tipo de veículo também é capaz de auxiliar o MCI, gerando torque elétrico de assistência. Assim como no caso anterior, as baterias são carregadas apenas através do recurso de frenagem regenerativa.
- *Full Hybrid Electric Vehicle*: Além de todas as funcionalidades presentes nos *mild hybrids*, possui um motor elétrico com potência suficiente para movimentar o veículo operando independentemente do MCI, ou seja, possui um modo de tração 100% elétrica. Nesse tipo de veículo um sistema de controle inteligente irá escolher a fonte de energia ótima baseada nas condições de direção. Neste veículo também não existe recarga pela rede elétrica.
- *Plug-in Hybrid Electric Vehicle (PHEV)*: possui todas as funcionalidades dos níveis anteriores, porém, incluem a possibilidade de carregamento pela rede elétrica e possuem uma autonomia no modo 100% elétrico maior do que o tipo *Full Hybrid Electric Vehicle*.

A frenagem regenerativa é um dos recursos presentes em veículos eletrificados em geral. Durante a frenagem regenerativa, o motor elétrico opera como gerador, convertendo a energia que seria desperdiçada nos freios em forma de calor

em energia elétrica que é acumulada nas baterias em forma de energia química (DENTON, 2018). Consequentemente, além do aproveitamento dessa energia o sistema de freios também é conservado.

O sistema *start-stop* é utilizado para desligar automaticamente o sistema de tração em paradas curtas, quando o veículo não está em movimento, contribuindo para aumentar a sua eficiência energética. Em veículos com transmissão manual, o motor é desligado quando a alavanca do câmbio estiver em ponto morto e o pedal de embreagem não estiver pressionado; para religar o motor, basta pressionar o pedal de embreagem novamente. Em veículos com transmissão automática, o motor desliga depois de alguns instantes com o pedal do freio pressionado e religa quando o pedal do freio for liberado.

A funcionalidade de torque elétrico de assistência é um sistema que serve para diminuir o tempo de resposta do veículo ao pisar no pedal do acelerador. Um MCI tem um certo atraso em entregar o torque solicitado ao pressionar o pedal de aceleração, nessas situações o motor elétrico pode auxiliar, fornecendo torque adicional, que compensa esse atraso. Isso ocorre devido à característica do motor elétrico de poder produzir alto torque em qualquer velocidade abaixo da nominal, ao contrário do motor à combustão que produz maior torque em altas velocidades, assim, a combinação dos dois resulta em uma melhor performance além de redução de consumo de combustível (DENTON, 2018).

A Tabela 1 mostra um resumo das funcionalidades presentes em cada tipo de veículo híbrido

**Tabela 1 - Funcionalidades dos tipos de veículos elétricos híbridos.**

Funcionalidades	Tipo de veículos elétricos híbridos			
	<i>Micro</i>	<i>Mild</i>	<i>Full</i>	<i>Plug-in</i>
<i>Start-stop</i>	X	X	X	X
Freio regenerativo	X	X	X	X
Torque elétrico de assistência		X	X	X
Direção 100% elétrica (Modo elétrico)			X	X
Carregamento através da rede elétrica				X

**Fonte: Autores (2022)**

Conforme o nível de hibridização aumenta, a potência da máquina elétrica deve ser maior, assim como a capacidade de armazenamento da bateria e também a eficiência energética do veículo.

As desvantagens associadas a esse tipo de veículo são: o aumento de peso devido aos componentes elétricos adicionais, ser mais difícil de construir e o preço total de compra maior comparado a um veículo à combustão interna.

## 2.2 Configurações de veículos eletrificados

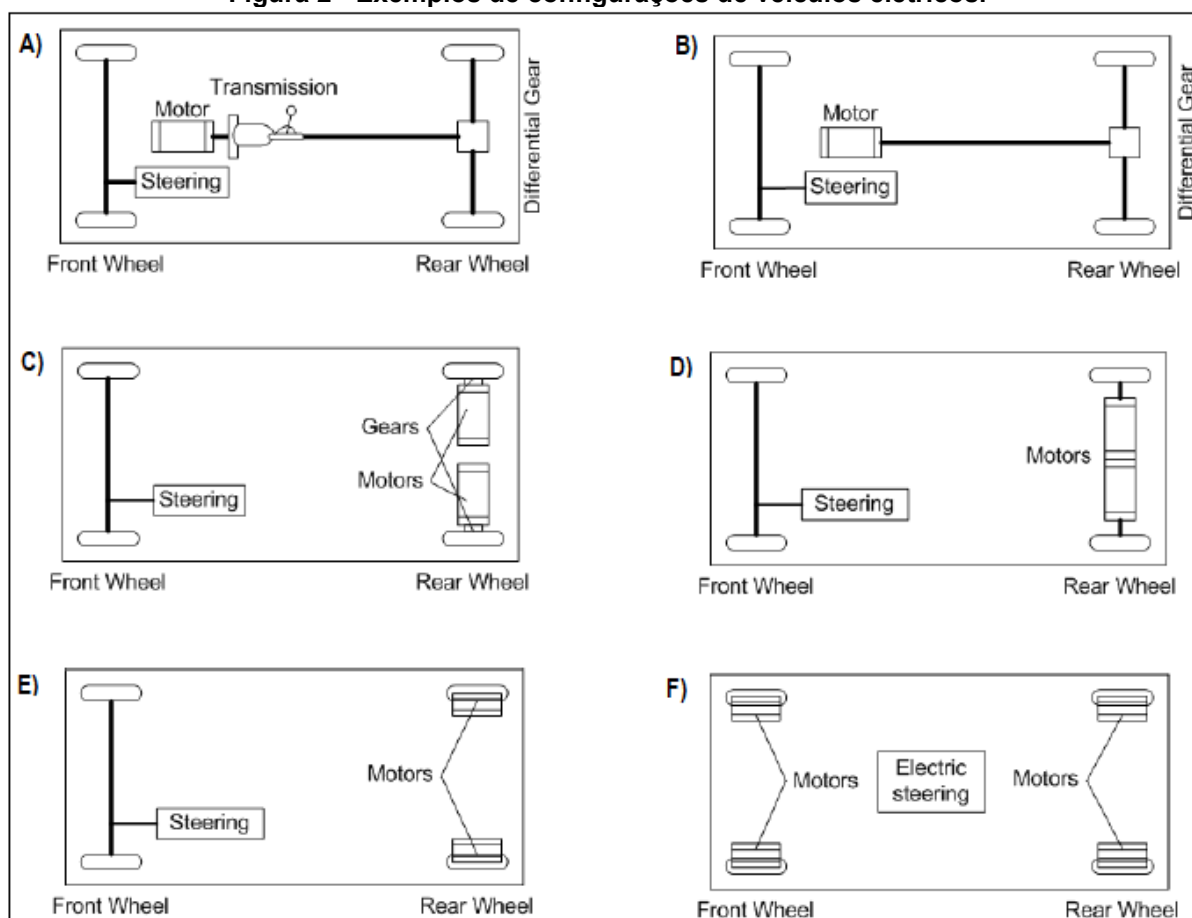
A configuração de um VE refere-se à localização do motor elétrico dentro do veículo. Nos *BEVs* existe a possibilidade de instalação do motor no eixo dianteiro ou traseiro, nas rodas ou em um eixo central longitudinal. Eles também podem ter um ou mais motores, sendo a combinação entre número de motores e local onde serão instalados a definição da sua configuração. Outro fator levado em consideração na definição da configuração dos *BEVs* é a utilização da caixa de transmissão, pois, caso o motor opere em uma faixa de torque dentro de certos limites por toda a variação de velocidade do veículo, ela não é necessária (DENTON, 2018).

Como exemplo, a Figura 2 mostra algumas configurações possíveis em *BEVs*. A Figura 2(A) ilustra uma configuração em que o MCI é substituído por um motor elétrico, sendo mantida a estrutura do sistema de transmissão. A única mudança entre essa configuração e a configuração apresentada na Figura 2(B) é a remoção da transmissão.

Dois configurações com dois motores elétricos instalados no eixo traseiro são apresentadas na Figura 2(C) e na Figura 2(D), de forma que o diferencial pode ser removido já que os dois motores elétricos transmitem energia para as rodas de forma a realizar a mesma função do diferencial. A diferença entre elas é a presença ou não de uma caixa de redução de rotação entre as rodas e os motores.

Outros exemplos são ilustrados na Figura 2(E) e na Figura 2(F), nos quais mostram motores integrados às rodas. A desvantagem destas configurações é que tornam o sistema de amortecimento mais complexo, por outro lado, os motores não ocupam espaço no veículo, aumentando o espaço disponível para baterias. Assim como nos dois exemplos anteriores, existe a possibilidade de retirada do diferencial e da caixa de transmissão.

Figura 2 - Exemplos de configurações de veículos elétricos.

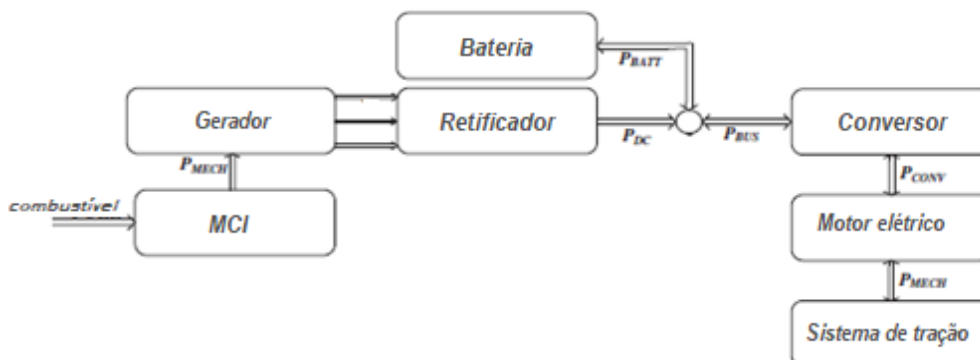


Fonte: Adaptado de Xue (2008)

Em veículos híbridos a configuração veicular refere-se à forma como os componentes se conectam e como é o seu fluxo de potência. A nomenclatura usual utilizada para identificar essas configurações são: configuração série, paralelo ou série-paralelo.

A Figura 3 ilustra o fluxo de energia em um veículo híbrido com configuração em série, geralmente utilizada em *PHEVs*. Nesse tipo de configuração não existem conexões mecânicas entre o MCI e as rodas (BAYINDIR, 2011). O eixo do MCI fornece energia mecânica para um gerador, que gera energia elétrica para as baterias e motor elétrico, enquanto o trabalho de tração é inteiramente desempenhado pelo motor elétrico.

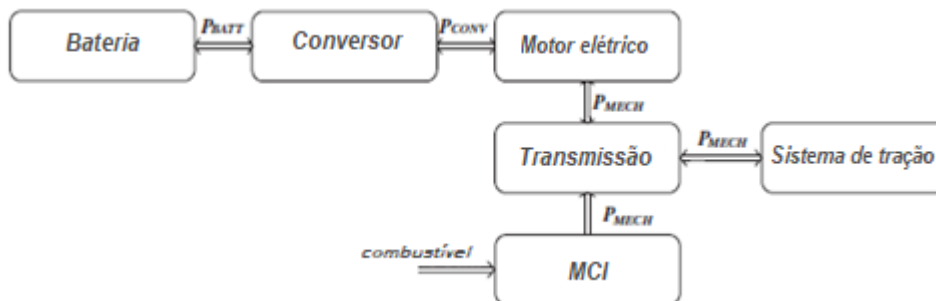
**Figura 3 - Diagrama de blocos configuração híbrida série.**



Fonte: Adaptado de Bayindir (2011)

A Figura 4 ilustra o fluxo de energia em um veículo com configuração híbrida paralelo. Nesse tipo de configuração a saída de potência elétrica e a saída de potência mecânica são conectadas em paralelo para acionar a transmissão (BAYINDIR, 2011). A estratégia de controle do sistema de tração será realizada pelo software do sistema de controle eletrônico, que irá acionar ou não o acoplamento dos motores à transmissão de acordo com as condições de direção do veículo (DENTON, 2018).

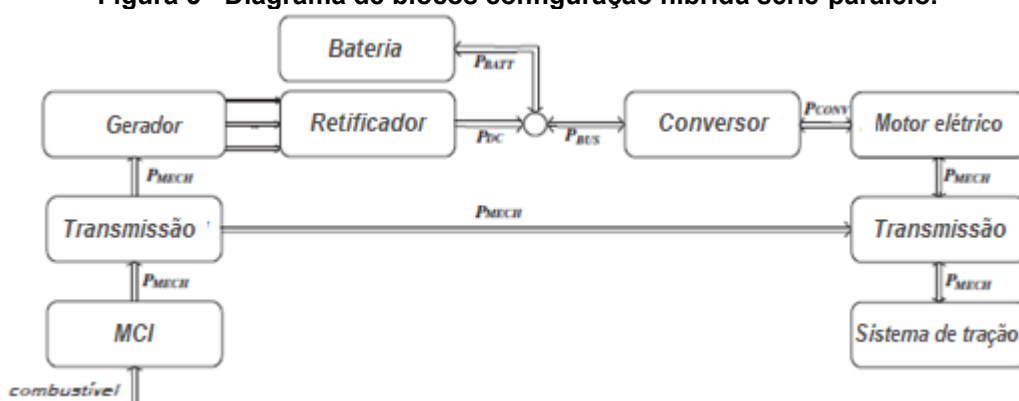
**Figura 4 - Diagrama de blocos configuração híbrida paralelo.**



Fonte: Adaptado de Bayindir (2011)

A Figura 5 ilustra o fluxo de energia em um veículo com configuração série-paralelo. Nessa configuração existem duas unidades elétricas, um alternador e um motor de tração, sendo parte da potência gerada pelo MCI convertida em potência elétrica pelo alternador e o restante traciona as rodas junto com o motor elétrico. É considerada uma configuração complexa, pois, além de possuir mais elementos, necessita de um sistema de transmissão planetário.

Figura 5 - Diagrama de blocos configuração híbrida série-paralelo.



Fonte: Adaptado de Bayindir (2011)

Sendo assim, as diversas variações de tipos e configurações de veículos eletrificados contribuem para a complexidade no desenvolvimento desse tipo de veículos, fazendo com que o uso de diferentes ferramentas e recursos beneficie a qualidade e tempo desse desenvolvimento.



### 3 MÁQUINAS ELÉTRICAS DE TRAÇÃO VEICULAR

Para complementar o entendimento a respeito do funcionamento de veículos elétricos, são descritos neste capítulo os dois tipos mais comuns de máquinas elétricas para propulsão de veículos, são eles: o Motor de Indução Trifásico (MIT) e o Motor Síncrono de Imãs Permanentes (do inglês *PMSM*), abordando-se, para cada um, suas características construtivas e os princípios físicos que regem o seu funcionamento.

#### 3.1 Motor de indução trifásico

As máquinas de indução possuem excitação única, pois os enrolamentos do rotor desse tipo de máquina não são excitados por uma fonte externa, em vez disso, são induzidas correntes no rotor causadas pelo fluxo magnético variante gerado pela corrente que circula nos enrolamentos de armadura (UMANS, 2014).

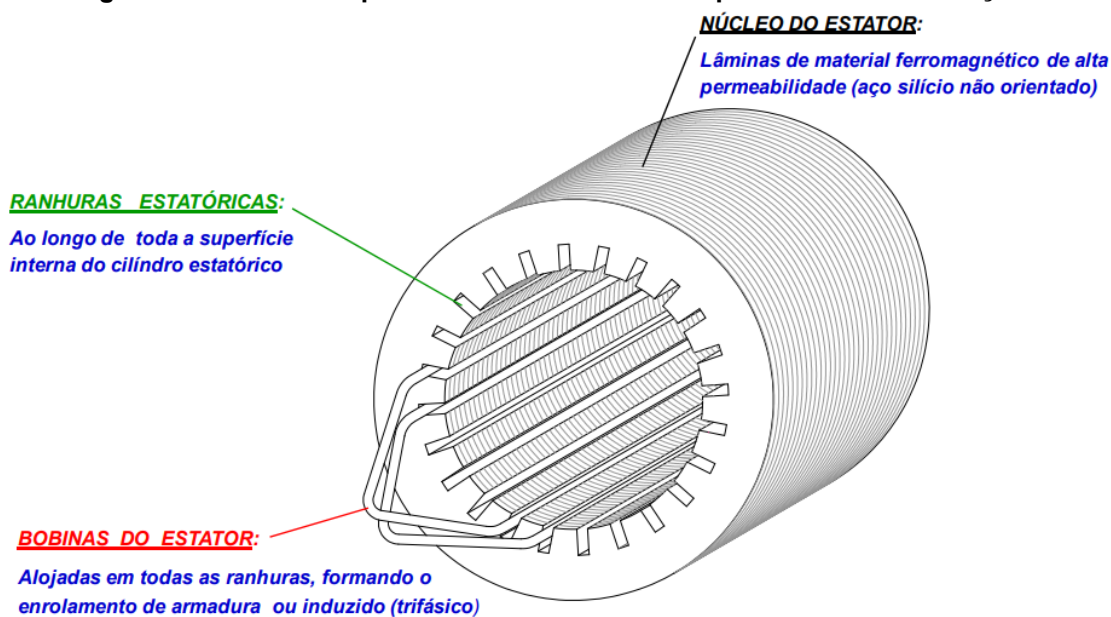
##### 3.1.1 Características construtivas

O motor elétrico de indução trifásico, assim como os motores elétricos em geral, é constituído por duas estruturas principais, responsáveis pelo processo de transformação de energia, são elas: o estator e o rotor.

O estator é a parte que se mantém fixa à carcaça. Ele é composto pelo núcleo, pelas bobinas e pela sua carcaça. Seu núcleo ferro magnético tem formato cilíndrico, que apresenta lâminas de aço-silício. Em sua parte interna, existem ranhuras uniformemente distribuídas, onde ficam alojadas as bobinas do estator. As bobinas formam o enrolamento de armadura, também chamado de enrolamento indutor e, quando alimentadas por correntes trifásicas, são responsáveis por criar o campo girante.

A Figura 6 mostra um desenho esquemático com as partes componentes de um estator.

**Figura 6 - Desenho esquemático do estator de máquina elétrica de indução.**



Fonte: USP (2020a)

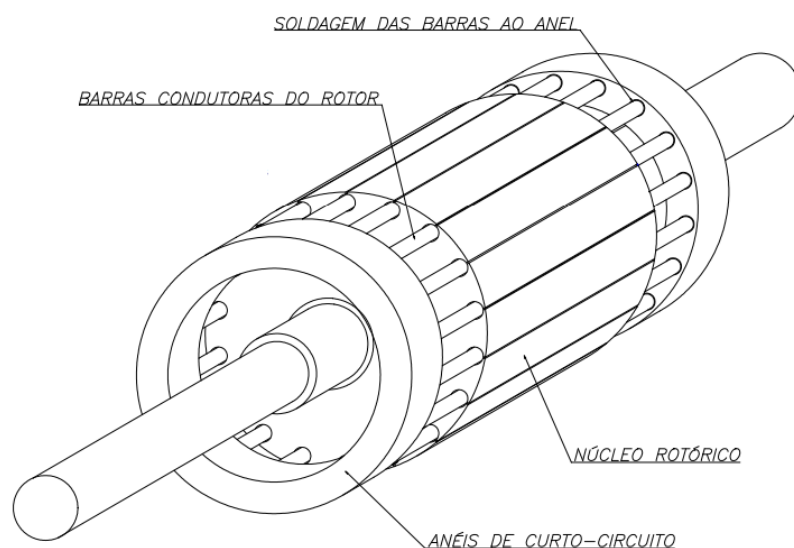
Já o rotor de uma máquina de indução, o componente girante, se localiza no interior do estator e fica apoiado no eixo da máquina. Ele pode ser de dois tipos, um deles denominado de rotor bobinado e o outro de gaiola de esquilo.

As características de um rotor bobinado não tem benefícios diretos em aplicações de veículos elétricos e, portanto, não são abordadas neste trabalho.

Já o rotor de gaiola de esquilo, representado na Figura 7, é composto por barras condutoras inseridas em ranhuras na superfície do núcleo do rotor, curto-circuitadas entre si através de anéis de curto-circuito. As vantagens desse tipo de rotor estão na simplicidade, robustez e menores custos de produção e fabricação comparado a outros tipos construtivos de rotores.

O estator e o rotor são suportados por uma estrutura chamada carcaça, além de servir como proteção mecânica, também ajuda na dissipação de calor gerada durante o funcionamento da máquina. Geralmente constituída de material metálico, ela pode possuir aletas para facilitar a troca térmica com o ambiente externo. O eixo que apoia o rotor é conectado à carcaça através de mancais de rolamento.

**Figura 7 - Desenho esquemático de um rotor gaiola de esquilo.**



**Fonte: USP (2020b)**

### 3.1.2 Princípio de funcionamento

O princípio básico de funcionamento de qualquer máquina elétrica CA pode ser descrito como sendo a criação de dois campos magnéticos, que presentes na mesma máquina, tendem a se alinhar através da criação de um conjugado. Fazendo um dos campos magnéticos girar, o conjugado induzido da máquina faz o outro campo “perseguir” o que está girando e, assim, a máquina começa a funcionar (CHAPMAN, 2013).

O princípio de funcionamento das máquinas de indução pode ser explicado através de três leis do eletromagnetismo:

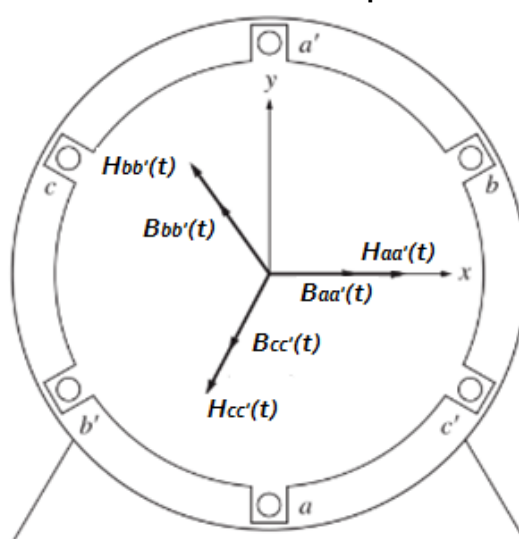
- Lei de Ampère: explica a criação do campo girante na armadura;
- Lei de Faraday: explica a criação da tensão induzida no rotor durante o funcionamento da máquina de indução;
- Lei de Lorentz: explica a força de alinhamento criada entre o campo magnético do rotor e o campo girante.

