

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO
GUILHERME CONSUL SOARES DE BEM

**ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE MOTORES
SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES PARA
USO AUTOMOTIVO**

Porto Alegre

2021

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO
GUILHERME CONSUL SOARES DE BEM

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES PARA USO AUTOMOTIVO

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis Loureiro

Porto Alegre

2021

GUILHERME CONSUL SOARES DE BEM

ANÁLISE E SIMULAÇÃO DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES PARA USO AUTOMOTIVO

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica

Prof. Dr. Luiz Tiarajú dos Reis

Loureiro

Orientador - UFRGS

BANCA EXAMINADORA

Prof^a. Dr^a. Thieli Smidt Gabbi

UFRGS

Prof. Me. Igor Pasa Wiltuschnig

UFRGS

Dedico este trabalho a todos que me ajudaram nesta jornada. Cada um foi muito especial do seu jeito para que eu chegasse onde cheguei hoje.

Agradecimentos

Agradeço à minha mãe pelo suporte incondicional durante qualquer fase da minha vida, com certeza não estaria onde estou se não fosse por ela.

Agradeço a minha namorada por sempre estar disposta a me ouvir e me apoiar em todos momentos.

Agradeço aos meus amigos por serem os melhores amigos que alguém poderia ter.

Agradeço a minha família pela união e pela torcida.

"...não se trata de quão forte pode bater, se trata de quão forte pode ser atingido e continuar seguindo em frente. É assim que a vitória é conquistada."

Rocky Balboa

Resumo

Este projeto de diplomação tem como objetivo a análise e simulação de motores síncronos de ímãs permanentes de uso automotivo. Estudos que contribuam para o desenvolvimento de veículos elétricos são essenciais para a sustentabilidade do meio ambiente, e este trabalho visa contribuir com o estudo de motores de alta densidade de conjugado. Inicialmente, são detalhados os conceitos teóricos essenciais para o entendimento destes motores. Em seguida, detalham-se os motores escolhidos para a análise e simulação, sendo estes os presentes nos veículos Tesla Model 3 2019 e Toyota Prius 2004. Simulações de desempenho e numéricas com o software MotorXP-PM foram realizadas de forma a se obter as características mais importantes destes motores, e se analisar como estas características influenciam na performance dos mesmos.

Palavras-chave: *análise; motores síncronos de ímãs permanentes; performance; simulação.*

Abstract

This graduation project focuses on the analysis and simulation of permanent magnet synchronous motors for automotive use. Studies that contribute to the development of electric vehicles are essential for the environmental sustainability, and this work aims to contribute to this. Initially, the essential theoretical concepts to the understanding of these motors are explained. Next, the motors chosen for analysis and simulation are detailed, being these the ones present in the Tesla Model 3 2019 and Toyota Prius 2004 vehicles. Performance and numeric simulations with the MotorXP-PM software were performed in order to obtain the most important characteristics of these motors, and to analyze how these characteristics influence in their performance.

Keywords: *analysis; performance; permanent magnet synchronous motors; simulation.*