A Lei de Ampère mostra que uma corrente elétrica conduzida através de uma área transversal cria um campo magnético de caráter rotacional e perpendicular à direção da corrente (BASTOS, 2012). Aplicando esse conceito ao funcionamento de uma máquina elétrica é observado que uma bobina percorrida por uma corrente elétrica cria um campo magnético. O sentido do vetor de intensidade pode ser dado pela regra da mão direita: se os dedos da mão direita se curvarem no sentido de

circulação de corrente na bobina, o campo magnético resultante terá o sentido apontado pelo polegar (CHAPMAN, 2013).

A Figura 8 ilustra o estator de uma máquina elétrica, com seis ranhuras uniformemente espaçadas, onde estão alojadas três bobinas com o mesmo número de espiras. As três bobinas do estator são indicadas pelas letras "a", "b" e "c", sendo considerado que as correntes serão positivas se entrarem pelos terminais  $a$ ,  $b$ , e  $c$  e saírem pelos terminais  $a'$ ,  $b'$  e  $c'$ . Considerando uma corrente positiva circulando em cada uma das bobinas e aplicando a "regra da mão direita" em cada uma delas são obtidos a direção e o sentido dos campos magnéticos resultantes indicados pelos vetores com a letra H. Nesse caso todas as bobinas estão sendo alimentadas com a mesma intensidade de corrente ao mesmo tempo. A soma vetorial das correntes nesse momento é igual a zero.

**Figura 8 - Vetores de intensidades de campo magnético produzidas por cada bobina em um estator trifásico simples.**

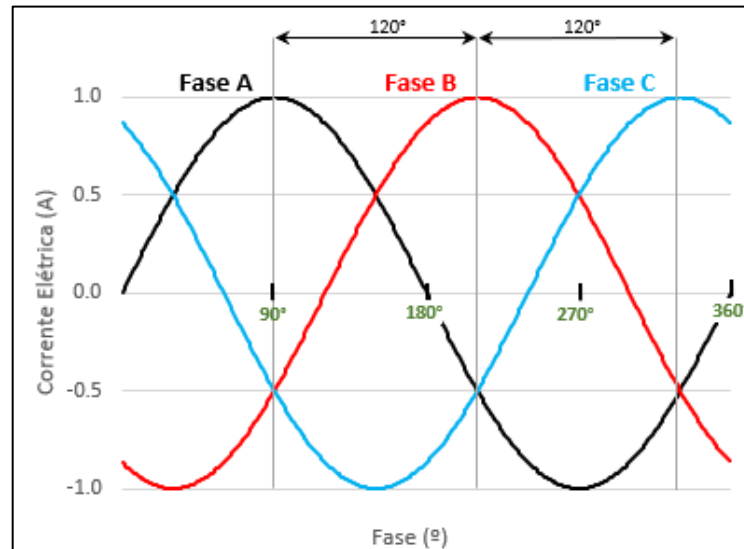


**Fonte: Adaptado de Chapman (2013)**

Durante o funcionamento da máquina, cada bobina é alimentada por uma fase e essas fases alternadas são defasadas entre si em  $120^\circ$  elétricos. Cada corrente irá gerar um campo magnético variante no tempo e o campo resultante é a soma dos campos de cada fase.

A Figura 9 ilustra a defasagem entre as correntes que alimentam as bobinas do estator.

Figura 9 - Defasagem de correntes em um sistema trifásico senoidal.



Fonte: Autores (2022)

A intensidade do campo magnético gerado em torno de cada bobina submetida à uma corrente alternada, em um sistema trifásico, é dada pelas equações:

$$H_{aa'}(t) = H_M \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$H_{bb'}(t) = H_M \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2)$$

$$H_{cc'}(t) = H_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3)$$

sendo:

$H_M$  = campo magnético máximo;

$H_{aa'}$  = campo magnético na bobina aa';

$H_{bb'}$  = campo magnético na bobina bb';

$H_{cc'}$  = campo magnético na bobina cc'.

A soma dos vetores no tempo é a resultante do campo magnético criado no estator. A Figura 10 ilustra a soma vetorial dos campos magnéticos em 4 momentos durante um ciclo de 360 graus.

No instante  $\omega t = 0 \text{ rad}$ , não existe corrente circulando na bobina aa'. Na bobina bb' a corrente é negativa, então entra pelo terminal b' e sai pelo terminal b, gerando o campo na direção do vetor vermelho ilustrado. Na bobina cc', existe uma corrente positiva que entra pelo terminal c e sai pelo terminal c', gerando o campo na direção do vetor azul ilustrado. A resultante é um campo magnético ilustrado pelo vetor cinza.

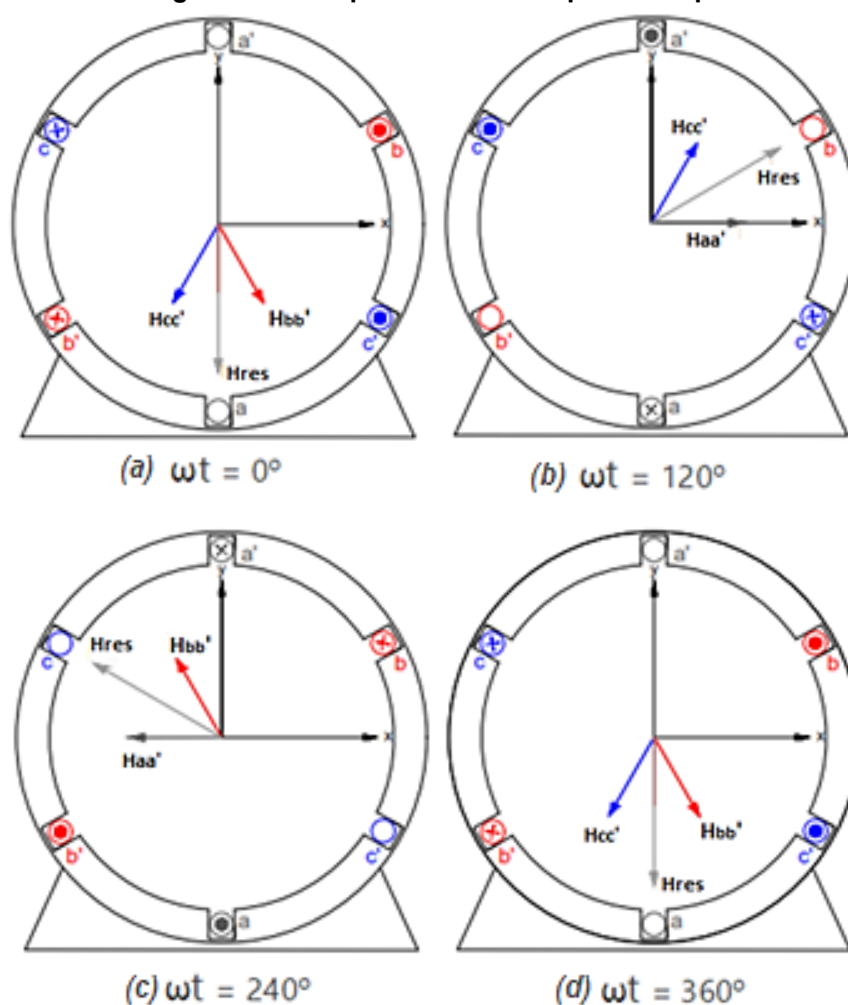
No instante  $\omega t = \frac{2\pi}{3} \text{ rad}$ , o vetor resultante está 120 graus à frente do instante ilustrado anteriormente, e assim sucessivamente até que o ciclo se reinicie. O

resultado final é a criação de um campo magnético rotativo com intensidade constante.

Em poucas palavras, a criação do campo girante formado no estator é dada por bobinas trifásicas espaçadas entre si em  $120^\circ$  elétricos e percorridas por correntes alternadas defasadas em  $120^\circ$  elétricos entre si. Dessa forma, é criado um campo magnético de módulo constante e direção variável (CHAPMAN, 2013).

A inversão no sentido de rotação do campo girante de uma máquina trifásica pode ser feita através do intercâmbio de duas quaisquer fases de alimentação.

**Figura 10 - Componentes de campo no tempo.**



**Fonte: Autores (2022)**

No caso ilustrado pela Figura 10, um ciclo do campo girante é correspondente a um ciclo completo do sistema de alimentação, isso por que a máquina representada possui dois polos magnéticos. A relação entre frequência, velocidade do campo e número de polos é dado pela equação (4):

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (4)$$

sendo:

$n_s$  = velocidade síncrona (rpm);

$f$  = frequência elétrica (hertz);

$p$  = número de polos.

Pode-se perceber, através desta equação, que para uma determinada máquina com uma característica construtiva que estabelece uma quantidade de números de polos fixa, a sua velocidade mecânica depende unicamente da frequência elétrica que é aplicada ao seu estator.

O fluxo magnético girante, gerado pelo estator, cruza as espiras do rotor. De acordo com a lei de Faraday, qualquer fluxo variante no tempo passando através de uma espira condutora fará com que surja uma tensão induzida diretamente proporcional à intensidade do fluxo e à sua taxa de variação em relação ao tempo (CHAPMAN, 2013), relação que pode ser representada por:

$$E_{ind} = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (5)$$

sendo:

$E_{ind}$  = tensão induzida (V);

$N$  = número de espiras;

$\phi$  = fluxo magnético (Wb).

Como as espiras do rotor estão curto-circuitadas, a tensão induzida em um circuito fechado faz com que ocorra a circulação de corrente, e a circulação de corrente por sua vez gera o campo magnético do rotor.

A partir da Lei de Lorentz se explica a criação de conjugado por conta da interação entre os dois campos magnéticos, que gera à busca de alinhamento entre os fluxos girantes do estator e do rotor. O rotor, entretanto, não pode girar nunca na mesma velocidade que o campo girante, pois assim não haveria mais a geração das correntes induzidas, já que o campo não estaria mais variando em relação às barras do rotor (MARTIGNONI, 1970).

Dessa forma, o campo de armadura (gerado pelo estator) e o campo do rotor sempre estão na mesma velocidade, a chamada velocidade síncrona, enquanto o rotor gira com velocidade inferior. Por esse motivo esse tipo de máquina também é conhecida como máquina assíncrona.

Para a diferença relativa entre estas velocidades, é utilizado o conceito de escorregamento.

$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (6)$$

sendo:

$s$  = escorregamento;

$n_m$  = velocidade mecânica do rotor em rpm.

A relação entre a frequência das correntes do estator  $f$  e a frequência das tensões induzidas no rotor  $f_r$  é:

$$f_r = s \cdot f \quad (7)$$

Quando o rotor está parado ( $n_r = 0$ ), é observado um valor de  $s = 1$ , implicando em uma alta tensão induzida no rotor, o que eleva a corrente no rotor e, conseqüentemente, gera um alto fluxo magnético e um alto valor de conjugado. À medida em que a rotação aumenta, o escorregamento diminui, reduzindo a tensão e correntes induzidas no rotor e, conseqüentemente, seu conjugado. Quando a velocidade do rotor se aproxima da rotação síncrona ( $n_r \rightarrow n_s$ ), é observado um valor de  $s = 0$ . Sem escorregamento não existe variação de fluxo e, conseqüentemente, não há tensão e corrente induzida no rotor, implicando em produção de conjugado nula.

Por conta dos atritos mecânicos e perdas envolvidas no sistema, o motor de indução nunca opera precisamente na velocidade síncrona.

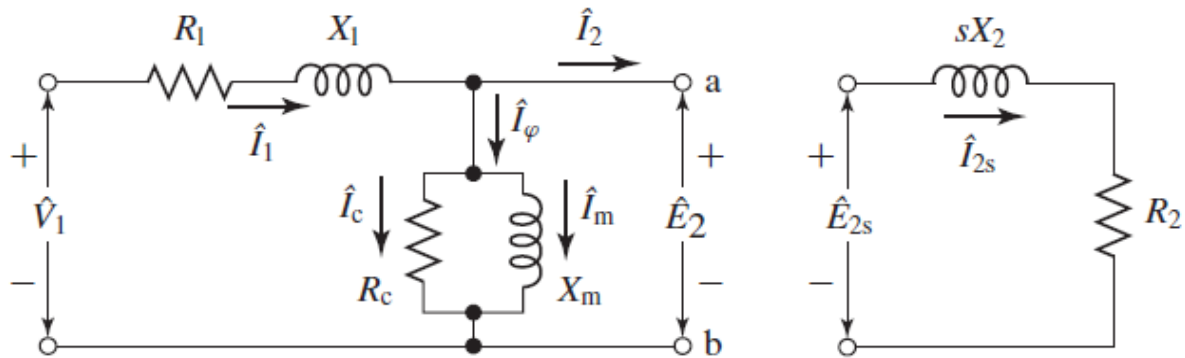
### 3.1.2.1 Circuito equivalente

A Figura 11 ilustra o circuito equivalente monofásico de uma máquina de indução polifásica em regime permanente. A partir desse modelo, as correntes e tensões das outras fases podem ser calculadas, no caso de uma máquina trifásica simétrica e operando de forma balanceada, aplicando um deslocamento de  $\pm 120^\circ$ .

A análise realizada a partir dessas considerações é equivalente a um circuito considerando apenas a sua componente fundamental, ou seja, não considera as possíveis componentes harmônicas presentes em aplicações reais.



Figura 11 - Circuito equivalente de uma máquina elétrica de indução.



Fonte: Adaptado de Umans (2014)

O bloco a esquerda do modelo representa o estator da máquina, sendo representadas por  $R_1$  sua resistência e por  $X_1$  sua reatância. A variável  $X_m$  representa a reatância de magnetização e  $R_c$  é a resistência de perdas no núcleo. A tensão  $V_1$  é a tensão de fase no terminal do estator e  $E_2$  representa a tensão interna primária do estator. Já o bloco a direita do modelo representa o rotor da máquina. Sua resistência e reatância são representadas, respectivamente, por  $R_2$  e  $X_2$ . A tensão  $E_{2s}$  representa a tensão induzida pelo fluxo do entreferro no rotor equivalente, enquanto a corrente.

A relação entre a tensão de fase no terminal do estator e a força contra eletromotriz  $E_2$ , obtida através da lei de Ohm, é dada pela equação (8):

$$\widehat{V}_1 = \widehat{E}_2 + \widehat{I}_1 (R_1 + j X_1) \quad (8)$$

sendo:

$\widehat{I}_1$  = fasor de corrente de fase no estator (A).

Da mesma forma, é possível calcular a impedância equivalente do rotor:

$$Z_2 = \frac{\widehat{E}_2}{\widehat{I}_2} \quad (9)$$

sendo:

$\widehat{I}_2$  = fasor de corrente de carga equivalente (A).

A impedância no rotor ( $Z_{2s}$ ), é calculada por:

$$Z_{2s} = \frac{\widehat{E}_{2s}}{\widehat{I}_{2s}} = R_2 + j s X_2 \quad (10)$$

sendo:

$\widehat{I}_{2s}$  = fasor de corrente induzida de rotor equivalente (A).

Os fasores de tensão primária no estator e tensão secundária no rotor se relacionam de acordo com a equação (11).

$$\widehat{E}_2 = s \widehat{E}_{2s} \quad (11)$$

Sabendo que, por conceito, as correntes  $I_2$  e  $I_{2s}$  são iguais em magnitude e direção e, aplicando as devidas simplificações nas equações (10) e (11), a impedância de rotor equivalente em função dos parâmetros elétricos da máquina é obtida através da equação (12).

$$Z_2 = \frac{R_2}{s} + j X_2 \quad (12)$$

A impedância de magnetização é dada pela relação entre as componentes  $R_C$  e  $X_m$  em paralelo, que é apresentada na equação (13).

$$Z_m = \frac{R_C \cdot jX_m}{R_C + jX_m} \quad (13)$$

Outras relações entre tensão, impedâncias e correntes podem ser encontradas a partir da análise do circuito equivalente. Isolando as correntes no estator, no rotor e de magnetização, respectivamente, são encontradas as relações representadas abaixo:

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{V}_1}{Z_{eq}} = \hat{I}_2 + \hat{I}_m \quad (14)$$

$$Z_{eq} = (R_1 + jX_1) + \left( \frac{Z_2 \cdot Z_m}{Z_2 + Z_m} \right) \quad (15)$$

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{V}_1 - \hat{I}_1 (R_1 + jX_1)}{Z_2} \quad (16)$$

$$\hat{I}_m = \frac{\hat{E}_2}{Z_m} \quad (17)$$

sendo:

$Z_{eq}$  = impedância equivalente do circuito de fase do estator ( $\Omega$ );

$\hat{I}_m$  = fasor da corrente de magnetização (A).

### 3.1.2.2 Potência e conjugado

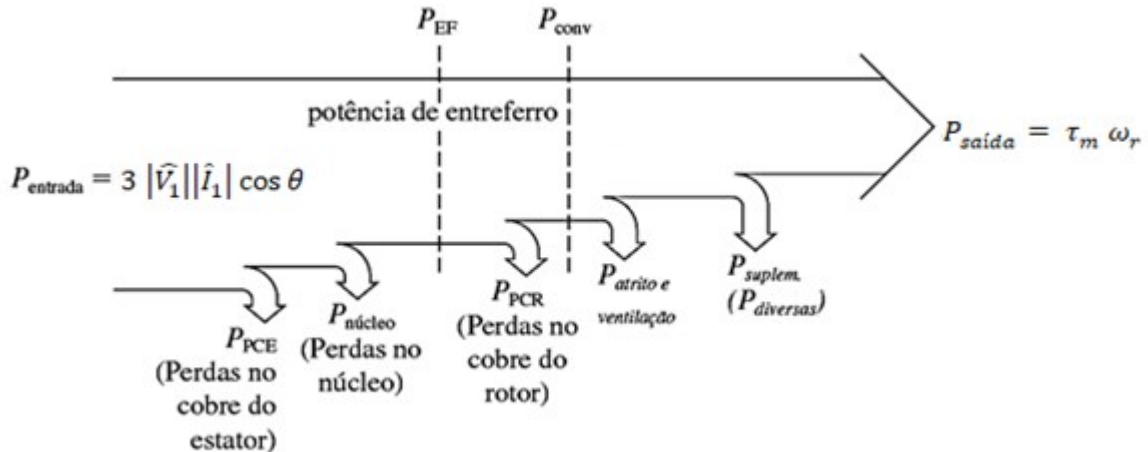
O motor elétrico converte parte da energia elétrica recebida em energia mecânica disponível no seu eixo. A diferença entre a energia de entrada e a energia de saída se deve às perdas envolvidas no processo de conversão de energia. No motor de indução, as principais perdas observadas, são:

- Perdas ôhmicas nos enrolamentos do rotor e estator, também chamadas de perdas no cobre;

- Perdas no material ferromagnético, chamadas de perdas no ferro;
- Perdas por atrito e vento.

A Figura 12 ilustra o diagrama do fluxo de potência do motor de indução.

Figura 12 – Diagrama do fluxo de potência do motor de indução.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

Seguindo o fluxo de energia da máquina, a primeira fonte de perdas encontrada são as perdas provenientes dos enrolamentos de cobre do estator. Elas são calculadas pela equação (18):

$$P_{PCE} = 3 R_1 |\hat{I}_1|^2 \quad (18)$$

A próxima fonte de perdas apresentada no diagrama é proveniente do material ferromagnético presente no estator e no rotor, indicado no diagrama por  $P_{núcleo}$ . Uma das formas de cálculo aproximado, é através da soma de perdas por histerese e perdas por correntes parasitas. Em Bastos (2012), são definidas e apresentadas equações que calculam aproximadamente essas duas fontes de perdas.

$$P_{hyst} = k_h \cdot B_{med}^\alpha \cdot f \cdot v \quad (19)$$

$$P_{focault} = \frac{1}{24} \sigma \cdot B_{máx}^2 \cdot e^2 \cdot \omega^2 \cdot v \quad (20)$$

sendo:

$k_h$  = constante de histerese;

$\alpha$  = coeficiente de Steinmetz;

$B_{med}$  = indução magnética média (T);

$B_{máx}$  = indução magnética máxima (T);

$\sigma$  = condutividade elétrica do material ferromagnético ( $\frac{S}{m}$ );

$e$  = espessura das chapas do material ferromagnético (m);

$v$  = volume de material ferromagnético ( $m^3$ ).

A constante de histerese depende do material que constitui os elementos da máquina e, para ligas de ferro-silício, é comumente assumido um valor igual a 30. A constante de Steinmetz, para fontes de alimentação senoidais em materiais de ferro, é aproximadamente 1,6 (BASTOS, 2012).

Através desse método de cálculo são calculadas perdas no ferro tanto no circuito rotórico quanto no circuito estático. As perdas por histerese e por correntes de Foucault no estator são representadas com o subscrito 's', e no rotor pelo subscrito 'r'.

Assim, as equações que calculam as perdas no ferro do estator, perdas no ferro do rotor, e perdas no ferro totais, respectivamente, são dadas por:

$$P_{PFE} = P_{hyst\_s} + P_{focault\_s} \quad (21)$$

$$P_{PFR} = P_{hyst\_r} + P_{focault\_r} \quad (22)$$

$$P_{PF} = P_{PFE} + P_{PFR} \quad (23)$$

A potência transferida do estator para o rotor é denominada de potência de entreferro, e é calculada por:

$$P_{EF} = 3 \left| \hat{I}_2 \right|^2 \frac{R_2}{s} = \tau_{em} \omega_s \quad (24)$$

sendo:

$P_{EF}$  = Potência de entreferro ( $W$ );

$\tau_{em}$  = torque eletromagnético ( $Nm$ );

$\omega_s$  = velocidade síncrona em  $rad/s$ .

A potência transferida ao rotor ainda sofre perdas ao passar pelos enrolamentos de cobre, chamadas de perdas no cobre do rotor ( $P_{PCR}$ ).

$$P_{PCR} = 3 R_2 \left| \hat{I}_2 \right|^2 \quad (25)$$

A potência convertida ( $P_{conv}$ ), é a potência calculada antes das perdas por atrito e ventilação serem consideradas. O seu valor pode ser calculado através da análise do diagrama da Figura 12, ou através da aplicação do cálculo de potência no circuito equivalente. As duas formas de encontrar o seu valor são apresentadas na equação (26):

$$P_{conv} = P_{saída} + (P_{AeV} + P_{suplem}) = 3 \left( \frac{1-s}{s} \right) R_2 \left| \hat{I}_2 \right|^2 \quad (26)$$

sendo:

$P_{conv}$  = potência convertida (W);

$P_{saída}$  = potência mecânica de saída (W);

$P_{AeV}$  = perdas por atrito e ventilação (W);

$P_{suplem}$  = perdas suplementares (W).

As perdas provenientes de atrito e ventilação ( $P_{AeV}$ ) e perdas suplementares ( $P_{suplem}$ ) não possuem dependência direta com os parâmetros elétricos da máquina, porém, podem ser determinadas através de diversos tipos de ensaios (UMANS, 2014). Alternativamente, é possível modelar essas perdas considerando o fator de atrito ( $b$ ), através de uma fórmula aproximada, dada pela equação (27) (GHOSH, 2020).

$$P_{AeV} = b \cdot \omega_r^2 \quad (27)$$

A soma de todas as perdas citadas até o momento é dada pela variável  $P_{perdas}$  e, por fim, a potência de saída e o rendimento do motor de indução são calculados pelas relações:

$$P_{saída} = \tau_m \omega_r \quad (28)$$

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{entrada}} = \frac{P_{saída}}{P_{saída} + P_{perdas}} \quad (29)$$

sendo:

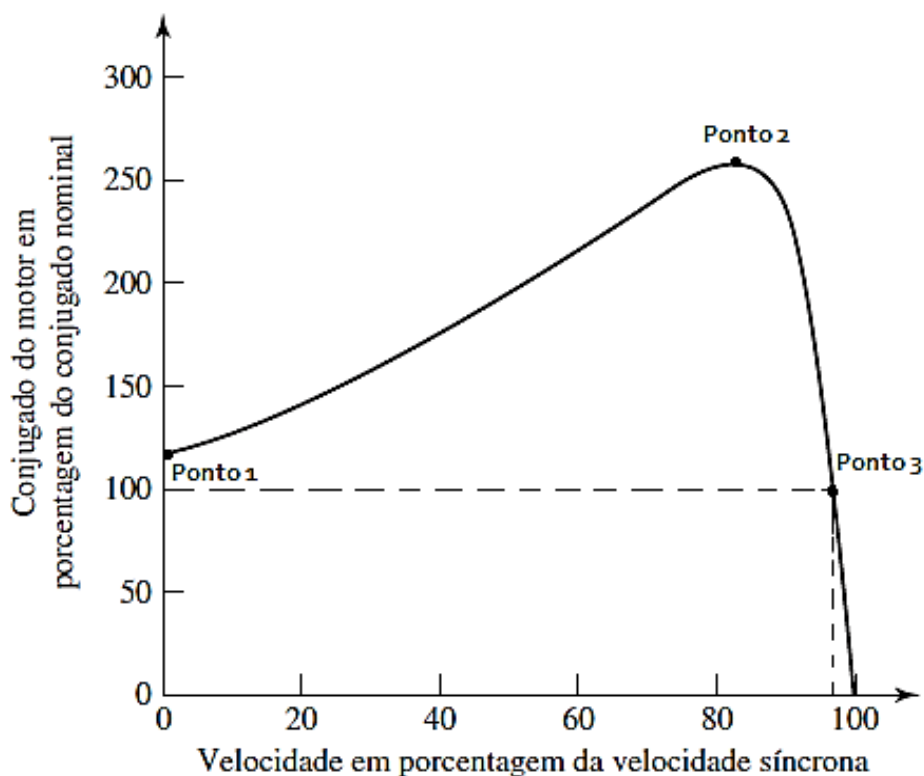
$\tau_m$  = torque mecânico;

$\eta$  = rendimento;

$P_{entrada}$  = potência elétrica de entrada.

Um das características mais importantes de um motor, independentemente de seu tipo, é a característica conjugado vs. velocidade. A Figura 13 ilustra uma curva típica de conjugado vs. velocidade de um motor de indução operando com tensão e frequência constantes. O ponto 1 na figura representa o conjugado de partida, o ponto 2 representa o conjugado máximo e o ponto 3 representa o conjugado nominal, ou seja, o máximo conjugado que o motor consegue desenvolver em regime contínuo.

Figura 13 - Curva característica conjugado vs. rotação de um motor de indução.



Fonte: Adaptado de Umans (2014)

No caso de aplicação de veículos elétricos, é necessário considerar as características do motor em velocidade variável, visto que não faria sentido um automóvel que se movimenta apenas em velocidade constante.

Existem diferentes formas para realizar o controle de velocidade variável em motores de indução. Um dos mais utilizados, que é abordado neste trabalho, é o método de controle de frequência variável, que consiste no controle de velocidade pela variação da frequência e da tensão de armadura aplicada (UMANS, 2014).

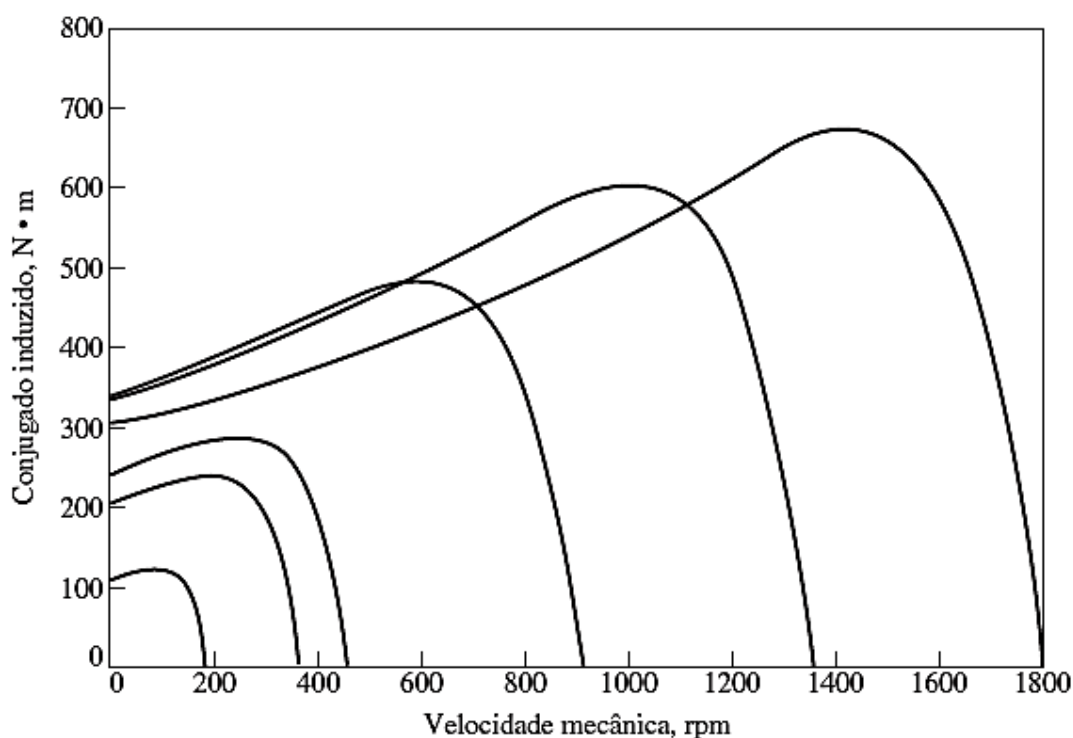
Um acionamento de motor de indução de frequência variável tende a ter bastante flexibilidade, podendo operar desde frequências bem abaixo da velocidade base, até frequências acima de duas vezes o valor de frequência nominal (CHAPMAN, 2013).

Nesse tipo de acionamento, de zero até o valor de tensão nominal, a relação entre tensão e frequência se mantém constante, entretanto, por conta da variação de tensão, a potência de entrada para cada ponto será diretamente afetada, assim como pode ser observado pela equação (30):

$$P_{entrada} = 3 |\hat{V}_1| |\hat{I}_1| \cos \theta \quad (30)$$

A Figura 14 ilustra uma família de curvas características para frequências abaixo da frequência nominal. É possível notar que as curvas mantêm um mesmo padrão de formato, porém seu ponto de conjugado máximo varia, e conforme o aumento da frequência aplicada, a curva se desloca ao longo do eixo de velocidade.

**Figura 14 - Conjunto de curvas características para frequências abaixo da frequência nominal.**

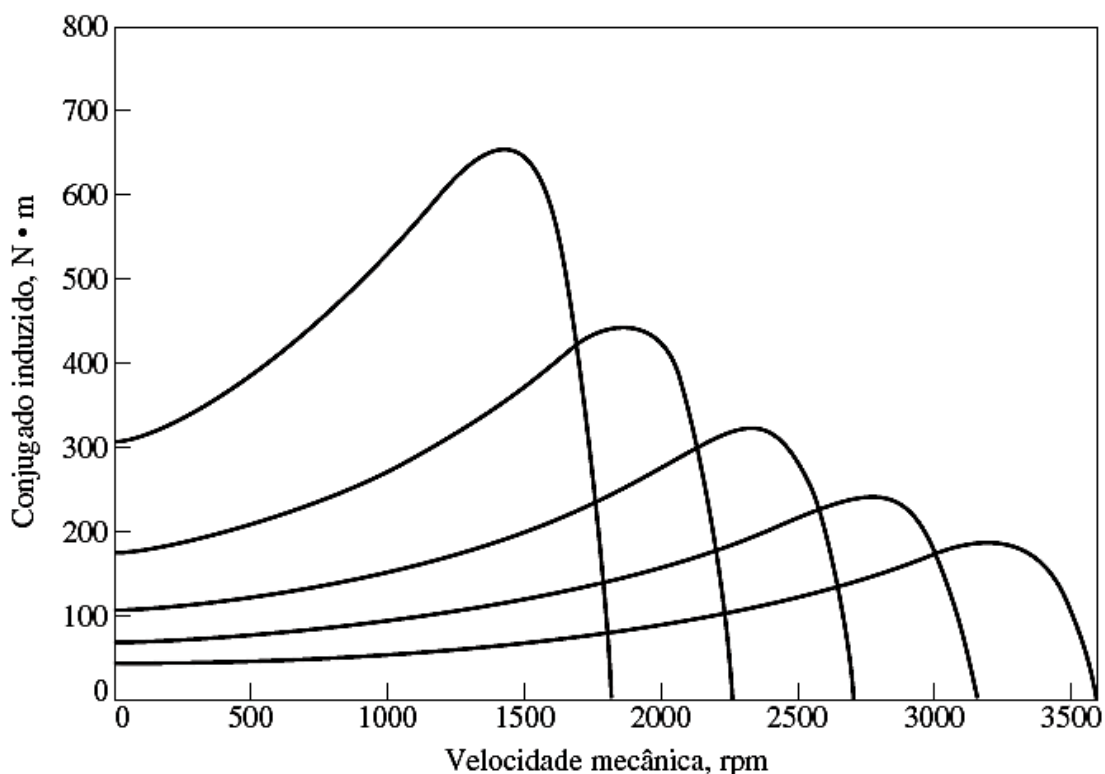


Fonte: Chapman (2013)

Quando a frequência aplicada ao motor é superior à frequência nominal, é necessário limitar a tensão de linha para proteger a isolamento do enrolamento do motor. Conseqüentemente, ao aumentar a frequência mantendo a tensão constante, o fluxo resultante da máquina diminui, assim como o seu conjugado máximo (CHAPMAN, 2013). Como resultado, as curvas características para frequências acima da nominal sofrem alterações em relação às curvas anteriormente apresentadas.

A Figura 15 ilustra um exemplo de curvas para operação em frequências acima da nominal, na qual é possível observar a diminuição do ponto de conjugado máximo entre as curvas.

Figura 15 - Conjunto de curvas características para frequências acima da frequência nominal.



Fonte: Chapman (2013)

### 3.2 Motor síncrono de ímãs permanentes

Máquinas síncronas constituem uma família inteira de máquinas elétricas que podem ser divididas em três grandes grupos: as Máquinas Síncronas de Excitação Separada, as Máquinas Síncronas de Relutância, e as Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes (Pyrhönen, 2009). Para tornar este texto objetivo, neste capítulo foi abordado especificamente sobre as máquinas de ímãs permanentes pois possuem um maior interesse para aplicações de tração veicular.

Os Motores Síncronos de ímãs permanente ou como são comumente chamados, do inglês, *Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM)*, são motores síncronos que necessitam somente de uma alimentação CA, pois devido ao fato de possuírem ímãs no rotor, descarta-se a necessidade da alimentação de campo externa.

Em relação à produtividade, quando comparados com motores de indução trifásicos, Patil (2019) diz que os *PMSM* são mais eficazes e têm menor volume, ao ponto que inúmeros fabricantes desse setor acabam por utilizar essa tecnologia. Isso se dá, principalmente, pois essa tecnologia destaca-se em pontos como:



- Maior densidade de potência, proporcionada pela grande densidade energética dos ímãs que permitem uma menor circunferência do rotor;
- Melhor desempenho, atrelado a um controle de velocidade mais simples e de menor custo;

Tendo esses pontos como base, pode-se concluir que os motores síncronos de ímãs permanentes superam os de indução em quesitos como controle e eficiência. Porém, um dos pontos que diminuem sua atratividade é a necessidade de utilização de ímãs de terras raras como NdFeB (liga de neodímio, ferro e boro), devido ao custo elevado destes materiais.

Em algumas aplicações pode-se também encontrar motores de ímãs permanentes alimentados por uma fonte AC retangular (ou trapezoidal). Esses motores são chamados de BLDC (do inglês *Brushless Direct Current*) e operam com uma configuração específica de Inversor e PWM para controle e transferência de potência (MUKHERJEE, 2020).

### 3.2.1 Características construtivas

Os motores CA de ímãs permanentes são motores síncronos polifásicos com ímãs permanentes acoplados (geralmente) em seu rotor. Desta forma, como as demais características construtivas destes equipamentos podem ser consideradas semelhantes às máquinas síncronas com alimentação de campo, neste capítulo é dada ênfase nos aspectos construtivos dos rotores e dos ímãs permanentes.

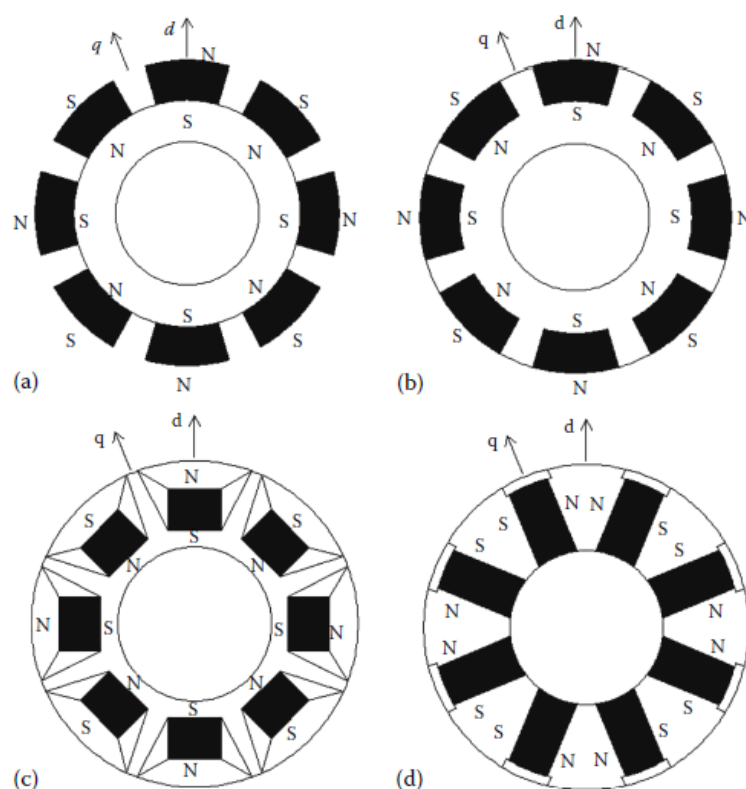
#### 3.2.1.1 Construção do rotor

Existe uma grande variedade de maneiras de se construir o rotor de uma máquina síncrona. Segundo Krishnan (2010), a maneira como os ímãs permanentes são montados no rotor influencia diretamente na direção e no comportamento do fluxo de campo, portanto, os *PMSMs* podem ser classificados de quatro formas distintas, são elas:

- Acoplamento Superficial, ilustrado pela Figura 16(a): Os ímãs são acoplados diretamente na superfície externa do rotor, o que permite uma construção mais simples e barata, porém menos segura, limitando a velocidade de operação a 3000 rpm;

- Ímãs Embutidos, ilustrado pela Figura 16(b): Nessa configuração observa-se uma construção bem mais robusta, em que os ímãs são embutidos dentro do corpo do rotor;
- Ímãs enterrados, ilustrado pela Figura 16(c): A inserção dos ímãs no interior do rotor, permite velocidades de operação mais altas, porém, sua construção é mais complexa e cara. Também se faz necessário a inserção de “barreiras de ar” com o objetivo de impedir a circulação do fluxo magnético de um ímã para o outro dentro do próprio rotor;
- Ímãs Interiorizados com Magnetização Tangencial, ilustrado pela Figura 16(d): Outra forma de embutir ímãs dentro do rotor é colocando-os de forma que seu eixo magnético esteja tangencialmente orientado em relação a circunferência do rotor. Mantendo cada par de faces com a mesma polaridade, força-se o fluxo magnético em um sentido resultante radial. Segundo o autor, neste modelo passa a ser necessário o isolamento magnético do eixo do rotor a partir da inserção de um anel não magnético, ou até mesmo da construção do rotor com materiais não magnéticos. Aumentando assim a concentração do fluxo ou permitindo a utilização de ímãs com menor densidade magnética.

Figura 16 - Tipos de PMSM de acordo o acoplamento de seus ímãs.



Fonte: Adaptado de Krishnan (2010)

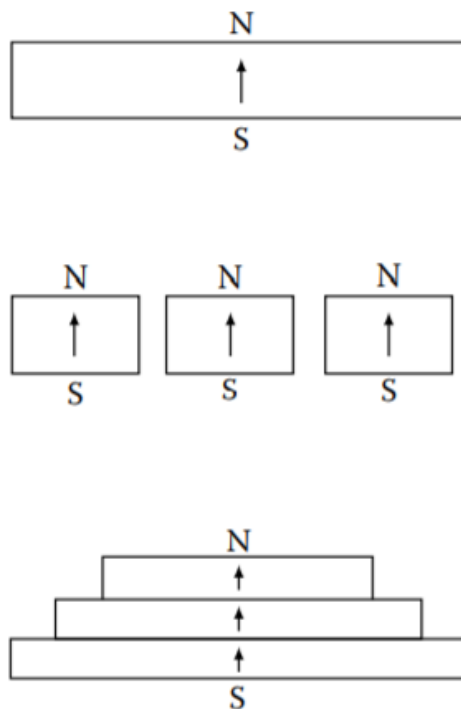
Krishnan (2010) ressalta que a espessura relativa dos ímãs utilizados tem uma influência significativa na intensidade do torque gerado, e que uma consequência importante do método de montagem dos ímãs do rotor é a diferença entre os valores de indutância dos eixos direto e em quadratura. Considerando que a permeabilidade dos ímãs de alta densidade de fluxo é quase igual à do ar, pode-se assumir que a espessura do ímã deve ser considerada como parte do entreferro magnético.

Nas máquinas representadas pelas letras (a), (b) e (c) da Figura 16, a relutância de entreferro depende da posição. O caminho principal percorrido pelo fluxo é denominado de eixo direto, enquanto o caminho com menos fluxo (defasado em  $90^\circ$  elétricos em relação ao eixo direto) é chamado de eixo de quadratura. Na Figura 16, a máquina correspondente à letra (a) possui as relutâncias de eixos direto e em quadratura iguais e, por este motivo, é definida como máquina de polos lisos. As outras três são máquinas de polos salientes, pois a relutância de eixo direto é diferente da relutância do eixo em quadratura. Nas máquinas (b) e (c) a relutância de eixo direto é maior que a de quadratura, enquanto a máquina (d) possui relutância de eixo direto menor que a de eixo em quadratura.

### 3.2.1.2 Ímãs permanentes

De acordo com Krishnan (2010), a tecnologia de construção dos ímãs permitiu uma interessante gama de opções para construção das *PMSMs*. Esses ímãs podem ser construídos individualmente de várias formas e tamanhos e inclusive magnetizados em qualquer sentido desejado. Permitindo que cada polo possa ser construído a partir de acoplamentos de ímãs de diferentes tamanhos ao invés de uma única peça, facilitando assim o processo construtivo e reduzindo o custo da máquina. Na Figura 17 são ilustradas algumas maneiras de segmentação.

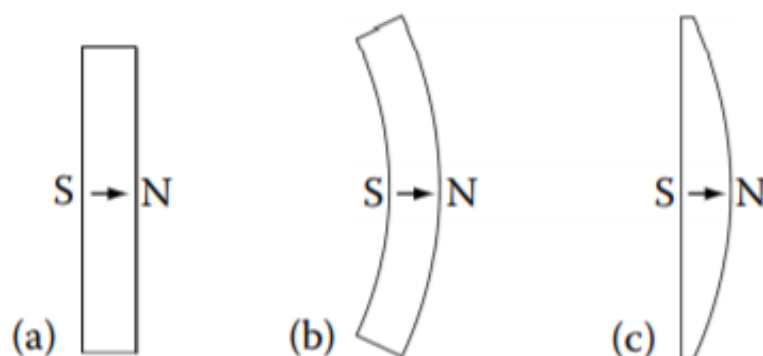
**Figura 17 - Tipos de acoplamentos de ímãs.**



**Fonte: Adaptado de Krishnan (2017)**

Com relação ao seu formato, em situações de acoplamento superficial ou até embutido, os ímãs também podem ser construídos de diferentes formas. Segundo Krishnan (2010), pode-se citar três grandes tipos: (a) Retangular; (b) Radial; e (c) *Breadloaf*, como ilustrado na Figura 18.