Lista de Figuras

Figura 1 – Evolução das Emissões de CO2 por Setor na União Europeia.	15
Figura 2 – Visão Explodida de um PMSM.	17
Figura 3 – Exemplos de PMSMs com Diferentes Enrolamentos	18
Figura 4 – Efeito do Número de Polos na Densidade de Fluxo nos Núcleos.	21
Figura 5 – Ilustração de um Rotor de SPMs.	21
Figura 6 – Rotor de SPMs Produzido pela <i>Rimac Machines</i> ©	22
Figura 7 – Ilustração de um Rotor de IPMs.	23
Figura 8 – Rotor de IPMs do Tesla Model 3.	23
Figura 9 – Sistema Simples de Conjugado Eletromagnético	25
Figura 10 – Conjugado do Sistema Eletromagnético em Relação à Posição Angular	25
Figura 11 – Sistema Simples de Conjugado de Relutância	27
Figura 12 – Conjugado do Sistema de Relutância em Relação à Posição Angular	27
Figura 13 – Representação do Referencial <i>abc</i> em relação ao estator	28
Figura 14 – Representação dos Referenciais <i>abc</i> e <i>dq0</i>	30
Figura 15 – Posição dos Eixos Magnéticos <i>dq0</i> em SPMSMs.	31
Figura 16 – Posição dos Eixos Magnéticos <i>dq0</i> em IPMSMs.	31
Figura 17 – Rotação dos Eixos Magnéticos <i>dq0</i> em um IPMSM.	32
Figura 18 – Fluxograma de um FOC sensorial.	34
Figura 19 – MTPA, MAP e MTPV para um SPMSM com $\Psi_{pm}/L_{sd} < i_{smax}$	35
Figura 20 – MTPA, MAP e MTPV para um SPMSM com $\Psi_{pm}/L_{sd} > i_{smax}$	36
Figura 21 – MTPA, MAP e MTPV para um IPMSM com $\Psi_{pm}/L_{sd} < i_{smax}$	36
Figura 22 – MTPA, MAP e MTPV para um IPMSM com $\Psi_{pm}/L_{sd} > i_{smax}$	36
Figura 23 – Lamina do Rotor do IPMSM Model 3.	41
Figura 24 – Desenho do IPMSM Model 3 no Software MotorXP-PM.	41
Figura 25 – Curva B x H do Aço Silício M-19 29 Ga.	42
Figura 26 – Curvas de Perdas no Núcleo em relação a Densidade de Fluxo para diferentes Frequências.	42
Figura 27 – Curvas B x H do ímã N52 em diferentes temperaturas.	43
Figura 28 – Configuração do Enrolamento Trifásico do IPMSM Model 3 no Software MotorXP-PM.	44
Figura 29 – Conteúdo Harmônico Trifásico da MMF para o IPMSM Model 3.	44
Figura 30 – Fatores de Enrolamento Harmônicos para o IPMSM Model 3.	45
Figura 31 – Foto do Estator do IPMSM Model 3.	45
Figura 32 – Lamina do Rotor do IPMSM Prius.	47
Figura 33 – Desenho do IPMSM Prius no Software MotorXP-PM.	47
Figura 34 – Curvas B x H do ímã N30H em diferentes temperaturas.	48

Figura 35 – Configuração do Enrolamento Trifásico do IPMSM Prius no Software MotorXP-PM.	48
Figura 36 – Conteúdo Harmônico Trifásico da MMF para o IPMSM Prius.	49
Figura 37 – Fatores de Enrolamento Harmônicos para o IPMSM Model 3.	49
Figura 38 – Foto do Estator do IPMSM Prius.	50
Figura 39 – Ilustração do Ângulo de Avanço e Eixos dq.	52
Figura 40 – Distribuição da Densidade de Fluxo em Circuito Aberto no PMSM Model 3.	57
Figura 41 – Distribuição da Densidade de Fluxo em Circuito Aberto no PMSM Prius.	58
Figura 42 – Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto no PMSM Model 3.	59
Figura 43 – Espectro da Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto no PMSM Model 3.	59
Figura 44 – Conjugado de Retenção em Circuito Aberto no PMSM Model 3.	60
Figura 45 – Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto no PMSM Prius.	61
Figura 46 – Espectro da Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto no PMSM Prius.	61
Figura 47 – Conjugado de Retenção em Circuito Aberto no PMSM Prius.	62
Figura 48 – Terceiro Teste de Conjugado em Função do Ângulo de Avanço no PMSM Model 3.	63
Figura 49 – Distribuição de Fluxo em Conjugado Máximo no PMSM Model 3.	64
Figura 50 – Terceiro Teste de Conjugado em Função do Ângulo de Avanço no PMSM Prius.	65
Figura 51 – Distribuição de Fluxo em Conjugado Máximo no PMSM Prius.	66
Figura 52 – Corrente de Eixo Direto em Função da Rotação no PMSM Model 3.	68
Figura 53 – Corrente de Eixo de Quadratura em Função da Rotação no PMSM Model 3.	69
Figura 54 – Conjugado Total em Função da Rotação no PMSM Model 3.	70
Figura 55 – Conjugado Eletromagnético e de Relutância em Função da Rotação no PMSM Model 3.	70
Figura 56 – Ângulo de Avanço em Função da Rotação no PMSM Model 3.	70
Figura 57 – Tensão de Fase RMS em Função da Rotação no PMSM Model 3.	71
Figura 58 – Corrente de Fase RMS em Função da Rotação no PMSM Model 3.	71
Figura 59 – Potência Mecânica Entregue em Função da Rotação no PMSM Model 3.	72
Figura 60 – Perdas nos Condutores em Função da Rotação no PMSM Model 3.	73
Figura 61 – Perdas nos Núcleos em Função da Rotação no PMSM Model 3.	73
Figura 62 – Rendimento em Função da Rotação no PMSM Model 3.	74
Figura 63 – Corrente de Eixo Direto em Função da Rotação no PMSM Prius.	76
Figura 64 – Corrente de Eixo de Quadratura em Função da Rotação no PMSM Prius.	78
Figura 65 – Conjugado Total em Função da Rotação no PMSM Prius.	78