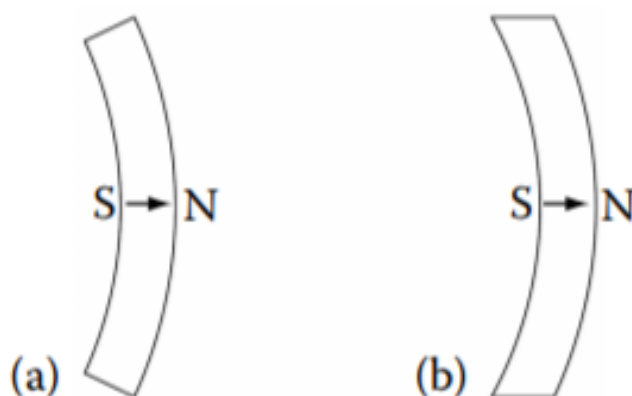
**Figura 18 - Formatos construtivos de ímãs.**



**Fonte: Adaptado de Krishnan (2010)**

No caso de ímãs de magnetização radiais, sua nomenclatura pode ser subdividida de acordo com o formato da borda do ímã e classificada de duas formas específicas: (a) bordas radiais; e (b) bordas paralelas. Na Figura 19 estão ilustrados esses formatos.

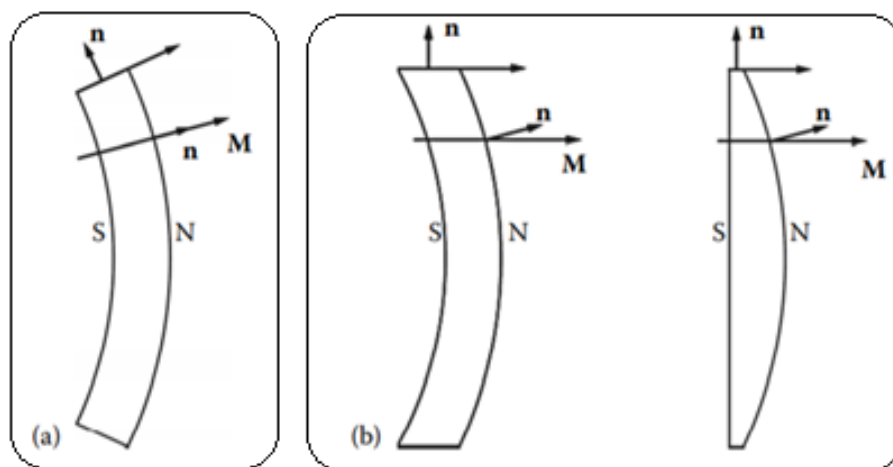
**Figura 19 - Ímãs Radiais com bordas radiais e paralelas.**



**Fonte: Adaptado de Krishnan (2010)**

Outra classificação que pode ser dada aos ímãs e seus aspectos intrínsecos são relacionados ao direcionamento de sua polarização. Também segundo Krishnan (2010), ímãs podem ser magnetizados em qualquer direção desejada, porém para aplicações em máquinas síncronas com acoplamento superficial ou embutido, consolidaram-se os direcionamentos “Paralelo” e “Radial” como os mais usuais, ambos estão ilustrados na Figura 20. Já para casos onde os ímãs são enterrados, pode-se encontrar também uma configuração “Tangencial”, como ilustrado na Figura 16(d).

**Figura 20 - Tipos de magnetização de ímãs. (a) Magnetização Radial e (b) Magnetização Paralela.**



Fonte: Adaptado de Krishnan (2010)

Vale ressaltar que, segundo o autor, cada uma dessas formas possui suas vantagens e aplicações específicas. Não tendo um demérito de forma geral na escolha de uma configuração específica.

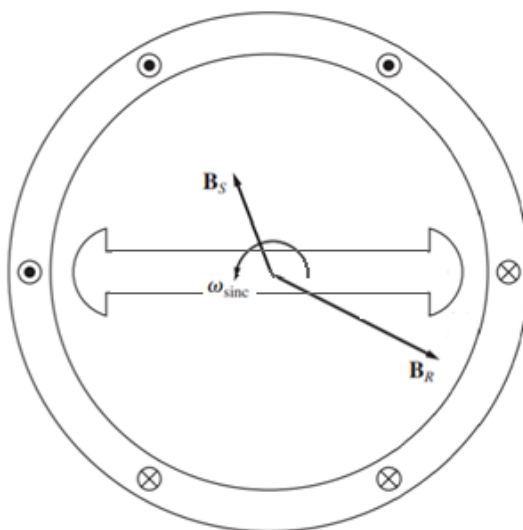
### 3.2.2 Princípio de funcionamento

O princípio de operação de *PMSMs* é semelhante ao de máquinas síncronas com rotor bobinado. Por essa razão, nesta seção foi tratado do funcionamento dessa família de máquinas de um ponto de vista generalizado.

De acordo com Umans (2014), uma máquina síncrona é aquela na qual uma corrente variante no tempo flui no enrolamento de armadura e um fluxo de campo contínuo, gerado por ou uma corrente contínua ou por ímãs permanentes, ocorre no rotor. O sincronismo se deve à relação que se estabelece entre as velocidades de rotação mecânica da máquina e a frequência aplicada às suas correntes de armadura.

Para esclarecer o funcionamento de uma máquina síncrona, a Figura 21 ilustra um motor simplificado de 2 polos com um conjunto trifásico de tensões sendo aplicado ao estator da máquina, produzindo um fluxo trifásico de correntes nos enrolamentos.

**Figura 21 - Motor síncrono de dois polos.**

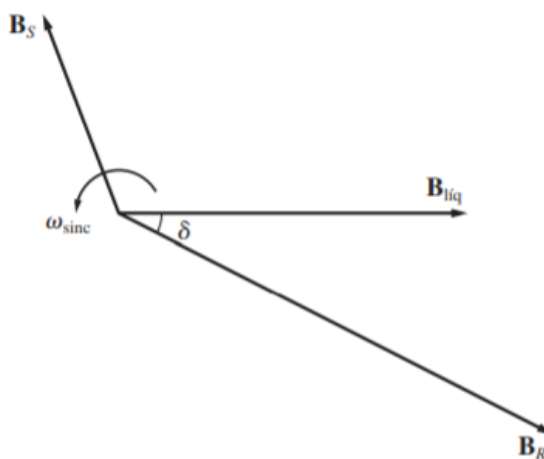


**Fonte: Adaptado de Chapman (2013)**

Na Figura 21 tem-se um campo magnético resultante de armadura representado pelo vetor  $\vec{B}_S$ , cujo princípio de funcionamento é semelhante ao de uma máquina assíncrona, já previamente explicado na Seção 3.1.2. E atrasado em relação a este, tem-se o campo magnético do rotor  $\vec{B}_R$ , que interage com o primeiro, a procura de um alinhamento vetorial. Quanto maior for o ângulo entre os dois campos, maior será o conjugado no rotor da máquina. O princípio básico de operação do motor síncrono é que o rotor “persegue” o campo magnético girante do estator, sem nunca conseguir se alinhar com ele (CHAPMAN, 2013).

Na Figura 22 pode-se observar o diagrama vetorial da interação entre esses campos e sua resultante vetorial  $B_{Liq}$  cuja aplicação física será explicada a seguir.

**Figura 22 - Diagrama do campo magnético de um motor síncrono.**



**Fonte: Adaptado de Chapman (2013)**

A partir desses vetores pode-se calcular o torque induzido  $\tau_{ind}$  gerado pela interação entre esses campos através da seguinte equação:

$$\tau_{ind} = k \vec{B}_R \times \vec{B}_{Liq} \quad (31)$$

Sua magnitude pode ser dada por:

$$\tau_{ind} = k \cdot |B_R| \cdot |B_{Liq}| \cdot \text{sen}(\delta) \quad (32)$$

Onde  $\delta$  o ângulo delta entre  $\vec{B}_R$  e  $\vec{B}_{Liq}$ , com  $\vec{B}_{Liq}$  calculado através de:

$$\vec{B}_{Liq} = \vec{B}_R + \vec{B}_S \quad (33)$$

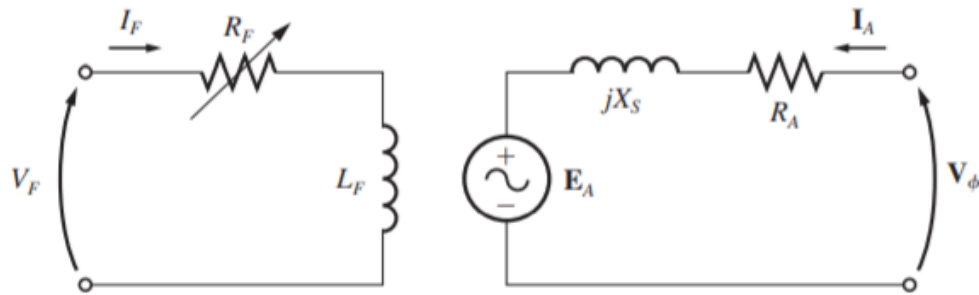
A relação matemática que estabelece o funcionamento de uma máquina síncrona operando como um motor, se encontra justamente no comportamento físico entre esses dois campos magnéticos. Segundo Chapman (2013), quando existe um conjugado sendo aplicado ao eixo do rotor e, conseqüentemente, este começa a operar como motor, o vetor  $\vec{B}_R$  ficará atrasado em relação a  $\vec{B}_{Liq}$ , fazendo com que a resultante do conjugado induzido gire no mesmo sentido do movimento da máquina.

Porém, para modelar o comportamento mecânico de um motor síncrono deve-se também entender e estabelecer as regras elétricas que ditam o seu funcionamento. A partir disto, surge a necessidade da modelagem elétrica de forma que possam ser extraídas as relações entre tensão e correntes aplicadas a armadura e ao respectivo torque mecânico desenvolvido no eixo.

Para exemplificar, o circuito equivalente de um motor síncrono de polos lisos pode ser representado de forma que exista uma dissociação elétrica entre seus enrolamentos de campo e de armadura. Na Figura 23 está representado um modelo monofásico desta máquina, onde o subscrito “F” indica os elementos referentes ao circuito de campo e, através do subscrito “A”, é indicado tudo aquilo que compõe o circuito de armadura.



Figura 23 - Circuito equivalente monofásico de um motor síncrono de polos lisos.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

De acordo com Chapman (2013), a partir desse modelo, a tensão aplicada em um dos terminais da máquina  $V_\phi$  é relacionada à tensão interna de armadura  $E_A$  na Equação (34).

$$\dot{E}_A = \dot{V}_\phi - jX_S \dot{I}_A - R_A \dot{I}_A \quad (34)$$

onde:

$E_A$  = tensão interna de armadura;

$V_\phi$  = tensão monofásica aplicada ao terminal da máquina;

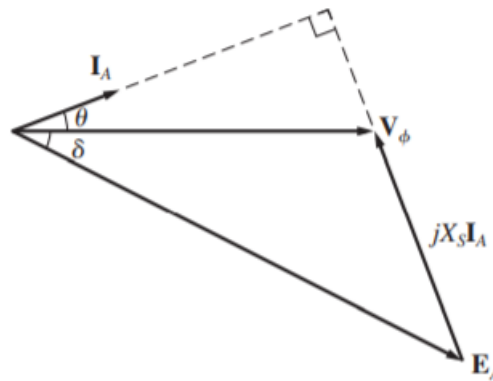
$X_S$  = reatância síncrona;

$I_A$  = corrente de armadura;

$R_A$  = resistência de armadura.

Em muitos casos, a resistência de armadura  $R_A$  possui uma influência muito pequena nas interações entre os elementos que constituem o modelo elétrico apresentado. Portanto, os fasores que representam a interação entre as variáveis da equação (34) podem ser visualizados de acordo com a Figura 24.

Figura 24 - Diagrama fasorial de um motor síncrono de polos lisos.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013)

Dadas as considerações feitas até aqui, é possível estabelecer uma relação direta entre o conjugado que uma máquina síncrona de polos lisos pode exercer e seus parâmetros de entrada, bem como com suas características construtivas (CHAPMAN, 2013). A equação (35) apresenta essa relação:

$$\tau_{Ind} = \frac{3 \cdot |V_{\phi}| \cdot |E_A| \cdot \text{sen}(\delta)}{\omega_m \cdot X_S} \quad (35)$$

sendo:

$\delta$  = distância angular entre os vetores de  $\vec{B}_R$  e  $\vec{B}_{Liq}$ ;

$\tau_{Ind}$  = torque induzido no eixo do rotor;

$\omega_m$  = velocidade angular mecânica.

Vale ressaltar que o ângulo “ $\delta$ ” está relacionado ao torque aplicado pelo motor. Quando este ângulo for maior que  $90^\circ$  elétricos, o rotor poderá perder o sincronismo com o estator e os campos magnéticos líquidos, ocasionando assim a inversão do sentido do conjugado induzido a cada ultrapassagem de um campo pelo outro, levando o motor a graves vibrações e solavancos. Devido a isso, por questões de segurança, é usualmente recomendado que a operação nominal gire em torno de um terço do conjugado máximo estabelecido através desta equação para essas máquinas (CHAPMAN, 2013).

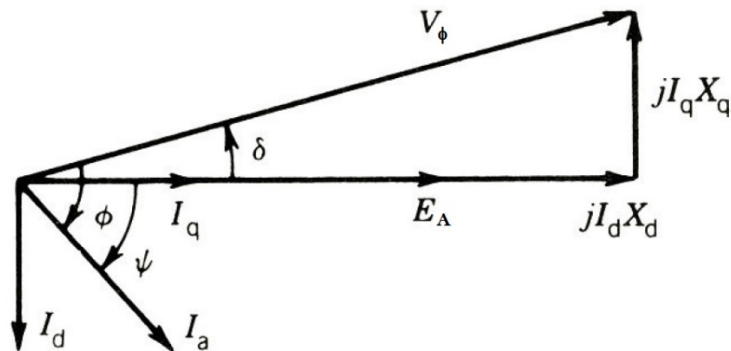
Porém, em rotores onde se observa uma relutância magnética baixa nos polos e alta entre os polos, denominadas de máquinas de polos salientes, existe mais fluxo magnético ao longo do eixo dos polos e menos fluxo no eixo entre os polos, originando assim as reatâncias diferentes nos eixos direto “ $X_d$ ” e em quadratura “ $X_q$ ” (SEN, 1996).

Para que haja a correta representação do circuito equivalente em uma máquina com essas características, tais reatâncias são consideradas, pois conforme mostrado na equação (36), as correntes “ $I_d$ ” e “ $I_q$ ” de cada componente produzem quedas de tensão “ $jI_d X_d$ ” e “ $jI_q X_q$ ”, respectivamente.

$$\dot{E}_A = \dot{V}_\phi - jX_d \dot{I}_d - jX_q \dot{I}_q - R_A \dot{I}_A \quad (36)$$

Também neste caso, é usual desconsiderar a queda de tensão causada pela resistência de armadura, fazendo com que os fasores resultantes dessa equação sejam representados na Figura 25.

Figura 25 - Diagrama fasorial de um motor síncrono de polos salientes.



Fonte: Adaptado de Sen (1996)

Portanto, de forma relativa, ao refazer o equacionamento para estabelecer a relação entre torque e os aspectos operacionais de uma máquina com polos salientes encontra-se a equação (37), onde são levadas em consideração as reatâncias direta e de quadratura (CHAPMAN, 2013).

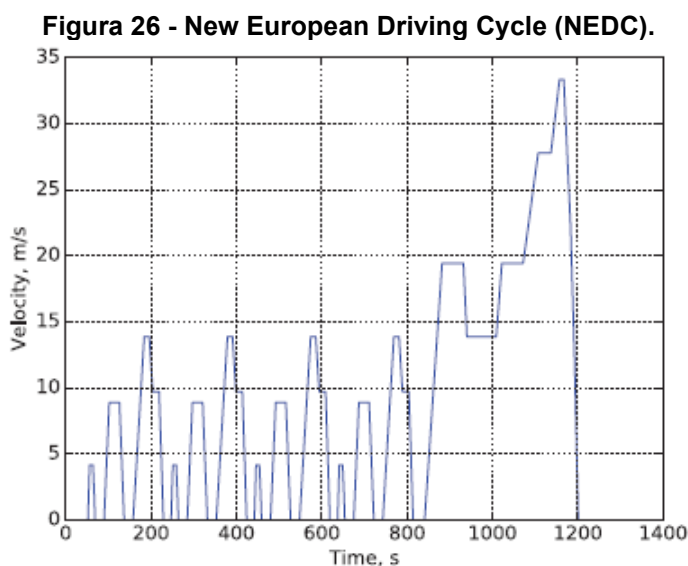
$$\tau_{Ind} = \frac{3|\dot{V}_\phi||\dot{E}_A|\text{sen}(\delta)}{\omega_m X_d} + \frac{3 \cdot |\dot{V}_\phi|^2}{2\omega_m} \left( \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} \right) \text{sen}(2\delta) \quad (37)$$

## 4 MAPAS DE EFICIÊNCIA DE MOTORES ELÉTRICOS

No contexto de máquinas elétricas, os mapas de eficiência têm sido usados principalmente no projeto de acionamento de máquinas de veículos elétricos e híbridos, sendo utilizados, por exemplo, para comparar o desempenho de diferentes tipos de motores (MAHMOUDI, 2015). São importantes nas fases de desenvolvimento desses veículos por serem considerados um dado crítico para o projeto e análise de qualquer sistema de propulsão veicular (GHOSH, 2020).

A unidade responsável pela tração de qualquer meio de transporte tem grande importância no veículo pois, através de sua operação eficiente, é possível maximizar a autonomia veicular. Um dos meios de avaliação da eficiência energética veicular é examinar seu desempenho em percursos de condução padronizados, também chamados de ciclos de condução (MAHMOUDI, 2015).

Os ciclos de condução são representados através de gráficos de velocidade vs. tempo e pontos de torque vs. velocidade utilizados como meio comparativo de diversas características em veículos diferentes. Existem diferentes ciclos para a condução urbana e rodoviária, alguns exemplos de ciclos padrão são o *FTP 75* (*Federal Test Procedure 75*) e o *NEDC* (*New European Driving Cycle*), cujo gráfico de velocidade vs. tempo está ilustrado na Figura 26 e os seus pontos de torque para cada velocidade na Figura 27 (STIPETIC, 2016).

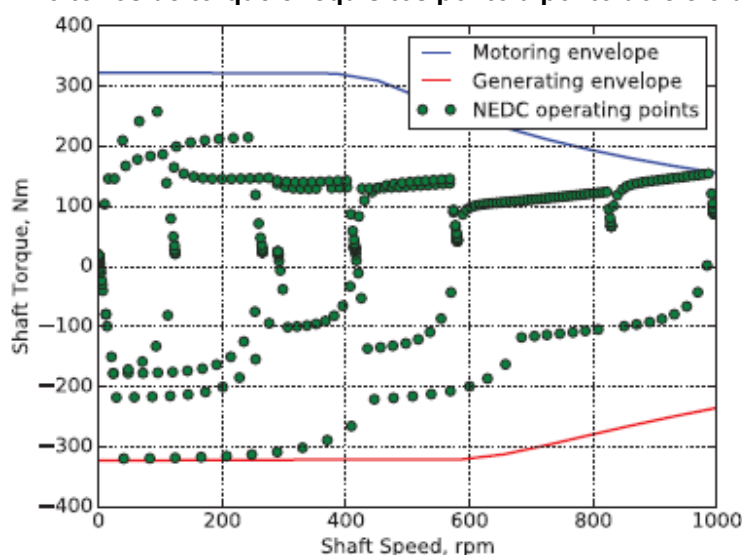


Fonte: Stipetic (2016)

O mapa de eficiência de uma máquina elétrica descreve a sua eficiência para qualquer combinação de velocidade vs. torque ou de velocidade vs. potência, sendo conveniente regular o acionamento do motor em uma faixa de operação definidos por um ciclo de condução (MAHMOUDI, 2015), dessa forma, o motor é projetado para minimizar o uso de energia durante um determinado ciclo de condução (STIPETIC, 2016).

A Figura 27 mostra que os pontos de operação do ciclo de condução *NEDC* se encontram dentro dos envoltórios de torque máximo de uma máquina elétrica. A curva azul ilustra o limite de operação para a máquina operando em modo motor, enquanto a curva vermelha ilustra o limite para a máquina operando em modo gerador, representando a regeneração de energia no momento da frenagem.

**Figura 27 - Envoltórios de torque e requisitos ponto a ponto do ciclo de condução.**



**Fonte: Stipetic (2016)**

Para cada ponto de tempo do ciclo padrão, existe um conjunto de valores de velocidade e torque equivalentes. Caso estes valores estejam dentro dos envoltórios da máquina, assim como o exemplo dado na Figura 27, significa que essa máquina é capaz de atender os requisitos do ciclo escolhido.

Porém, mais do que apenas entender se a máquina projetada atende as demandas de um determinado ciclo, também é interessante projetá-la para atender essa demanda da forma mais eficiente possível.

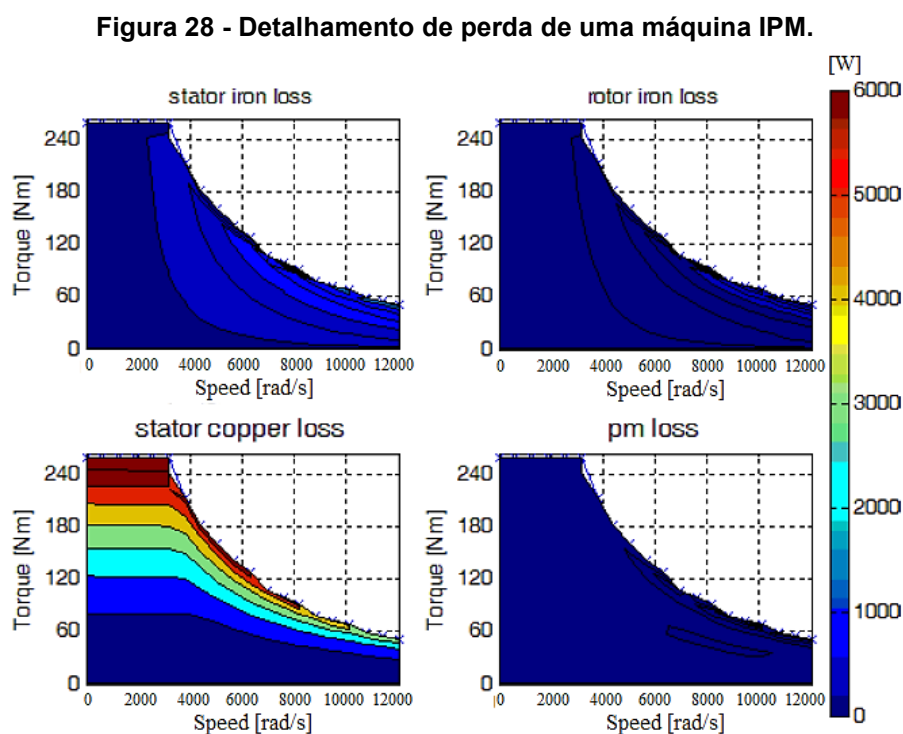
Quando o rendimento é calculado para cada ponto de torque e velocidade, o resultado é o mapa de eficiência. Como exemplo, a Figura 29 e a Figura 30 mostram os mapas de eficiência de uma máquina elétrica.

#### 4.1 Modelagem de mapas de eficiência de motores elétricos

As formas mais comuns de se obter o mapa de eficiência de uma máquina, é através de testes e ensaios específicos ou, alternativamente, através de análises por elementos finitos (GHOSH, 2020).

O artigo de Mahmoudi (2015), denominado “*Efficiency map of electric machines*”, engloba o cálculo, modelagem e interpretação de mapas de eficiência para máquinas síncronas de ímãs permanentes. Neste caso, os mapas de eficiência são calculados de maneira mais sofisticada, usando um mapeamento baseado em elementos finitos para o cálculo das perdas, do torque, do fluxo concatenado (em função das correntes dos eixos direto e em quadratura) e da velocidade.

Nele é mostrado que vários tipos de perdas podem ser descritos relacionando-se torque mecânico e velocidade mecânica. O efeito de cada uma dessas perdas é então explorado no mapa de eficiência, e em demais gráficos relacionados ao mesmo, para identificar qual delas representa uma maior parcela na máquina. Os termos de perda mais importantes, por exemplo, podem ser estimados pela análise da máquina elétrica e seu controle e são diferentes nas regiões de operação de torque constante e enfraquecimento de campo. A Figura 28 mostra esse comportamento.



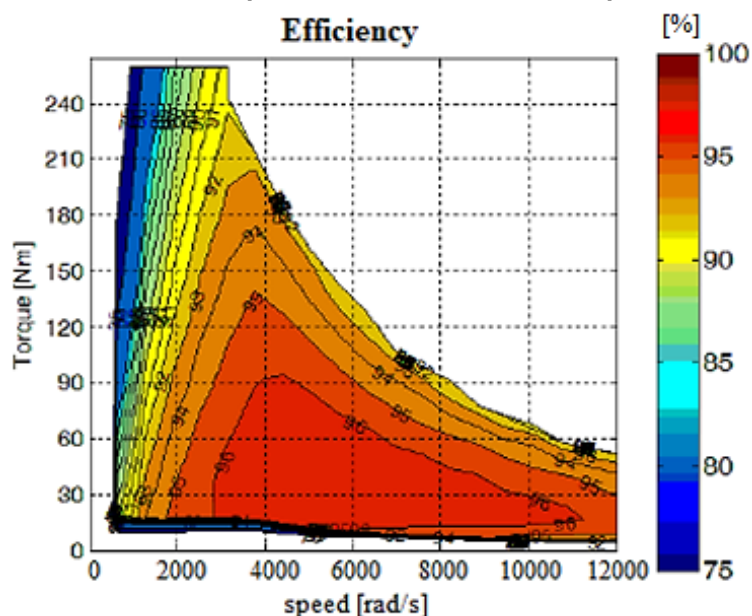
Fonte: Adaptado de Mahmoudi (2015)

A Figura 28 apresenta os gráficos de perdas no cobre, perdas no ferro e perdas nos ímãs, de uma determinada máquina, sendo que, a barra colorida representa o valor dessas perdas em watts.

Por fim, verifica-se que os mapas reais de eficiência podem ser aproximados usando uma série de tais termos, o que pode levar a um melhor entendimento das perdas na máquina. Os resultados do trabalho de Mahmoudi (2015) são validados usando-se os mapas de perdas e de eficiência de três máquinas distintas como exemplo, são elas: Motor de ímãs no interior (do inglês *IPM*); motor com ímãs na superfície (do inglês *SPM*); e motor de indução (do inglês *IM*).

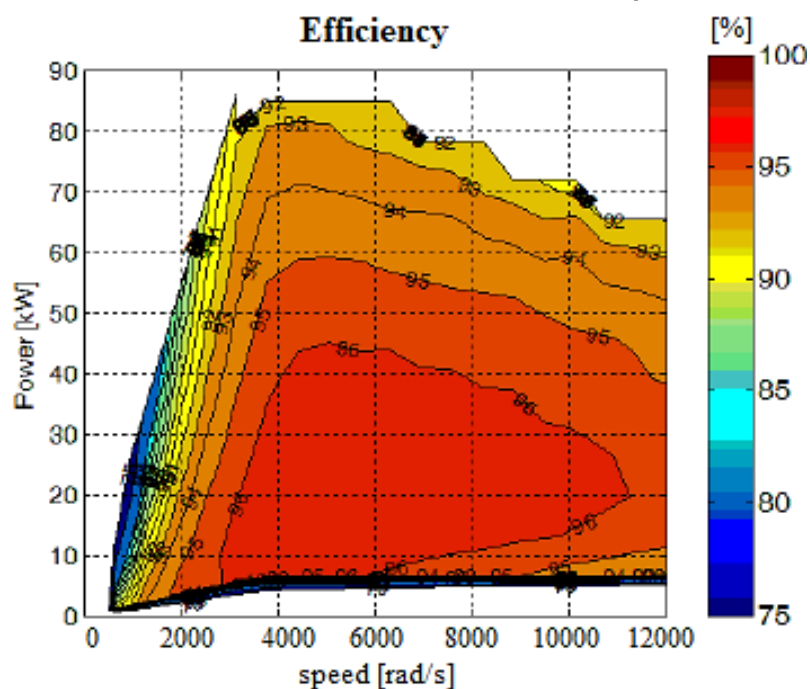
Os gráficos obtidos abrangem resultados que estabelecem o contorno entre as perdas de potência e os mapas de eficiência para os três motores nos planos torque vs. velocidade e potência vs. velocidade. Os autores ressaltam que gráficos de torque-velocidade, Figura 29, são importantes para se destacar o desempenho da máquina em uma região de torque constante, enquanto os gráficos de potência vs. velocidade, Figura 30, destacam o desempenho para uma região de potência constante. Em ambas as figuras, as barras coloridas representam os valores de eficiência em unidade de porcentagem.

Figura 29 - Gráfico de Torque vs. velocidade simulado para um motor IPM.



Fonte: Adaptado de Mahmoudi (2015)

Figura 30 - Gráfico de Potência vs. velocidade simulado para um motor IPM.



Fonte: Adaptado de Mahmoudi (2015)

Embora com um escopo muito mais abrangente, este artigo serve como uma ótima fonte de referência para este trabalho, visto que os autores englobam uma série de informações bastante pertinentes e elucidam de forma bastante clara como realizaram as simulações que os levaram aos resultados obtidos. Resultados esses que, mesmo extrapolando o objetivo aqui almejado, também possibilitam entender a gama de desdobramentos e a utilidade que tais estudos podem oferecer.

Outro artigo que é referência no tema de modelagem de motores elétricos, é o artigo de Goss (2012), denominado “*The Design of AC Permanent Magnet Motors for Electric Vehicles: A Computationally Efficient Model of the Operational Envelope*”. O artigo trata do estudo de motores de ímãs permanentes de polos salientes *brushless*, apresentando técnicas computacionais que permitem a modelagem dos pontos operacionais desse tipo de motor, possibilitando a geração de mapas de eficiência e mapas de perdas. O modelo é validado através da comparação dos resultados obtidos com dados de testes de bancada de duas máquinas elétricas.

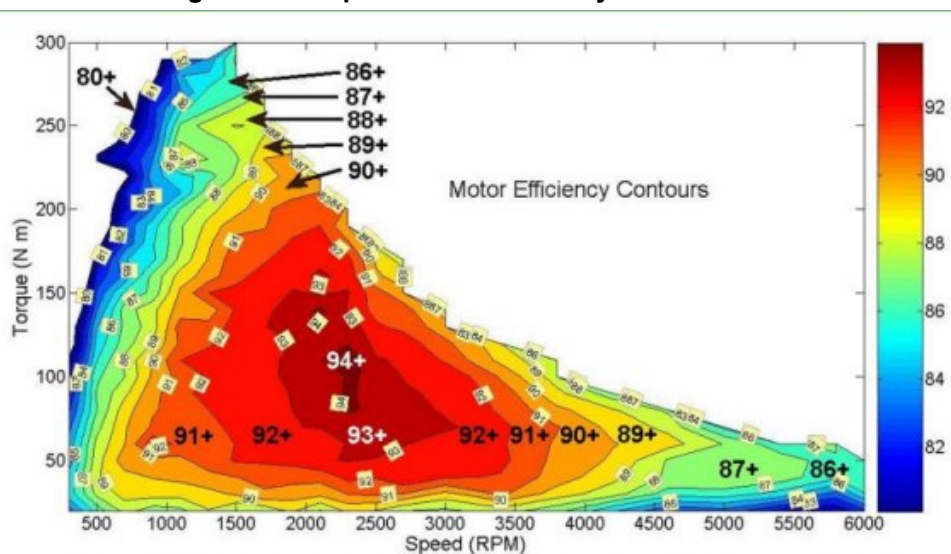
A abordagem utilizada é baseada na análise fasorial dos eixos direto e de quadratura. Dessa forma são avaliados três modos de operação da máquina elétrica, um com restrição de corrente máxima, outro com restrições de corrente e tensão máxima e o terceiro com restrição apenas de tensão máxima. Também são



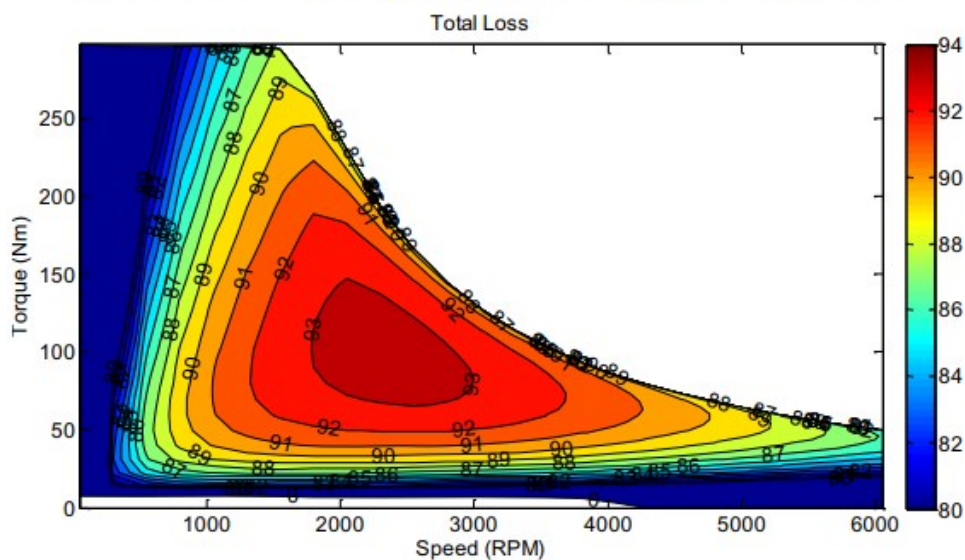
considerados nesse modelo fatores como saturação da máquina, acoplamento cruzado e previsão de perdas no ferro.

Posteriormente, as técnicas propostas foram aplicadas para modelar o motor do Toyota Prius 2004, motor utilizado para validação do modelo. O mapa de eficiência obtido através de ensaios desse motor é representado na Figura 31(a), enquanto o mapa de eficiência proveniente do modelo desenvolvido é apresentado na Figura 31(b). Nesses mapas, novamente, a barra colorida representa os valores de eficiência em porcentagem.

**Figura 31 - Mapas de eficiência Toyota Prius 2004.**



(a) Measured Efficiency Map for 2004 Toyota Prius Motor



(b) Computed Efficiency Map for 2004 Toyota Prius Motor

Fonte: Adaptado de Goss (2012)

A magnitude média da diferença calculada entre os mapas em 428 pontos resultou em um erro de aproximadamente 1% na previsão de eficiência e menos que 4% na previsão de torque.

Outro artigo utilizado como referência, que oferece uma proposta mais similar com a abordada neste trabalho, é o artigo de Ghosh (2020), denominado “*Mathematical approach to generate efficiency maps for induction motor and optimization for EV*”. O artigo trata do desenvolvimento de uma abordagem para obter analiticamente o mapa de eficiência de um motor de indução a partir da análise do circuito equivalente da máquina. Além disso, o artigo demonstra como o mapa de eficiência pode ser utilizado para calcular a eficiência média em um determinado ciclo de acionamento e apresenta resultados de uma máquina de 75kW.

Os dados de entrada utilizados no trabalho de Ghosh (2020) são apresentados na Tabela 2. Esses são os mesmos dados utilizados nos capítulos seguintes deste trabalho com o objetivo de realizar uma análise comparativa entre os modelos desenvolvidos.

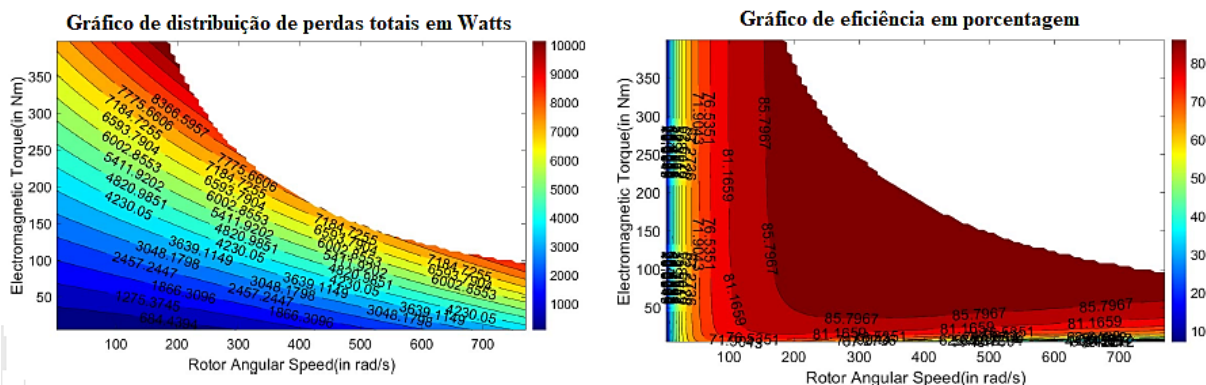
**Tabela 2 – Parâmetros do motor de indução.**

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>	<b>Unidade</b>
Potência mecânica nominal	75	kW
Frequência de base	60	Hz
Número de polos	4	-
Resistência do rotor	22,15	mΩ
Resistência do estator	39,57	mΩ
Indutância de rotor	389	μH
Indutância do estator	389	μH
Indutância de magnetização	16,64	mH
Fator de atrito	0,006	Nm.s

**Fonte: Adaptado de Ghosh (2020)**

No trabalho de Ghosh (2020) as perdas levadas em consideração foram derivadas para serem expressas em função de torque e velocidade, usando os parâmetros de um circuito equivalente em regime permanente. A partir das perdas calculadas, foi encontrado o mapa de eficiência nos pontos de operação do motor. Os resultados são mostrados na Figura 32.

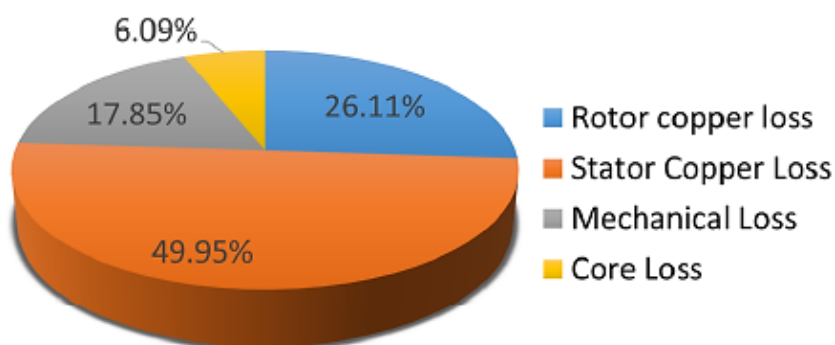
**Figura 32 - Gráficos de distribuição de perdas e de eficiência calculados para uma máquina de indução.**



Fonte: Adaptado de Ghosh (2020)

O artigo também apresenta um gráfico com o percentual de distribuição de perdas, apresentado na Figura 33.

**Figura 33 – Porcentagem de distribuição de perdas.**



Fonte: Ghosh (2020)

Após o cálculo do mapa de eficiência, o trabalho citado ainda aborda uma estratégia de otimização da eficiência média dentro de um ciclo de acionamento específico, através da alteração dos parâmetros de circuito equivalente. Isso resultou em um incremento na eficiência média dos pontos de operação do motor em 1,64%.

A abordagem utilizada neste artigo de calcular as perdas a partir do modelo de circuito equivalente foi, em grande parte, utilizada como inspiração no desenvolvimento deste trabalho.

## 5 DESENVOLVIMENTO DO MODELO

A proposta de desenvolvimento deste trabalho consiste na elaboração de um modelo para calcular mapas de eficiência de motores elétricos veiculares, a partir de parâmetros básicos da máquina. Para isso, o tipo construtivo da máquina foi definido como sendo a máquina assíncrona de indução trifásica. Esta escolha se justifica por este ser o tipo de máquina utilizado em aplicações automotivas produzido atualmente em maior escala no Brasil (MDIC, 2019).

Para garantir a agilidade nos cálculos e a confiança dos resultados, o modelo foi implementado dentro de um software de programação. O *software* utilizado para a construção do modelo foi o *MATLAB R2021a*.

O desenvolvimento do trabalho possui duas fases distintas, que são detalhadas nos subcapítulos seguintes. São elas:

- Equacionamento para o cálculo do mapa de eficiência a partir dos parâmetros básicos da máquina;
- Programação do código para realizar os cálculos automaticamente e gerar os gráficos com os mapas de eficiência resultantes.

### 5.1 Equacionamento

A partir das equações provenientes do modelo de circuito equivalente de uma máquina de indução, apresentadas na seção 3.1 deste trabalho, foi criada uma rotina de cálculos para a obter os resultados de eficiência ponto a ponto, a partir de dados de entrada especificados. Para a criação do mapa de eficiência em eixos de torque e velocidade, foi necessária a adaptação de algumas equações, para que fossem padronizadas em função destas duas variáveis.

Assim, para organização da rotina de cálculos, o equacionamento foi dividido em 4 etapas:

1. Atribuição dos dados de entrada;
2. Cálculo da tensão nominal e corrente nominal no estator;
3. Cálculo dos pontos de operação do motor;
4. Cálculo de perdas e eficiência.

### 5.1.1 Atribuição dos dados de entrada

Os dados de entrada necessários, baseados nas características fundamentais de máquinas de indução, são listados na Tabela 3. Esses são os mesmos dados que servem de entrada para o modelo, ou seja, para a realização de todos os cálculos.

Esse conjunto de dados foi definido a partir das equações demonstradas no capítulo 3, sendo o conjunto de dados necessários para se chegar ao mapa de eficiência de uma máquina de indução utilizando o método desenvolvido.

**Tabela 3 - Dados de entrada para o cálculo.**

Descrição	Acrônimo	Unidade
Potência mecânica nominal	$P_n$	$W$
Frequência nominal	$f$	$Hz$
Número de polos	$p$	-
Escorregamento nominal	$s$	-
Resistência do rotor	$R_2$	$\Omega$
Indutância do rotor	$L_2$	$H$
Resistência do estator	$R_1$	$\Omega$
Indutância do estator	$L_1$	$H$
Indutância de magnetização	$L_m$	$H$
Fator de atrito	$b$	$Nm.s$
Constante de histerese	$k_h$	$\frac{J}{m^3}$
Indução magnética média	$B_{med}$	$T$
Indução magnética máxima	$B_{máx}$	$T$
Volume de material ferromagnético no estator	$v_1$	$m^3$
Volume de material ferromagnético no rotor	$v_2$	$m^3$
Espessura das chapas do material ferromagnético	$e$	$m$
Condutividade elétrica do material ferromagnético	$\sigma$	$\frac{S}{m}$

Fonte: Autores (2022)

### 5.1.2 Cálculo da tensão nominal e corrente nominal no estator

A partir dos dados de entrada do modelo, o próximo passo é a realização dos cálculos para encontrar os valores de tensão e corrente nominais, parâmetros que são utilizados na fase seguinte, de cálculo dos pontos de operação do motor.

Nesta etapa, é necessário realizar a conversão e o cálculo de certas variáveis. Começando pela conversão das indutâncias em reatâncias para o rotor, estator e ramo de magnetização, através da equação (38):

$$X = 2\pi fL \quad (38)$$

A velocidade nominal do estator também é calculada, em rpm, através da equação (4) e, posteriormente, convertida para velocidade nominal em rad/s, através da equação (39):

$$\omega = \frac{2\pi}{60}n \quad (39)$$

Tendo o valor nominal de velocidade no estator e o valor de escorregamento nominal, também é calculada a velocidade nominal do rotor, pela equação (6). Com os dados de entrada e as velocidades nominais a disposição, é possível calcular as perdas por atrito e ventilação, pela equação (27).

Desprezando as perdas suplementares ilustradas no diagrama de potência apresentado na seção 3.1.2.2, é possível utilizar a equação (26) para chegar ao valor de  $P_{conv}$ .

A partir do valor de potência convertida e de resistência no rotor, a corrente no rotor em regime de operação nominal é calculada também pela relação mostrada na equação (26). Com o valor de corrente no rotor calculado e o valor de impedância do rotor obtido como valor de entrada, a tensão  $E_2$  é encontrada pela equação (9).