Figura 66 – Conjugado Eletromagnético e de Relutância em Função da Rotação no PMSM Prius.	79
Figura 67 – Ângulo de Avanço em Função da Rotação no PMSM Prius.	79
Figura 68 – Tensão de Fase RMS em Função da Rotação no PMSM Prius.	80
Figura 69 – Corrente de Fase RMS em Função da Rotação no PMSM Prius.	80
Figura 70 – Potência Mecânica Entregue em Função da Rotação no PMSM Prius.	80
Figura 71 – Perdas nos Condutores em Função da Rotação no PMSM Prius.	81
Figura 72 – Perdas nos Núcleos em Função da Rotação no PMSM Prius.	82
Figura 73 – Rendimento em Função da Rotação no PMSM Prius.	83
Figura 74 – Indutância do Eixo Direto em Relação a Corrente do Eixo Direto no PMSM Model 3.	85
Figura 75 – Indutância do Eixo de Quadratura em Relação a Corrente do Eixo de Quadratura no PMSM Model 3.	85
Figura 76 – Indutância do Eixo Direto em Relação a Corrente do Eixo Direto no PMSM Prius.	86
Figura 77 – Indutância do Eixo de Quadratura em Relação a Corrente do Eixo de Quadratura no PMSM Prius.	86
Figura 78 – Mapa de Rendimento Conjugado-Rotação no PMSM Model 3.	88
Figura 79 – Mapa de Rendimento Conjugado-Rotação no PMSM Prius.	89

Lista de Quadros

Quadro 1 – Prós e Contras do Uso de Enrolamentos Distribuídos ou Concentrados.	18
Quadro 2 – Prós e Contras do Uso de Rotores com Ímãs ou bobinados.	20
Quadro 3 – Dados Operacionais de Referência para o PMSM Model 3.	40
Quadro 4 – Dados Operacionais de Referência para o PMSM Prius.	46
Quadro 5 – Magnitudes da Densidade de Fluxo em Diferentes Regiões do PMSM Model 3.	57
Quadro 6 – Magnitudes da Densidade de Fluxo em Diferentes Regiões do PMSM Prius.	58
Quadro 7 – Parâmetros e Valores Considerados para a Criação do Modelo D-Q do PMSM Model 3.	67
Quadro 8 – Características Relevantes de Desempenho do IPMSM Model 3.	75
Quadro 9 – Parâmetros e Valores Considerados para a Criação do Modelo D-Q do PMSM Prius.	75
Quadro 10 – Características Relevantes de Desempenho do IPMSM Prius.	84
Quadro 11 – Valores Simulados das Indutâncias L_d e L_q para o PMSM Model 3.	86
Quadro 12 – Valores Simulados das Indutâncias L_d e L_q para o PMSM Prius.	87

Lista de Abreviaturas e Siglas

BLDC	<i>Brushless Direct Current</i> - Corrente Contínua sem Escovas
DOE	<i>U.S Department of Energy</i> - Departamento de Energia Americano
EMF	<i>Electromotive Force</i> - Força Eletromotriz
FOC	<i>Field-Oriented Control</i> - Controle por Campo Orientado
ICEV	<i>Internal Combustion Engine Vehicle</i> - Veículo a Combustão Interna
IM	<i>Induction Motor</i> - Motor de Indução
IPM	<i>Internal Permanent Magnet</i> - Ímã Permanente Interno
MAP	<i>Maximum Apparent Power</i> - Máxima Potência Aparente
MMF	<i>Magnetomotive Force</i> - Força Magnetomotriz
MTPA	<i>Maximum Torque per Ampère</i> - Máximo Conjugado por Ampère
MTPV	<i>Maximum Torque per Voltage</i> - Máximo Conjugado por Tensão
ORNL	<i>Oak Ridge National Laboratory</i> - Laboratório Nacional Oak Ridge
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i> - Motor Síncrono de Ímãs Permanentes
RPM	<i>Rotations Per Minute</i> - Rotações Por Minuto
SPM	<i>Surface Permanent Magnet</i> - Ímã Permanente de Superfície
SRM	<i>Synchronous Reluctance Motor</i> - Motor Síncrono de Relutância
VE	Veículo Elétrico
VHE	Veículo Híbrido Elétrico