Por fim, as relações apresentadas nas equações (14) e (17) são usadas para calcular as correntes do estator e de magnetização. Com a corrente no estator calculada, finalmente é possível encontrar a tensão estatórica nominal, pela equação (14).

A Tabela 4 apresenta o passo a passo da rotina de cálculo descrita.

**Tabela 4 - Rotina de cálculos para encontrar a tensão nominal no estator.**

(1)	Cálculo de reatância no rotor, no estator e de magnetização	$X_2 = 2\pi f L_2$ $X_1 = 2\pi f L_1$ $X_m = 2\pi f L_m$
(2)	Cálculo da velocidade do estator nominal em rpm	$n_s = \frac{120 \cdot f}{p}$
(3)	Cálculo da velocidade do estator nominal em rad/s	$\omega_s = \frac{2\pi}{60} n_s$
(4)	Cálculo de velocidade do rotor nominal em rad/s	$\omega_m = (1 - s) \omega_s$
(5)	Cálculo de perdas por atrito e ventilação	$P_{AeV} = b \cdot \omega_m^2$
(6)	Cálculo da potência convertida desconsiderando as perdas suplementares	$P_{conv} = P_{saída} + P_{AeV}$
(7)	Cálculo de corrente no rotor assumindo ângulo igual a zero	$\hat{I}_2 = \sqrt{\frac{P_{conv}}{3 R_2 \frac{(1-s)}{s}}} \angle 0^\circ$
(8)	Cálculo da tensão nominal no rotor	$\hat{E}_2 = \hat{I}_2 \left( \frac{R_2}{s} + jX_2 \right)$
(9)	Cálculo de corrente de magnetização	$\hat{I}_m = \frac{\hat{E}_2}{j X_m}$
(10)	Cálculo de corrente do estator	$\hat{I}_1 = \hat{I}_2 + \hat{I}_m$
(11)	Cálculo de impedância equivalente, desprezando o valor de resistência de perdas no núcleo	$Z_{eq} = (R_s + jX_s) + \frac{\left( \frac{R_r}{s} + jX_r \right) \cdot jX_m}{\left( \frac{R_r}{s} + jX_r \right) + jX_m}$
(12)	Cálculo de tensão nominal no estator	$\hat{V}_1 = \hat{I}_1 \cdot Z_{eq}$

Fonte: Autores (2022)

### 5.1.3 Cálculo dos pontos de operação do motor

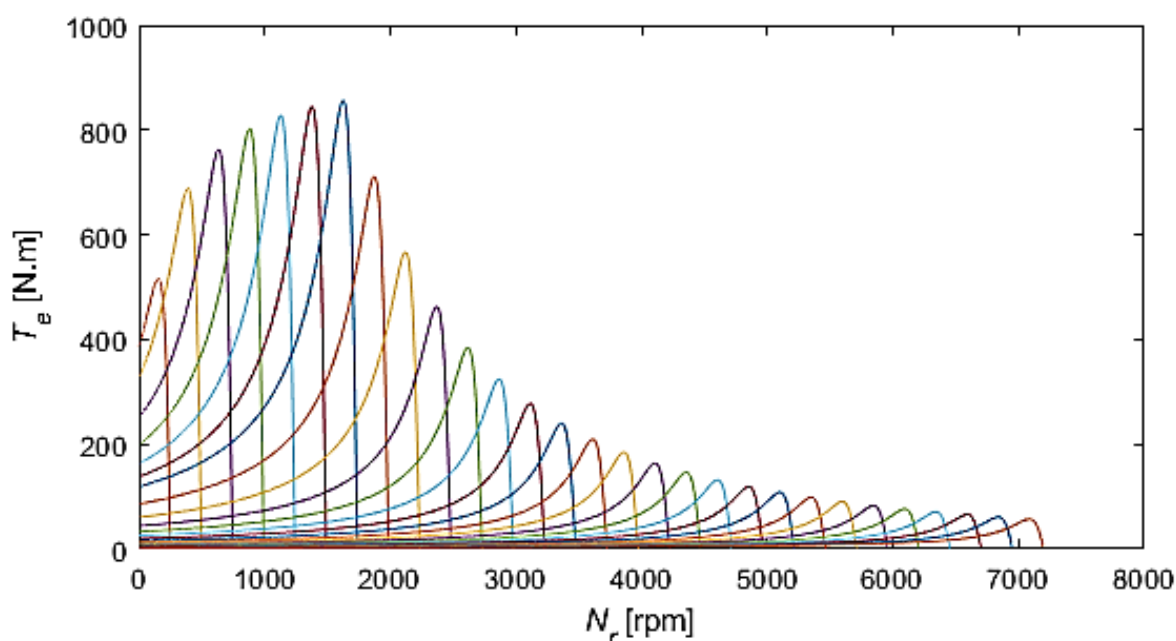
Assim como explicado no subcapítulo 3.1.2.2 deste trabalho, existem algumas formas diferentes de controle de variação de velocidade de máquinas elétricas. O método de controle utilizado no desenvolvimento deste modelo será a variação por controle de frequência, conhecido como controle escalar. Sendo assim, é considerado

que para cada valor frequência aplicada, uma máquina elétrica tem uma curva específica de conjugado vs. velocidade.

O primeiro passo para o cálculo dos pontos de operação da máquina é a criação de suas curvas características para cada valor de frequência considerado. O resultado deve seguir o mesmo padrão de curvas apresentado nas figuras Figura 14 e Figura 15.

A Figura 34 ilustra um conjunto de curvas para um determinado conjunto de parâmetros de entrada. As curvas foram geradas através de um código programado em *MATLAB R2021a*.

**Figura 34 – Conjunto de curvas características de uma máquina de indução.**



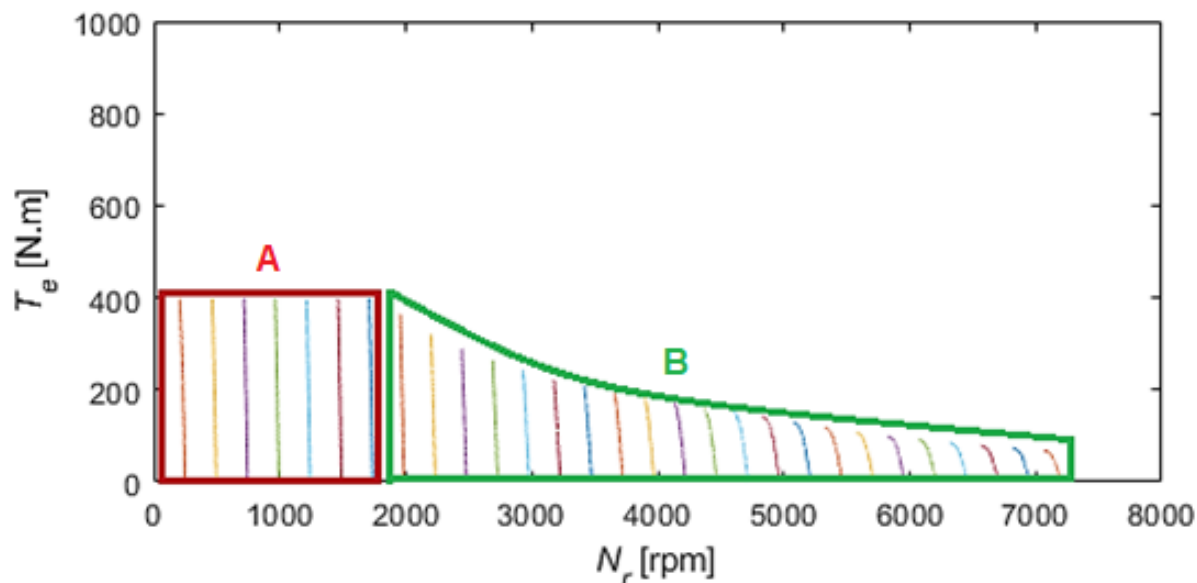
Fonte: Autores (2022)

É necessário observar que o valor de escorregamento se altera ao longo de cada curva, porém, como o objetivo de resultado final é o cálculo de eficiência em pontos de operação nos quais o motor pode operar em regime permanente, deve-se escolher os pontos de cada curva abaixo dos valores de torque nominal e de potência nominal e apenas em regiões de baixos valores de escorregamento.

O resultado do gráfico de pontos de operação após a aplicação dessas considerações é apresentado na Figura 35. A área 'A' indica os pontos de operação limitados pelo torque, enquanto os valores que se encontram dentro da área 'B' indicam os pontos limitados por potência nominal.



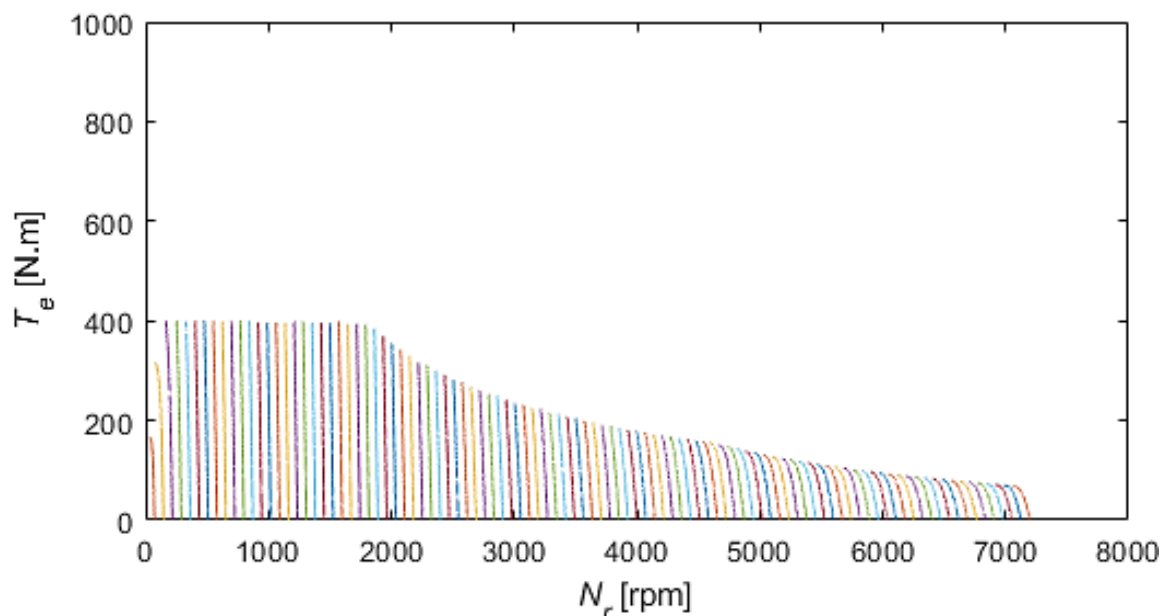
Figura 35 – Pontos de operação em regime permanente de uma máquina de indução.



Fonte: Autores (2022)

Aumentando o número de curvas plotadas, a distância entre as curvas irá diminuir e, assim, é obtido uma maior precisão de resultados. A Figura 36 apresenta o gráfico dos pontos de operação em regime com uma maior precisão comparada a Figura 35.

Figura 36 – Pontos de operação em regime permanente de uma máquina de indução com maior precisão.



Fonte: Autores (2022)

Outra consideração a se fazer, é que, com a variação de frequência, os valores característicos de indutância também são afetados, ou seja, para cada ponto de velocidade e torque é necessário recalculá-los os seus valores de indutância.

Essas alterações geram um efeito em cadeia e, conseqüentemente, a necessidade de recalculá-las outras variáveis para cada um dos pontos de operação definidos. São elas: valores da impedância equivalente no estator, corrente no estator e corrente no rotor. Aqui também é importante ressaltar que o efeito pelicular não foi levado em conta.

O valor de tensão no estator também é recalculado para cada um dos pontos, variando em função da frequência. De zero até o valor de frequência nominal, a tensão cresce linearmente, após este ponto ela se mantém constante, assim como explicado subcapítulo 3.1.2.2.

No modelo criado, uma das simplificações aplicadas foi a desconsideração da resistência de magnetização  $R_c$ , portanto, a impedância de magnetização é calculada baseada apenas em seu valor de indutância.

A Tabela 5 apresenta o passo a passo dos cálculos realizadas nessa fase do modelo. As propriedades que variam são representadas com o subscrito  $v$ , enquanto as propriedades nominais são representadas com o subscrito  $n$ .

**Tabela 5 - Rotina de cálculos para encontrar os pontos de operação em do motor de indução.**

(1)	Definição dos valores de frequência elétrica de 0 até 2,5 vezes o valor de frequência nominal	$f_v = i \cdot f_n$ ; para $i = 0$ à 2,5
(2)	Varição da tensão no estator, até frequência nominal	$V_{1,v} = i \cdot V_{1,n}$ ; para $i = 0$ à 1
(3)	Varição de tensão no estator após frequência nominal	$V_{1,v} = V_{1,n}$
(4)	Varição da velocidade do estator em rpm	$n_{s,v} = \frac{120 \cdot f_v}{p}$
(5)	Varição da velocidade do estator em rad/s	$\omega_{s,v} = \frac{2\pi}{60} n_{s,v}$
(6)	Varição de indutância no rotor, no estator e de magnetização para cada frequência	$X_{2,v} = 2\pi f_v L_2$ $X_{1,v} = 2\pi f_v L_1$ $X_{m,v} = 2\pi f_v L_m$
(7)	Varição de escorregamento	$s_v = k \cdot s_n$ ; para $k = 0$ à 1
(8)	Varição de impedância equivalente para diferentes valores de frequência e de escorregamento	$Z_{eq,v} = (R_s + jX_{s,v}) + \frac{\left(\frac{R_r}{s_v} + jX_{r,v}\right) \cdot jX_{m,v}}{\left(\frac{R_r}{s_v} + jX_{r,v}\right) + jX_{m,v}}$

(9)	Varição da corrente no estator	$\hat{I}_{1,v} = \frac{\hat{V}_{1,v}}{Z_{eq,v}}$
(10)	Varição da corrente no rotor desconsiderando a resistência $R_c$	$\hat{I}_{2,v} = \frac{\hat{V}_{1,v} - \hat{I}_{1,v}(R_1 + jX_{1,v})}{jX_{2,v}}$
(11)	Varição da potência de entreferro	$P_{EF,v} = 3  I_{2,v} ^2 \frac{R_2}{s_v}$
(12)	Varição de torque eletromagnético	$\tau_{em,v} = \frac{P_{EF,v}}{\omega_{s,v}}$

Fonte: Autores (2022)

Os passos (5) e (12) da Tabela 5 calculam os pontos de velocidade e torque, respectivamente, e quando plotados geram as curvas de operação do motor.

#### 5.1.4 Cálculo de perdas e eficiência

Assim como explicado no capítulo 3 deste trabalho, existem diferentes fontes de perdas durante o funcionamento de uma máquina elétrica. Para a realização dos cálculos dessas perdas ponto a ponto, além dos parâmetros variáveis já calculados anteriormente, também é necessário calcular a variação da indução magnética, que varia de acordo com a tensão aplicada. Assim, ela pode ser aproximada pela equação (40), na qual considera a indução magnética proporcional à tensão aplicado no estator.

$$B = B_{med} \cdot \frac{|\hat{V}_{1,v}|}{|\hat{V}_n|} \quad (40)$$

sendo:

$B$  = indução magnética (T);

$B_{med}$  = valor médio da indução magnética no material ferromagnético (T);

$\hat{V}_{1,v}$  = tensão aplicada no estator (V);

$\hat{V}_n$  = tensão nominal (V).

A variação de indução magnética é utilizada no cálculo de perdas no ferro. Esse equacionamento é uma alternativa que se diferencia da abordagem utilizada no artigo de Ghosh (2020) e foi escolhida com o intuito de estimar o valor de perdas no ferro com maior confiabilidade.

As perdas no cobre do estator e perdas no cobre do rotor, são calculadas pelas equações (18) e (25).

Para calcular as perdas por atrito e ventilação, primeiro é necessário converter a variação de velocidade síncrona em velocidade do rotor. Então, é possível obter  $P_{AeV}$  pela equação (27).

A partir dos valores de variação da indução magnética média e da indução magnética máxima, são usadas as equações (19) e (20) para calcular as perdas por histerese e perdas por corrente de Foucault, geradas tanto no circuito magnético estático quanto no circuito rotórico.

Posteriormente, é necessário calcular a variação de potência de saída da máquina, pela equação (28). Por fim, o cálculo de eficiência é realizado a partir dos valores de potência de saída e da soma de todas as perdas através da equação (29).

Assim, são obtidos os valores de eficiência para cada ponto de operação, em regime permanente, de uma máquina de indução trifásica. Ao criar um gráfico com todos esses pontos em eixos de torque e velocidade é atingido o resultado final, o mapa de eficiência.

A rotina de cálculos de perdas e eficiência é listada na Tabela 6. Novamente, os parâmetros que variam de acordo com a variação de frequência aplicada são representados pelo subscrito  $v$ .

**Tabela 6 – Rotina de cálculos para encontrar os valores de perdas e eficiência.**

(1)	Variação das perdas no cobre do estator	$P_{PCE_v} = 3 R_1  \hat{I}_{1_v} ^2$
(2)	Variação das perdas no cobre do rotor	$P_{PCR_v} = 3 R_2  \hat{I}_{2_v} ^2$
(3)	Variação da velocidade do rotor	$\omega_{r_v} = \omega_{s_v}(1 - s_v)$
(4)	Variação das perdas por atrito e ventilação	$P_{AeV_v} = b \cdot \omega_{r_v}^2$
(5)	Cálculo da indução magnética média e máxima para cada ponto de operação	$B_{med_v} = B_{med} \cdot \frac{ \hat{V}_{1_v} }{ \hat{V}_1 }$ $B_{máx_v} = B_{máx} \cdot \frac{ \hat{V}_{1_v} }{ \hat{V}_1 }$
(6)	Cálculo de perdas por histerese no estator e no rotor	$P_{hyst_{1_v}} = k_h \cdot B_{med_v}^{1.6} \cdot f_v \cdot v_1$ $P_{hyst_{2_v}} = k_h \cdot B_{med_v}^{1.6} \cdot (s_v f_v) \cdot v_2$
(7)	Cálculo de perdas por correntes de Foucault no estator e no rotor	$P_{focault_{1_v}} = \frac{1}{24} \sigma \cdot B_{máx_v}^2 \cdot e^2 \cdot \omega_{s_v}^2 \cdot v_1$ $P_{focault_{2_v}} = \frac{1}{24} \sigma \cdot B_{máx_v}^2 \cdot e^2 \cdot \omega_{r_v}^2 \cdot v_2$

(8)	Varição das perdas no ferro totais da máquina	$P_{PF} = P_{hyst\_1.v} + P_{hyst\_2.v} + P_{focault\_1.v} + P_{focault\_2.v}$
(9)	Somatória de todas as perdas	$P_{perdas.v} = P_{PCE.v} + P_{PCR.v} + P_{PF.v} + P_{AeV.v}$
(10)	Varição da potência de saída	$P_{saída.v} = \tau_{m.v} \cdot \omega_{r.v}$
(11)	Cálculo de eficiência ponto a ponto	$\eta_v = \frac{P_{saída.v}}{P_{saída.v} + P_{perdas.v}}$

Fonte: Autores (2022)

## 5.2 Programação

Assim como já apresentado, a rotina de cálculos desenvolvida conta com uma extensa lista de equações, que não seriam de grande utilidade sem uma devida automatização. Portanto, o software escolhido para realizar essa automatização, garantindo a agilidade e a segurança dos resultados, foi o *MATLAB R2021a*.

O *MATLAB R2021a* é um *software* voltado para o cálculo numérico através de variáveis em formato de matrizes. Sua linguagem de programação permite a resolução de equações numéricas de forma eficiente e, além disso, as soluções dos problemas são expressas quase exatamente como elas são escritas matematicamente. Ele também permite a criação de interfaces gráficas do usuário, sendo uma ferramenta completa para o desenvolvimento deste trabalho.

O fato dos parâmetros serem tratados em formato de matrizes afeta diretamente a forma como os dados são tratados dentro do código programado. Os dados fixos, ou seja, que não variam dependendo do controle de frequência variável, são declarados como uma matriz  $1 \times 1$ . Dessa forma, independentemente do ponto de operação, esse valor se mantém constante. Por exemplos: valores nominais da máquina, número de polos, constante de histerese, valores de resistências e outros.

Em contrapartida, os valores que variam dependendo da frequência, são declarados em formato de vetores, ou seja, uma matriz  $1 \times n$ , assim como: os próprios valores de frequência, valores de reatâncias, corrente no estator, corrente no rotor, e outros.

Por último, existe uma outra categoria de variáveis, que dependem tanto dos valores de frequência quando dos valores de torque e, nesses casos, as variáveis devem ser declaradas em formato de matrizes  $m \times n$ . São os casos de cada uma das perdas calculadas e inclusive dos valores de eficiência.

A interface gráfica do usuário facilita a utilização do modelo por parte dos usuários por aumentar a clareza na exibição das informações e ajuda a garantir a correta utilização do modelo.

A interface desenvolvida é baseada em duas telas. A primeira, uma tela de entrada na qual são inseridos os dados iniciais, é apresentada na Figura 37. A outra é uma tela de resultados, na qual o usuário pode visualizar os gráficos de pontos de operação do motor, potência de entrada, potência de saída, perdas totais, eficiência, perdas ferro, perdas no cobre, perdas mecânicas e corrente no estator. Os valores individuais, em cada um dos gráficos, podem ser consultados clicando com o botão esquerdo do *mouse* em cima do ponto desejado. Essa tela de resultados é apresentada na Figura 38.

O *Matlab* fornece a opção de exportação de dados, recurso que é útil em casos nos quais o usuário deseja utilizar os resultados para outros fins ou tratar esses dados em uma plataforma diferente, assim como comumente ocorre na indústria.

O código desenvolvido, que está por trás da interface gráfica e que é responsável pela execução das funções programadas, se encontra no Anexo A.

**Figura 37 – Primeira tela de interface gráfica do usuário com dados de entrada.**

Nominal characteristics	
Power	7.5e+04 W
Frequency	60 Hz
Torque	400 N.m
Slip (s)	1.5 %

General parameters	
Damping coefficient (b)	0.006
Stator Iron Volume (Vs)	0.135 m <sup>3</sup>
Rotor Iron Volume (Vr)	0.0275 m <sup>3</sup>
Number of poles (p)	4
Sheet Thickness	0.25 mm

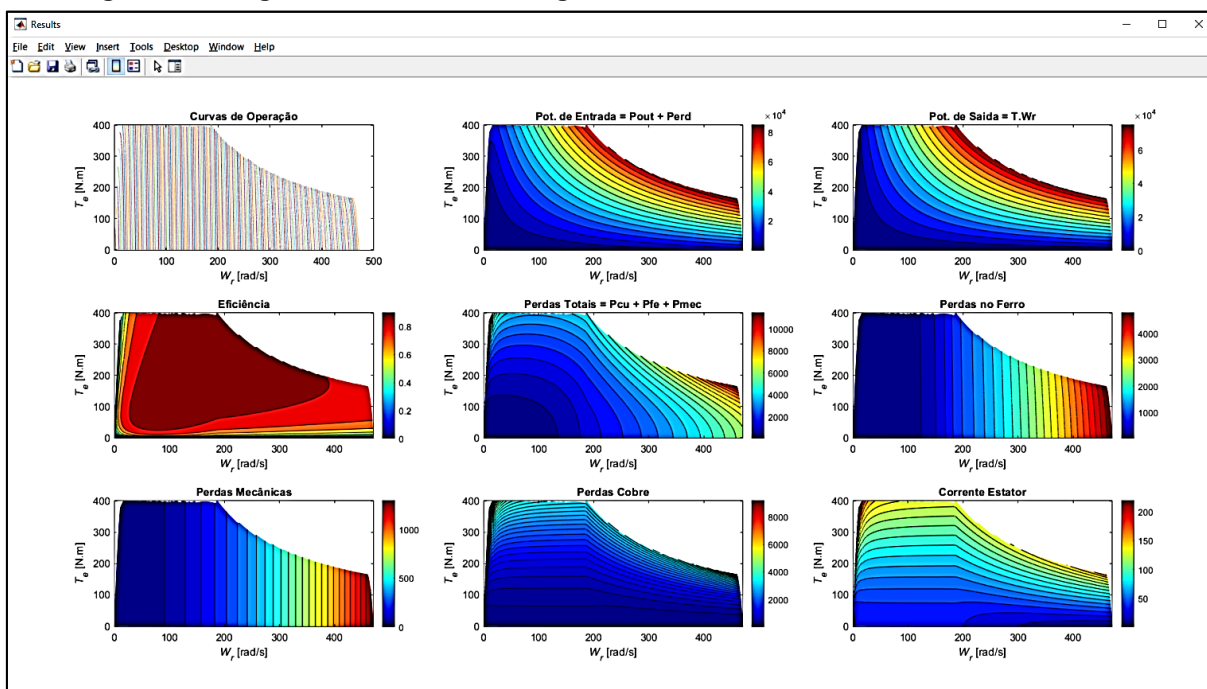
Electrical parameters	
Rotor Resistance (Rr)	0.02215 Ω
Rotor inductance (Lr)	0.000389 H
Stator resistance (Rs)	0.03957 Ω
Stator inductance (Ls)	0.000389 H
Magnetizing inductance (Lm)	0.01664 H
Hysteresis constant (Kh)	30
Electrical conductivity (σ)	1e+07 S/m
Max. magnetic flux density (Bmax)	1.6 T
Avg. magnetic flux density (Bavg)	1.2 T

Graph Velocity Display: Rpm  Rad

Calculate

Fonte: Autores (2022)

Figura 38 – Segunda tela de interface gráfica do usuário com resultados do modelo.



Fonte: Autores (2022)

## 6 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Com o objetivo de avaliar o modelo desenvolvido e analisar seus resultados, foi empregado o procedimento desenvolvido com parâmetros de entrada equivalentes à de uma máquina de indução trifásica, baseados nos dados da máquina modelada no trabalho de Ghosh (2020), por ser um trabalho que modela uma máquina do mesmo tipo construtivo e por utilizar uma metodologia de cálculo com vários pontos de similaridade em relação ao desenvolvido neste trabalho.

A Tabela 7 lista o conjunto de dados de entrada utilizados:

**Tabela 7 - Dados de entrada.**

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor atribuído</b>
Potência nominal	$P_n = 75 \text{ kW}$
Torque nominal	$\tau = 400 \text{ Nm}$
Frequência nominal	$f = 60 \text{ Hz}$
Número de polos	$p = 4$
Escorregamento nominal	$s = 1,5 \%$
Resistência do estator	$R_1 = 39,57 \text{ m}\Omega$
Indutância do estator	$L_1 = 389 \text{ }\mu\text{H}$
Resistência do rotor	$R_2 = 22,15 \text{ m}\Omega$
Indutância do rotor	$L_2 = 389 \text{ }\mu\text{H}$
Indutância de magnetização	$L_m = 16,64 \text{ mH}$
Fator de atrito	$b = 0,006 \text{ Nm} \cdot \text{s}$
Constante de histerese	$k_h = 30 \frac{\text{J}}{\text{m}^3}$
Densidade de fluxo magnético médio	$B_{med} = 1,2 \text{ T}$
Densidade de fluxo magnético máximo	$B_{m\acute{a}x} = 1,6 \text{ T}$
Volume de material ferromagnético no estator	$v_1 = 0,135 \text{ m}^3$
Volume de material ferromagnético no rotor	$v_2 = 0,0275 \text{ m}^3$
Espessura das chapas do material ferromagnético	$e = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
Condutividade elétrica do material ferromagnético	$\sigma = 10^7 \frac{\text{S}}{\text{m}}$

**Fonte: Autores (2022)**

Os parâmetros em comum com Ghosh (2020) são: potência e torque nominal, frequência nominal, número de polos, valores de resistências e indutâncias e fator de atrito.

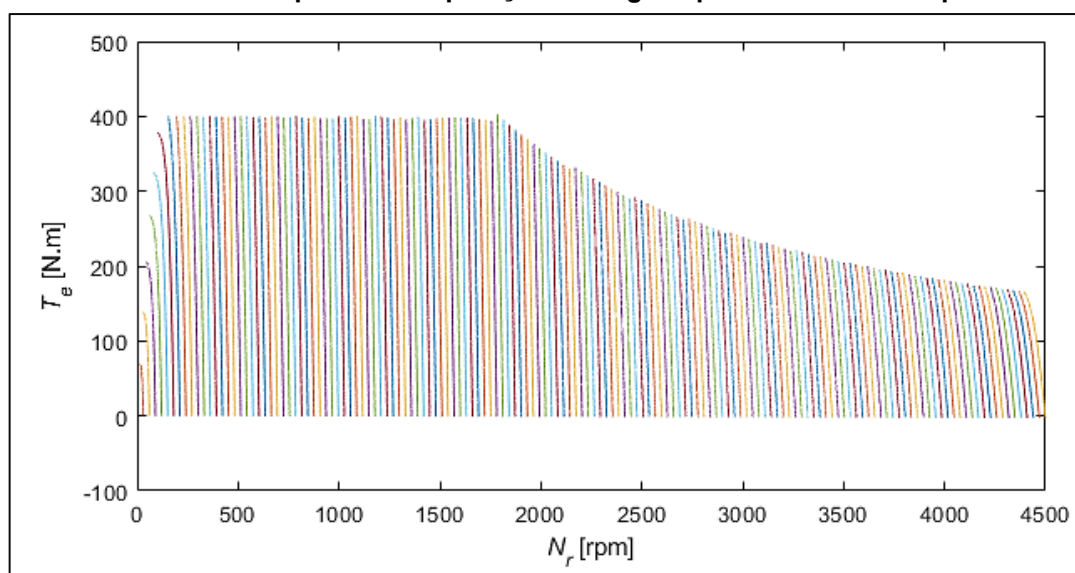


Os parâmetros não contemplados em Ghosh (2020) foram estimados de acordo com valores médios típicos de máquinas com as mesmas características básicas. São elas: escorregamento nominal, volume de material ferromagnético do estator e do rotor, indutância de magnetização média e máxima e espessura das chapas do material ferromagnético.

Foi considerada uma máquina composta por material ferromagnético de aço-silício, informação utilizada para definir o valor de condutividade elétrica e constante de histerese.

Os resultados dos pontos de operação para essas entradas são mostrados no gráfico da Figura 39. É possível verificar que o limite de torque nominal de 400 Nm, entre zero e a velocidade nominal, é respeitado. A partir do ponto de velocidade nominal, os valores de torque máximo começam a diminuir, por conta do limite de potência da máquina. Esse comportamento segue o padrão teórico explicado anteriormente neste trabalho e ilustrado nas figuras Figura 14 e Figura 15, assim como os pontos de referência também se mantêm coerentes dentro da expectativa de resultados.

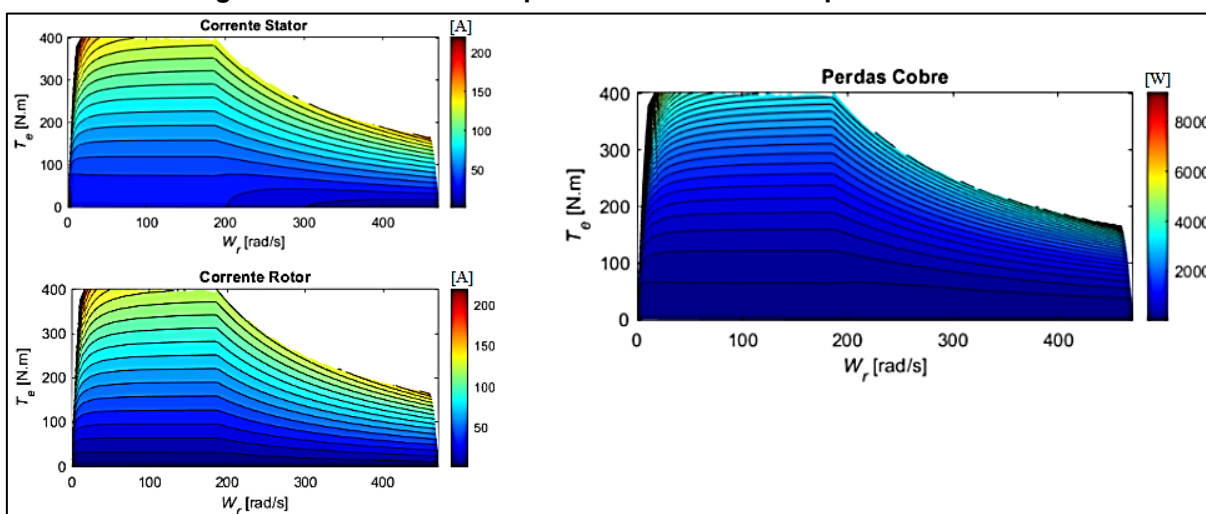
**Figura 39 – Resultado dos pontos de operação em regime permanente da máquina modelada.**



**Fonte: Autores (2022)**

Os resultados de perdas no cobre devem crescer exponencialmente em relação às correntes do estator e do rotor. A Figura 40 apresenta os resultados de correntes e de perdas totais no cobre. Todos os resultados de perdas são dados em watts e os resultados de corrente em Ampere.

**Figura 40 - Resultados de perdas no cobre da máquina modelada.**

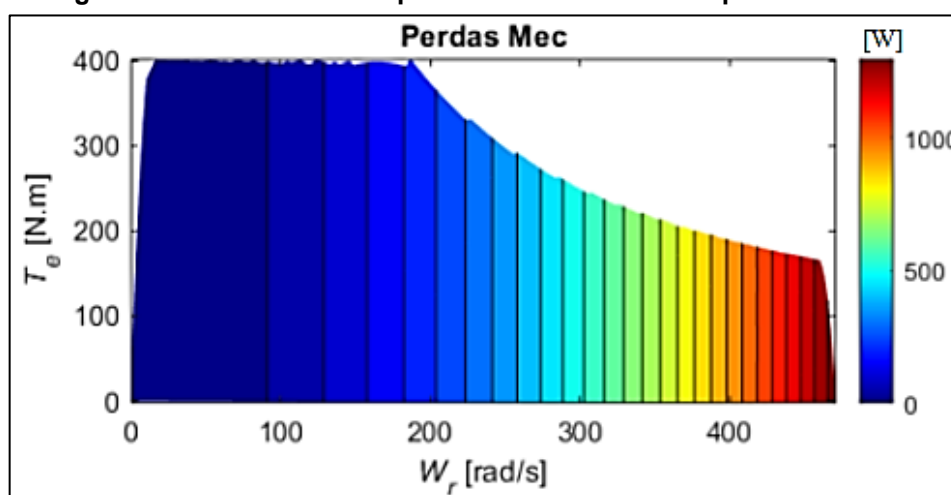


Fonte: Autores (2022)

Comparando os gráficos entre si, é possível notar que eles seguem o mesmo padrão de formato, assim como esperado devido à sua interdependência de valores.

Já o resultado esperado de perdas mecânicas é o aumento gradativo proporcional ao aumento de velocidade da máquina. O mesmo comportamento é observado na Figura 41, que apresenta os resultados de perdas mecânicas em watts, para a máquina especificada a partir dos dados de entrada.

**Figura 41 - Resultados das perdas mecânicas da máquina modelada.**

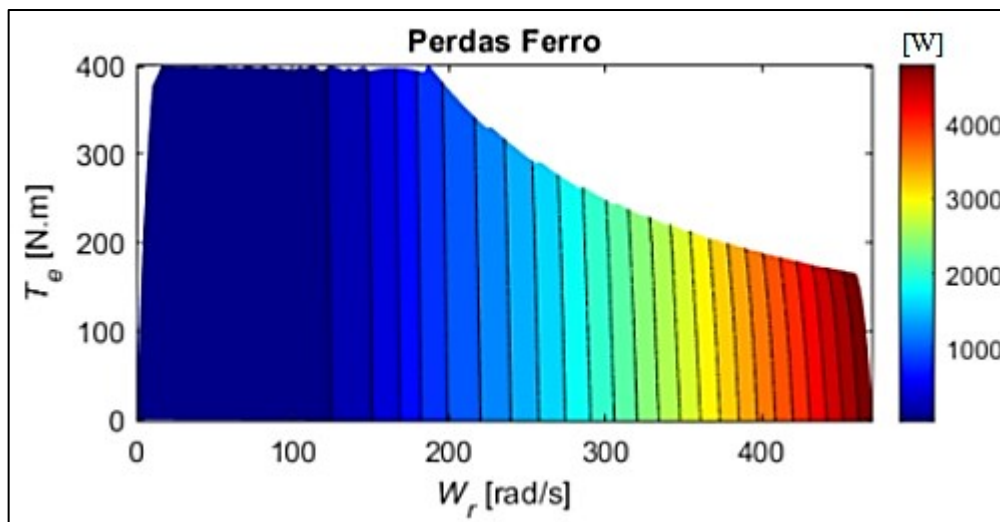


Fonte: Autores (2022)

As perdas no ferro são diretamente dependentes da densidade de fluxo magnético e da frequência de alimentação. Após o ponto de velocidade nominal, a densidade de fluxo se mantém constante, porém a frequência continua a aumentar, sendo assim, é esperado também o aumento proporcional de perdas no ferro. Esse

comportamento é seguido nos resultados apresentados na Figura 42, com o eixo de perdas em unidade de watts.

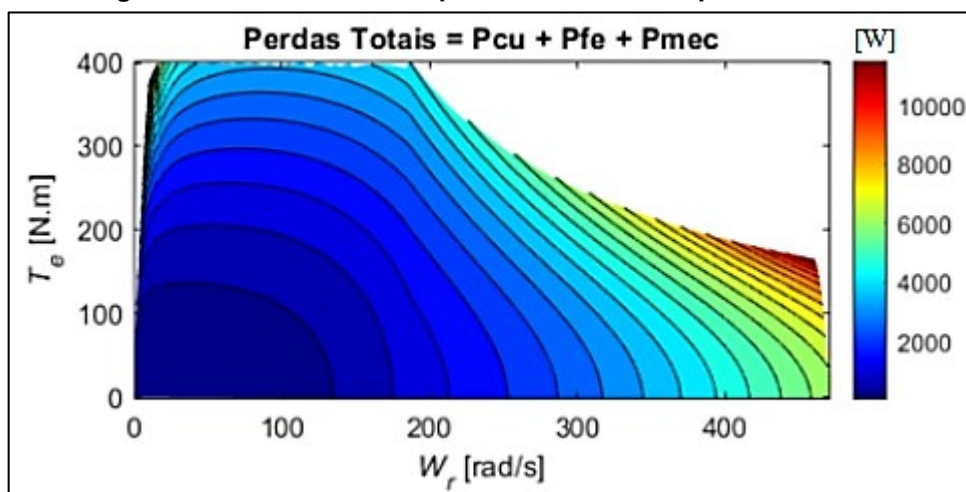
**Figura 42 - Resultados de perdas no ferro da máquina modelada.**



Fonte: Autores (2022)

O resultado da soma de todas as perdas é dado pela Figura 43. A partir desses resultados, já é possível calcular o gráfico de potência de entrada, que junto aos resultados de potência de saída são utilizados para calcular o mapa de eficiência da máquina.

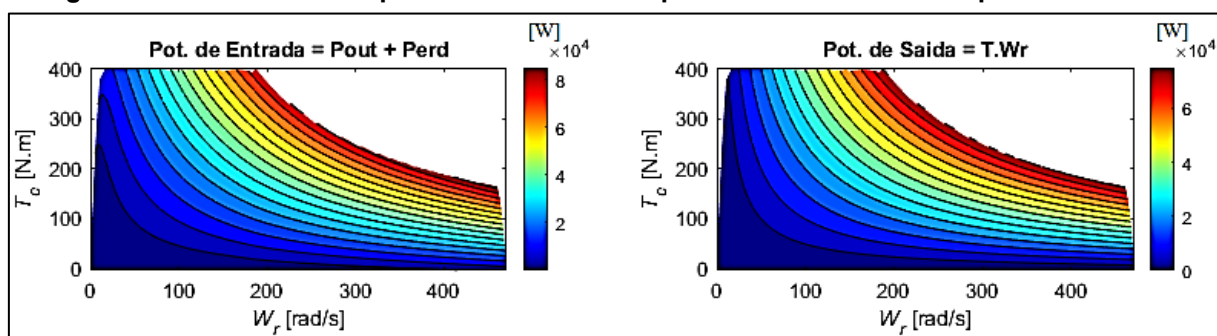
**Figura 43 - Resultados das perdas totais da máquina modelada.**



Fonte: Autores (2022)

Os gráficos de potência de entrada e potência de saída são mostrados na Figura 44, nos quais os valores de potência também são apresentados em watts.

**Figura 44 – Resultados de potência de entrada e potência de saída da máquina modelada.**

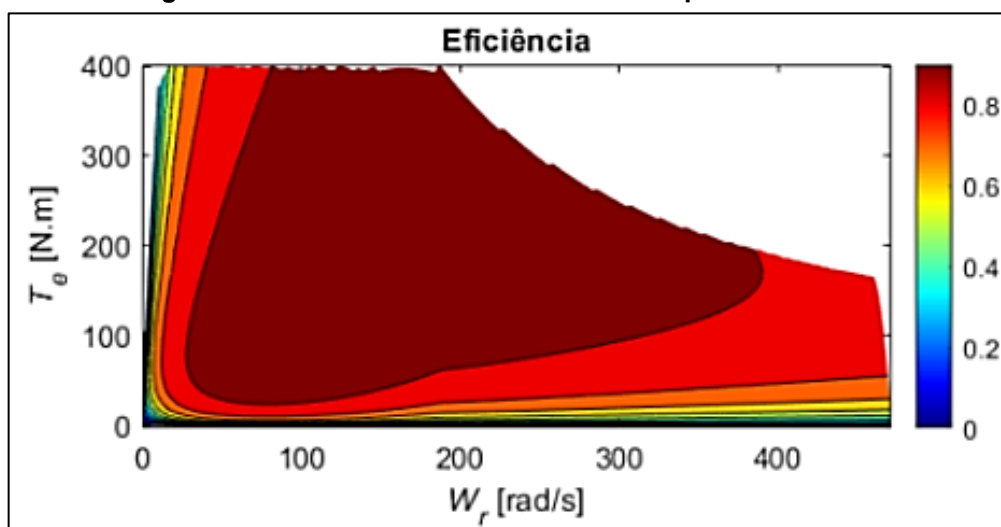


Fonte: Autores (2022)

Por fim, o mapa de eficiência resultante é apresentado na Figura 45. É possível observar que os pontos de maior eficiência se concentram no centro do gráfico, ou seja, onde a operação se aproxima dos valores nominais da máquina.

Nas regiões de baixo torque ou de baixa velocidade, as perdas são proporcionalmente muito maiores do que a potência de saída, conseqüentemente, também são os pontos em que são observados baixos valores de eficiência.