Sumário

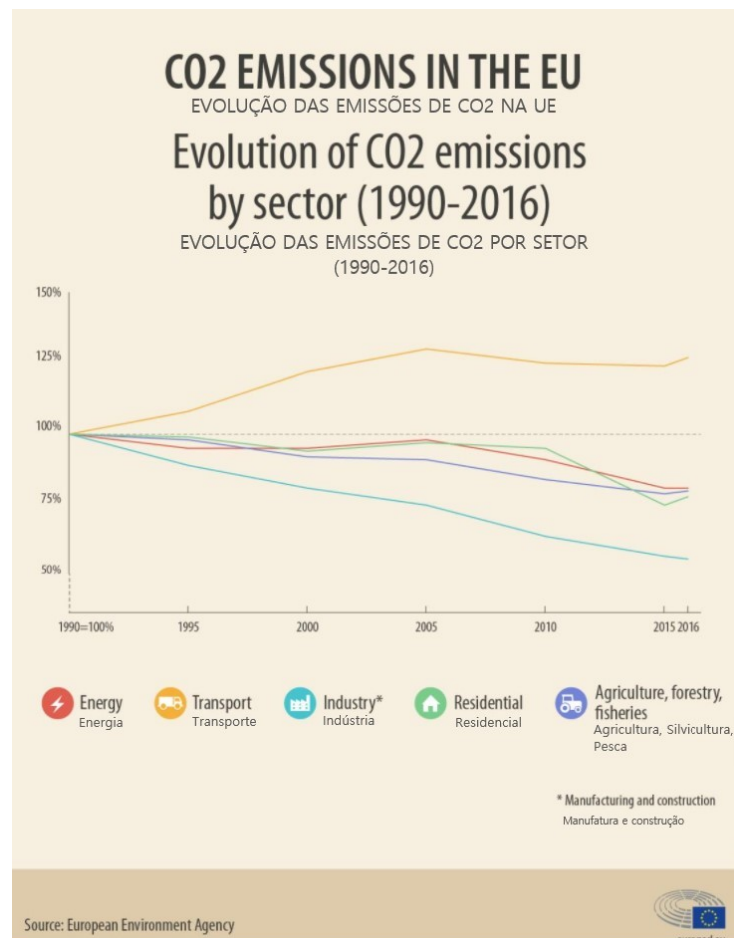
1	INTRODUÇÃO	15
2	ESTUDO TEÓRICO DE PMSMS	17
2.1	Componentes e Estrutura de um PMSM	17
2.1.1	Estator de um PMSM	17
2.1.2	Rotor de um PMSM	19
2.1.2.1	Rotor de Ímãs Permanentes de Superfície	21
2.1.2.2	Rotor de Ímãs Permanentes Internos	23
2.2	Princípios de Funcionamento de um PMSM	24
2.2.1	Princípios Eletromagnéticos	24
2.2.2	Princípios de Relutância	26
2.3	Modelagem de PMSMs	28
2.3.1	Modelo Estacionário <i>abc</i>	28
2.3.2	Transformada de Park	29
2.3.3	Modelo Rotativo <i>dq0</i>	30
2.4	Método de Controle de PMSMs	33
2.5	PMSMs em Uso Automotivo	37
3	PMSMS ESCOLHIDOS PARA ANÁLISE	39
3.1	Tesla Model 3 - 2019	39
3.1.1	Dados Operacionais Gerais	39
3.1.2	Rotor	40
3.1.3	Estator	42
3.2	Toyota Prius - 2004	45
3.2.1	Dados Operacionais Gerais	46
3.2.2	Rotor	46
3.2.3	Estator	47
4	METODOLOGIA DE ANÁLISE DE DESEMPENHO DE PMSMS	51
4.1	Distribuição de Fluxo dos Ímãs no Motor	51
4.2	Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto e Conjugado de Retenção	51
4.3	Corrente e Ângulo de Avanço para Conjugado Máximo	52
4.4	Desempenho com Variação da Rotação	54
4.5	Variações das Indutâncias em Relação à Corrente	54
4.6	Mapa de Rendimento Conjugado-Rotação	55

5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	56
5.1	Distribuição de Fluxo dos Ímãs	56
5.1.1	Model 3	56
5.1.2	Prius	57
5.2	Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto e Conjugado de Retenção	59
5.2.1	Model 3	59
5.2.2	Prius	60
5.3	Corrente e Ângulo de Avanço para Conjugado Máximo	62
5.3.1	Model 3	62
5.3.2	Prius	65
5.4	Desempenho com Variação da Rotação	67
5.4.1	Model 3	67
5.4.2	Prius	75
5.5	Variações das Indutâncias em Relação a Corrente	84
5.5.1	Model 3	84
5.5.2	Prius	86
5.6	Mapa de Rendimento Conjugado-Rotação	87
5.6.1	Model 3	87
5.6.2	Prius	88
6	CONCLUSÕES	90
	REFERÊNCIAS	92

1 Introdução

A importância de meios de transporte menos poluentes cresce a cada dia. A alta utilização de veículos com motores de combustão interna (ICEVs), os quais se utilizam somente de motores de combustão interna como sua fonte de energia para propulsão, é responsável por sérios problemas para o meio ambiente e a vida humana. Dentre estes problemas estão incluídos poluição atmosférica, aquecimento global e a rápida depleção das fontes naturais de petróleo do planeta. Segundo a Agência de Proteção Ambiental dos Estados Unidos (*EPA, 2020*), 16,52% da emissão total de gases de efeito estufa nos Estados Unidos foram provenientes do setor de transporte, o qual é majoritariamente composto de ICEVs. Um cenário similar é encontrado na União Europeia (EU), onde, segundo a Agência Ambiental Europeia (*EEA, 2019*), aproximadamente 18,2% do total de sua emissão de dióxido de carbono (CO₂) é originada de ICEVs. Essas porcentagem vêm em constante crescimento há anos, ilustrado na Figura 1.

Figura 1 – Evolução das Emissões de CO₂ por Setor na União Europeia.



Fonte: Agência Ambiental Europeia, EEA

A partir destes dados, torna-se evidente a importância de pesquisa e desenvolvimento de meios alternativos de transporte que diminuam ou zerem suas emissões de gases nocivos para o meio ambiente e para a vida humana.

Dentre as alternativas que já são grande realidade no mercado e estão em constante crescimento e desenvolvimento, estão os veículos automotivos híbridos e elétricos (VHEs e VEs). A evolução e otimização destes tipos de veículos são muito importantes, para que eles se tornem cada vez mais atrativos no mercado, e consigam no futuro substituir por completo os ICEVs. Os fatos apresentados acima servem de motivação para que trabalhos envolvendo VEs sejam desenvolvidos.

Um dos fatores mais determinantes para o desempenho de um VE é a escolha de seu motor de tração elétrico. Existem diferentes tipos de motores usados em EVs, dentre eles estão:

- Motores de Corrente Contínua sem Escovas (*BLDC Motor*);
- Motores de Indução (*IM*);
- Motores Síncronos de Relutância (*SRM*);
- Motores Síncronos de Ímãs Permanentes (*PMSM*).

Muitos critérios são levados em conta para a decisão de que motor será usado, como o rendimento, o custo, a confiabilidade, a densidade de potência, a maturidade tecnológica e a controlabilidade. Os PMSMs vêm sendo cada vez mais utilizados, devido as suas diversas vantagens em relação à outros tipos de motores elétricos, como alto rendimento, alta densidade de energia e alto fator de potência, as quais são muito atrativas na indústria. Fabricantes de VEs como Toyota, Honda, Nissan e Tesla já utilizam estes motores em seus produtos, o que evidencia a eficácia e consolidação da tecnologia no mercado (Hashemnia; Asaei, 2008).