**Figura 45 - Resultados de eficiência da máquina modelada.**



Fonte: Autores (2022)

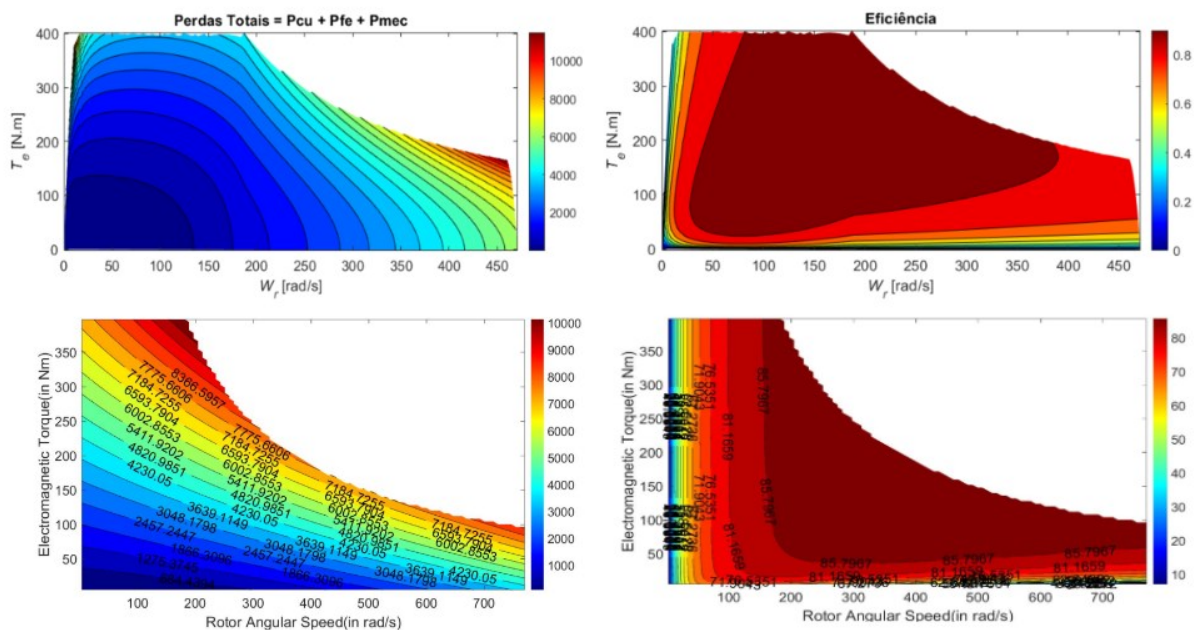
Vale ressaltar que existem alguns pontos de simplificação no modelo. São elas:

1. A resistência foi considerada constante em relação a temperatura;
2. A resistência de magnetização não foi considerada durante os cálculos de impedância equivalente. Apesar de não ter grande relevância, continua sendo uma fonte de alteração nos resultados;

3. No modelo desenvolvido foi considerada apenas a componente fundamental da fonte de alimentação, em outras palavras, as harmônicas da fonte de alimentação do motor foram desconsideradas;
4. O valor de perdas suplementares foi desconsiderado.

A título de comparação, a Figura 46 apresenta os resultados de perdas totais e de eficiência referentes ao trabalho de Ghosh (2020) nos dois gráficos de baixo, enquanto os gráficos de cima representam os mesmos resultados provenientes deste trabalho.

**Figura 46 – Comparação dos resultados de perdas totais e eficiência.**



**Fonte: Autores (2022)**

Entre os pontos de similaridade dos dois modelos, são destacados:

- O tipo construtivo da máquina modelada: Máquina de Indução Trifásica;
- Parâmetros básicos da máquina modelada;
- Método de cálculo das perdas no cobre;
- Método de cálculo de perdas mecânicas.

O método de cálculo dos pontos de operação não é detalhado no trabalho de Ghosh (2020), porém, o padrão de resultados observado nos gráficos leva a conclusão que existe uma divergência entre eles. A causa dessa divergência pode ser devido à desconsideração da resistência no estator e à escolha dos pontos de operação fora de regime permanente.

Outro ponto de divergência observado é o método de cálculo de perdas no ferro. No método abordado em Ghosh (2020) o fluxo de magnético é calculado em função da indutância de magnetização e corrente de magnetização. No método abordado neste trabalho são consideradas as seguintes características do material ferromagnético: volume de material no rotor e estator, espessura das chapas do material, condutividade elétrica e densidade de fluxo magnético.

## 7 CONCLUSÕES

Este trabalho desenvolveu uma metodologia para o cálculo computacional da eficiência de um motor de tração veicular para diferentes solicitações de torque e velocidade, obtendo como resultado seu mapa de eficiência a partir dos dados característicos da máquina elétrica. Porém, vale ressaltar que as equações utilizadas assumem condições idealizadas, além de possuir algumas fontes de simplificação conforme citado no capítulo 6. Portanto, os resultados certamente serão aproximados comparados aos valores de eficiência de uma máquina real, valores que, apenas podem ser adquiridos através de testes em laboratório.

Outro ponto a se destacar é que, ao utilizar o circuito equivalente como ponto de partida para os cálculos do motor de indução, é preciso lembrar que os cálculos realizados serão sempre o resultado de eficiência em regime permanente, portanto, não são refletidos nos resultados os regimes transitórios considerados em análises dinâmicas.

Para uma análise dinâmica outra rotina de cálculos teria que ser elaborada, considerando, por exemplo, a saturação causada por intensas correntes transitórias, geralmente presentes no período de partida do motor, que faz com que os valores de reatância variem de forma relevante. Além disso, nesse caso, é preciso considerar que a variação da frequência irá afetar a distribuição de correntes no rotor dos motores de gaiola de esquilo, como consequência os valores de resistência do rotor seriam consideravelmente afetados.

Por fim, o desenvolvimento deste trabalho alcançou seu objetivo de desenvolver um modelo que calcula computacionalmente a eficiência de um motor de tração veicular para diferentes solicitações de torque e velocidade, criando os seus mapas de eficiência a partir dos dados característicos da máquina elétrica e posteriormente analisando os seus resultados.

Como sugestão de trabalhos futuros são destacados os seguintes pontos:

1. Utilizar o mapa de eficiência criado a partir do modelo para prever a autonomia de um veículo dentro de um determinado ciclo padrão;
2. Melhoria do modelo desenvolvido através da adição do parâmetro de resistência de magnetização e consideração da variação de temperatura;
3. Realizar a validação do modelo através da comparação com resultados de testes em bancada e calcular a precisão do modelo desenvolvido;

4. Realizar a otimização de parâmetros de uma máquina elétrica com base em seus resultados de eficiência gerados pelo modelo desenvolvido;
5. Desenvolver um modelo para calcular o mapa de eficiência de máquinas síncronas de ímãs permanentes.



## REFERÊNCIAS

ACEA – European Automobile Manufacturers Association. **Making the Transition to Zero-Emission Mobility – Addressing the Barriers to the Uptake Electrically-chargeable Cars in the EU.** 2018.

Bastos, J. P. A. **Eletrromagnetismo para engenharia – estática e quase estática.** 3ª ed. Florianópolis: Ed. da UFSC, 2012.

BAYINDIR, KamilÇağatay; GÖZÜKÜÇÜK, Mehmet Ali; TEKE, Ahmet. A comprehensive overview of hybrid electric vehicle: Powertrain configurations, powertrain control techniques and electronic control units. **Energy conversion and Management**, v. 52, n. 2, p. 1305-1313, 2011.

Bistak S; Kim J. S. **AC Induction Motors vs. Permanent Magnet Synchronous Motors**, 2017.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Eléctricas.** 5ª ed. Porto Alegre: AMGH Editora Ltda, 2013.

DEL TORO, V. **Fundamentos de Máquinas Eléctricas.** Rio de Janeiro: LTC Editora S.A., 1999.

DENTON, T. **Veículos Eléctricos e Híbridos.** São Paulo: Blucher, 2018.

EPE – Empresa de Pesquisa Energética. **Balço Energético Nacional: Relatório Síntese/ ano base 2018.**EPE, Rio de Janeiro, 2019.

ENDRESS, Tim; BRAGARD, Michael. Recording of efficiency-maps of low-power electric drive systems using a flexible Matlab-based test bench. In: **2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON).** IEEE, 2017. p. 1-5.

GHOSH, Soumik et al. **Mathematical approach to generate efficiency maps for induction motor and optimization for EV.** In: 2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC). IEEE, 2020. p. 1-6.

GOSS, J. et al. **The design of AC permanent magnet motors for electric vehicles: A computationally efficient model of the operational envelope.** 2012.

IEA – International Energy Agency. **Global EV Outlook 2019 – Scaling-up the transition to electric mobility.** IEA, Paris, 2019.

IPCC – Contribution of Working Groups I, II and III to the Fifth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change [Core Writing Team, R.K. Pachauri and L.A. Meyer (eds.)]. **Climate Change 2014: Synthesis Report.** IPCC, Geneva, Switzerland, 151 pp.

KRISHNAN, Ramu. **Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives.** CRC press, 2010.

MAHMOUDI, Amin et al. **Efficiency maps of electrical machines.** In: 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2015. p. 2791-2799.

MARTIGNONI, A. **Máquinas de corrente alternada.** 5ª ed. Rio de Janeiro: Editora Globo S.A., 1970.

MUKHERJEE, P.; PAITANDI, S.; SENGUPTA, M. **Comparative analytical and experimental study of fabricated identical surface and interior permanent magnet BLDC motor prototypes.** Sādhanā, v. 45, n. 1, p. 26, 2020.

MDIC – Ministério da Indústria, Comercio Exterior e Serviços. **Avaliação Internacional de Políticas Públicas para Eletromobilidade em Frotas Urbanas.** MDIC, Brasília, 2018.

MDIC – Ministério da Indústria, Comercio Exterior e Serviços. **Roadmap tecnológico para veículos elétricos leves no Brasil.** MDIC, Brasília, 2019.

ONG, Chee-Mun et al. **Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK.** Upper Saddle River, NJ: Prentice hall PTR, 1998.

PATIL, M. S.; DHAMAL, S. S. **A Detailed Motor Selection for Electric Vehicle Traction System.** Third International conference on I-SMAC (IoT in Social, Mobile, Analytics and Cloud)(I-SMAC). IEEE, 2019. p. 679-684.

POLKA, D. **Motors and Drives: A Practical Technology Guide**. ISA, 2003.

PYRHONEN, Juha; JOKINEN, Tapani; HRABOVCOVA, Valeria. **Design of rotating electrical machines**. John Wiley & Sons, 2009.

ROGELJ, Joeri et al. Paris Agreement climate proposals need a boost to keep warming well below 2 C. **Nature**, v. 534, n. 7609, p. 631, 2016.

SEN, P. C. **Principles of Electric Machines and Power Electronics**. John Wiley and sons, 1996.

STIPETIC, Stjepan; GOSS, James. Calculation of efficiency maps using scalable saturated flux-linkage and loss model of a synchronous motor. In: **2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)**. IEEE, 2016. p. 1380-1386.

The Economist. Charging Ahead. 2019. Disponível em: <https://www.economist.com/business/2019/04/17/big-carmakers-are-placing-vast-bets-on-electric-vehicles>. Acesso em: 20 out. 2019.

UMANS, S.D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7ª ed. São Paulo: AMGH Editora, 2014.

UNFCCC - United Nations: Framework Convention on Climate Change. The Paris Agreement. 2017. Disponível em: <https://unfccc.int/resource/bigpicture/index.html#content-the-paris-agreemen>. Acesso em: 20 out. 2019

USP – Universidade de São Paulo. PEA – 3400 - Máquinas elétricas 1, Parte 2 Máquinas Síncronas. 2020a.

USP – Universidade de São Paulo. PEA – 3404 - Máquinas elétricas e Acionamentos, Parte 2 Máquinas Assíncronas. 2020b.

U.S. Department of Energy. All-Electric Vehicles (EVs). 2014. Disponível em: <https://www.fueleconomy.gov/feg/evtech.shtml>. Acesso em: 10 out. 2019.

XUE, X. D.; CHENG, K. W. E.; CHEUNG, N. C. **Selection of electric motor drives for electric vehicles**. In: 2008 Australasian Universities Power Engineering Conference. IEEE, 2008. p. 1-6.

World Health Organization. Number of road traffic deaths. [s.l.: s.d.]. Disponível em: [http://www.who.int/gho/road\\_safety/mortality/traffic\\_deaths\\_number/en/](http://www.who.int/gho/road_safety/mortality/traffic_deaths_number/en/). Acesso em: 15 out. 2019

**APÊNDICE A** - Código Desenvolvido em MATLAB 2021a para Calcular Mapas de Eficiência de Motores de Indução Trifásicos.

---

## EffMapCalculation\_IM.m

```

%% IM_effMapCalc
% Description: Script that calculates and plot efficiency map based
% mainly on properties of an induction electrical machine
%
% Authors: Bernardo Kloppfleisch           Date: May 16th, 2022
%         Bruna Fragoso

%% initializing
close all
clear
clc

%% Inputs
Tnom = 400;
fe_nom = 60;
s_nom = 0.015; % escorregamento nominal
Pout_nom = 75000;

% Electrical Parameters
% Rotor
Rr = 22.15e-3; % ohms
Lr = 389e-6; % H
% Magnetico
Lm = 16.64e-3; % H
% Stator
Rs = 39.57e-3; % ohms
Ls = 389e-6; % H
% Iron Loss
Kh = 30;
B_med = 1.2; % T
B_max = 1.6; % T
sigma = 10^7; % S/m

% Mechanical Parameters
b = 0.006; % Nm-s
VolFe_Stator = 0.135; % m³
VolFe_Rotor = 0.0275; % m³
Polos = 4;
esp_lamina = 0.25e-3; % m
rpm = true;

%% Calculo de tensão nominal
Ns_nom = (120/Polos)*fe_nom; %rpm
Ws_nom = (Ns_nom*2*pi)/60; %rad/s

Xs_nom = 2*pi*fe_nom*Ls; % H
Xr_nom = 2*pi*fe_nom*Lr; % H
Xm_nom = 2*pi*fe_nom*Lm; % 6.27 H

% Calculando potência no rotor nominal
Wr_nom = (1-s_nom)*Ws_nom;
Perdas_mec_nom = b.*(Wr_nom.^2);
Pot_rotor_nom = Pout_nom + Perdas_mec_nom;

% Calculando corrente e tensão nominais no rotor
Ir_nom = sqrt((Pot_rotor_nom) / (3*Rr*(1-s_nom)/s_nom)); %Assumindo ângulo 0 para a corrente
do rotor
Vr_nom = ((Rr/s_nom) + Xr_nom*1j) * Ir_nom;
Im_nom = Vr_nom / (Xm_nom*1j);
Is_nom = Ir_nom + Im_nom;

Zeq_nom=(Rs+Xs_nom*1j) + ...
((Xm_nom*1j) * ((Rr/s_nom)+Xr_nom*1j))/...
(((Xm_nom*1j)+(Rr/s_nom)+Xr_nom*1j));

```

```

Vs_nom = Zeq_nom * Is_nom;
Vs_ef_Nom = abs(Vs_nom);
S_nom = 3 * Vs_nom * Is_nom';
FP_nom = cos(angle(Vs_nom)-angle(Is_nom));

%% Variáveis gráficas
definicao = 3000;
freqMax = 2.5;
curvas = freqMax*fe_nom;
s_min = 1e-10;

%% Construindo as matrizes
M_eff = zeros(curvas,definicao);
M_Tout = zeros(curvas,definicao);
M_Nr = zeros(curvas,definicao);
M_Wr = zeros(curvas,definicao);
M_fe = zeros(curvas,definicao);
M_FP = zeros(curvas,definicao);
M_Pin = zeros(curvas,definicao);
M_Pout = zeros(curvas,definicao);
M_Perdas_totais = zeros(curvas,definicao);
M_Perdas_Mec = zeros(curvas,definicao);
M_Perdas_Fe = zeros(curvas,definicao);
M_Perdas_Cu = zeros(curvas,definicao);
M_Is = zeros(curvas,definicao);
x = 1;
fig = figure('Name', 'Results',...
    'Color', 'White',...
    'NumberTitle', 'off',...
    'units', 'normalized',...
    'outerposition', [0 0 1 1]);
tiledlayout(1,2)
nexttile

%% Fazendo a curva de corrente por velocidade
for z = linspace(0.0001, freqMax, curvas)

    fe = fe_nom*z; % Hz

    if z <= 1
        Vs = Vs_ef_Nom*z; % V
    else
        Vs = Vs_ef_Nom; % V
    end

    Ns = (120/Polos)*fe; % rpm
    Ws = Ns*(2*pi)/60; % rad/s

    Xr = 2*pi*fe*Lr*1j; % H
    Xm = 2*pi*fe*Lm*1j; % H
    Xs = 2*pi*fe*Ls*1j; % H

    %% Calculando pontos de operação para qualquer escorregamento
    s = linspace(1, s_min, definicao); % Vetor de s=1 até s->0
    Zeq = (Rs+Xs) + ((Xm)*((Rr./s)+Xr)) ./ (((Xm)+((Rr./s)+Xr)));
    Is = Vs./Zeq; %Agora a referência será a tensão de fase - ângulo 0
    Ir = (Vs-((Rs+Xs).*Is)) ./ (((Rr./s)+Xr));
    Ptransf = 3 * ((Rr./s) .* (abs(Ir).^2));
    Tem = Ptransf./(Ws);
    Wr = Ws*(1-s); % Vetor de Wr
    Tmec = b.*Wr;
    Tout = Tem - Tmec;

    %% Encontrando Escorregamento para torque nominal
    if z <= 1

```

```

idx_T_max = find(Tout==max(Tout)); % Index Torque maximo
Tout_max = Tout(1,idx_T_max:end); % Vetor Torque operacao (contendo T_nom)
idx_T_nom = find(Tout_max < Tnom, 1); % Index Torque Nominal
T_nom = Tout_max(1, idx_T_nom); % Valor T nominal de operacao
idx_T_nom_geral = find(T_nom == Tout); % index Tnom no vetor de torque geral
s_T_nom = s(1, idx_T_nom_geral); % s correspondente ao Tnom
s_oper = linspace(s_T_nom, s_min, definicao); % s de operação (abaixo do Tnom)
else
Pout = Tout.*Wr; % Vetor potência de saída
idx_Pout_max = find(Pout==max(Pout)); % Index Potencia maxima
Pout_max = Pout(1, idx_Pout_max:end); % Vetor a partir de idx_Pout_max (contendo
P_nom)
idx_P_nom = find(Pout_max < Pout_nom, 1); % Index valor pot nominal
P_nom = Pout_max(1, idx_P_nom); % Valor pot nominal
idx_P_nom_geral = find(P_nom == Pout); % idx Pot nominal no Vetor geral
s_P_nom = s(1, idx_P_nom_geral); % S correspondente a potencia nominal
s_oper = linspace(s_P_nom, s_min, definicao); % novo vetor de s com pontos de
operacao
end

%% Recalculando Pontos de operação
Zeq = (Rs+Xs) + ((Xm)*((Rr./s_oper)+Xr)) ./ (((Xm)+((Rr./s_oper)+Xr)));
Is = Vs./Zeq; %Agora a referência será a tensão de fase - ângulo 0
Is_abs = abs(Is);
Ir = (Vs-((Rs+Xs).*Is)) ./ ((Rr./s_oper)+Xr);
Ptranf = 3 * ((Rr./s_oper) .* (abs(Ir).^2));
Tem = Ptranf./(Ws);
Wr = Ws*(1-s); % Vetor de Wr
Tmec = b.*Wr;
Tout = Tem - Tmec;
FP = cos(angle(Vs)-angle(Is));

%% Calculando Perdas
% Perdas no cobre
Per_stator_Cu = 3.*(abs(Is).^2).*Rs;
Per_rotor_Cu = 3*abs(Ir).^2*Rr;
Perdas_Cu = Per_stator_Cu + Per_rotor_Cu;

% Perdas no Fe
B_oper_med = B_med*(Vs/Vs_ef_Nom);
B_oper_max = B_max*(Vs/Vs_ef_Nom);

Per_stator_hist = (Kh.*VolFe_Stator.*fe.*(B_oper_med.^(1.6)));
Per_rotor_hist = (Kh.*VolFe_Rotor.*(s_oper.*fe.*(B_oper_med.^(1.6)));

Per_stator_eddy =
((1/24).*sigma.*((2.*pi.*fe).^2).* (esp_lamina.^2).* (B_oper_max.^2).*VolFe_Stator);
Per_rotor_eddy =
((1/24).*sigma.*((2.*pi.*fe.*s_oper).^2).* (esp_lamina.^2).* (B_oper_max.^2).*VolFe_Rotor);

Per_stator_Fe = Per_stator_hist + Per_stator_eddy;
Per_rotor_Fe = Per_rotor_hist + Per_rotor_eddy;

Perdas_Fe = Per_stator_Fe + Per_rotor_Fe;

% Construindo Wr em RPM.
Wr_oper = Ws*(1-s_oper);

% Perdas Mecânicas
Per_mec = b.*(Wr_oper.^2);

Nr = Wr_oper*(60/(2*pi));
Perdas_totais = Perdas_Cu + Perdas_Fe + Per_mec;

Pot_out = Tem.*Wr_oper;
Pot_in = Pot_out + Perdas_totais;

```



```

    eff = Pot_out ./ Pot_in;
    M_Tout(x, :) = Tout;
    M_Nr(x, :) = Nr;
    M_Wr(x, :) = Wr_oper;
    M_eff(x, :) = eff;
    M_FP(x, :) = FP;
    M_Pin(x, :) = Pot_in;
    M_Pout(x, :) = Pot_out;
    M_Perdas_totais(x, :) = Perdas_totais;
    M_Perdas_Mec(x, :) = Per_mec;
    M_Perdas_Fe(x, :) = Perdas_Fe;
    M_Perdas_Cu(x, :) = Perdas_Cu;
    M_Is(x, :) = Is_abs;
    x=x+1;

    if rpm
        plot(Nr, Tout)
    else
        plot(Wr_oper, Tout)
    end
    hold on
end
label_torque = '\itT_e [N.m]';

if rpm
    label_velocidade = '\itN_r [rpm]';
    matriz_velocidade = M_Nr;
else
    label_velocidade = '\itW_r [rad/s]';
    matriz_velocidade = M_Wr;
end
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)
hold off

%% Plotando gráficos de eficiência e Perdas
nexttile
contourf(matriz_velocidade, M_Tout, M_Pin)
title('Pot entrada = Pout + Perdas')
shading flat
colorbar
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)

nexttile
contourf(matriz_velocidade, M_Tout, M_Pout)
title('Pot de Saída = T.Wr')
shading flat
colorbar
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)

nexttile
contourf(matriz_velocidade, M_Tout, M_Perdas_totais)
title('Perdas Totais = Pcu + Pfe + Pmec')
shading flat
colorbar
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)

nexttile
contourf(matriz_velocidade, M_Tout, M_eff)
title('Eficiência')
shading flat
colorbar
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)

```

```
nexttile
contourf(matriz_velocidade, M_Tout, M_Perdas_Fe)
title('Perdas Ferro')
shading flat
colorbar
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)

nexttile
contourf(matriz_velocidade, M_Tout, M_Perdas_Cu)
title('Perdas Cobre')
shading flat
colorbar
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)

nexttile
contourf(matriz_velocidade, M_Tout, M_Perdas_Mec)
title('Perdas Mec')
shading flat
colorbar
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)

nexttile
contourf(matriz_velocidade, M_Tout, M_Is)
title('Corrente Estator')
shading flat
colorbar
xlabel(label_velocidade)
ylabel(label_torque)
```