O foco principal deste trabalho será em analisar dois PMSMs utilizados em veículos híbridos e elétricos e realizar simulações de seu desempenho, consumo de energia, capacidade de enfraquecimento de fluxo, curvas de rendimento e variação de parâmetros importantes durante a operação. Os motores comerciais escolhidos para este projeto são os PMSMs do veículo híbrido *Toyota Prius - 2004* e do VE *Tesla Model 3 - 2019*. Os aspectos construtivos dos quais se obteve informações serão detalhados, enquanto que componentes ou aspectos dos quais não se obteve dados suficientes não serão abordados. Estes motores serão simulados através do software *MotorXP-PM*, software gratuito de design e simulação de desempenho de PMSMs. A análise e comparação entre PMSMs de uso automotivo é importante para melhor entendê-los e para verificar o seu rendimento, evidenciando o porque são utilizados comercialmente.

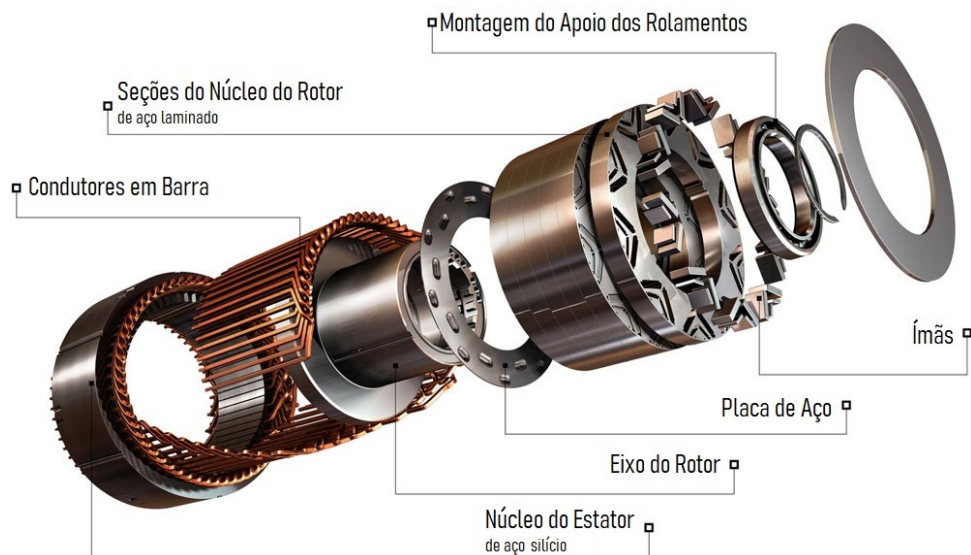
2 Estudo Teórico de PMSMs

Este capítulo contém a fundamentação teórica do projeto, de forma que todos os pontos importantes para o desenvolvimento do trabalho sejam detalhados com o objetivo de um entendimento sólido dos conceitos importantes que envolvem o projeto. As seções deste capítulo serão dedicadas ao estudo teórico dos PMSMs de fluxo radial em geral, contendo um detalhamento de sua estrutura física, componentes, pontos importantes de construção e design, seus princípios de funcionamento e modos de controle, além de como esses conceitos se aplicam para o uso de PMSMs em EVs. A revisão destes conceitos é essencial para a realização da análise e simulação dos PMSMs.

2.1 Componentes e Estrutura de um PMSM

A estrutura de um PMSM de fluxo radial é similar a de uma máquina síncrona radial comum, podendo ser exemplificada através da Figura 2. Os principais componentes de uma máquina elétrica são o seu estator e seu rotor, e nas subseções abaixo serão vistos em detalhe estes dois componentes em um PMSM.

Figura 2 – Visão Explodida de um PMSM.



Fonte: <<https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>>

2.1.1 Estator de um PMSM

O estator de um PMSM segue os mesmos princípios que estatores de máquinas elétricas comuns com o objetivo de produzir um campo magnético rotativo através de uma força magnetomotriz rotativa no entreferro da máquina. O núcleo do estator é

produzido com materiais que possuem alta permeabilidade magnética para conduzir mais eficientemente o fluxo magnético gerado pelo estator e rotor, ou seja, para possuir uma menor relutância e gerar menos perdas no núcleo. O núcleo do estator é sempre laminado, de forma a se minimizar as correntes de Foucault por diminuir a área efetiva de indução eletromagnética. A espessura do núcleo do estator está muito relacionada ao número de polos do rotor, o que vai ser visto em detalhe na subseção 2.1.2. O enrolamento do estator pode ser concentrado ou distribuído, escolha a qual tem influência em vários aspectos do motor, como a distribuição de fluxo no entreferro, perdas por corrente de Foucault nos ímãs permanentes em altas rotações, presença de harmônicos na força eletromotriz (EMF) induzida no estator e oscilações no conjugado. As causas da variação destes efeitos se dá, resumidamente, devido as diferenças de indutâncias próprias e mútuas que estes tipos de enrolamento produzem no estator e rotor, visto que a distribuição da força magnetomotriz no entreferro pode variar entre ser quadrática até praticamente sinusoidal. A determinação de enrolamento concentrado ou distribuído ocorre pela razão entre ranhuras e número de polos do rotor. Quanto maior esta razão, maior é o fator de distribuição dos enrolamentos. Na Figura 3 é possível visualizar estes dois tipos de enrolamentos em PMSMs.

Figura 3 – Exemplos de PMSMs com Diferentes Enrolamentos



(a) PMSM com Enrolamento Distribuído

(b) PMSM com Enrolamento Concentrado

Fonte: <<https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>>

O Quadro 1 mostra as vantagens e desvantagens do uso das duas distribuições de condutores no estator.

Quadro 1 – Prós e Contras do Uso de Enrolamentos Distribuídos ou Concentrados.

Enrolamentos Distribuídos	Enrolamentos Concentrados
+ Distribuição sinusoidal da MMF	+ Design compacto
+ Menos componentes harmônicas	+ Condutores mais curtos
+ Menor oscilação no conjugado	+ Custo de produção mais baixo
+ Menos perdas por correntes de Foucault	+ Distribuição simples dos condutores
- Comprimento elevado dos condutores	+ Menores perdas ôhmicas
- Maiores perdas ôhmicas	- Componentes harmônicas significativas
- Maior custo de produção	- Altas perdas por correntes de Foucault
	- Maior oscilação no conjugado

Fonte: Habetler; Harley; Duan, 2014, Dajaku; Gerling, 2014 & Lee *et al.*, 2010

O conteúdo presente no Quadro 1 é válido de forma geral, porém com técnicas de design e otimização específicas para máquinas elétricas, como configurações especiais de condutores, condutores retangulares para aumentar o fator de enchimento, combinações específicas de ranhuras e polos (Farshadnia *et al.*, 2014), laminação inclinada do rotor (*rotor skewing*) e geometria das ranhuras (Chapman, 2012), pode se obter um motor com enrolamentos concentrados com oscilação de conjugado menor que um motor com enrolamento distribuído. Estas técnicas não serão abordadas neste projeto, e as informações presentes no Quadro 1 serão utilizadas como referência.

Pode-se observar que ambas escolhas são justificáveis, com bons pontos contra e a favor. Ambas distribuições de condutores são altamente utilizadas na indústria, ficando a critério do projetista de motores e do usuário essa decisão baseada na finalidade, função do motor e no orçamento disponível. Essa escolha para a aplicação de PMSMs em VEs será abordada mais adiante na seção 2.5, onde será discutido como suas vantagens e desvantagens influenciam seu uso nesta aplicação.

2.1.2 Rotor de um PMSM

Como a sua própria nomenclatura descreve, o motor síncrono de ímãs permanentes (PMSM) é um motor síncrono no qual ímãs permanentes estão presentes em seu rotor. PMSMs de alta potência e rendimento se tornaram possíveis a partir do início dos anos 80, com o surgimento de ímãs de alta energia, como o ímã de neodímio (Hendershot; Miller, 2010), os quais são os ímãs mais comumente utilizados hoje em dia para PMSMs. O produto energético desses ímãs é aproximadamente 10 vezes maior do que nos ímãs de ferrite. Os ímãs de neodímio fazem com que os PMSMs atuais tenham uma alta densidade de potência, podendo ser mais compactos e, conseqüentemente, ocuparem menos espaço que outros tipos de motores, o que pode ser uma grande vantagem dependendo da aplicação. A desvantagem da utilização desses ímãs está no seu custo, os quais são relativamente altos quando comparados com outros ímãs.

Em contraste com um motor síncrono com rotor bobinado, no qual o fluxo magnético é produzido pela excitação das bobinas do rotor, em um PMSM, os ímãs produzem todo o fluxo magnético proveniente do rotor. Existem vantagens e desvantagens da utilização de rotores com ímãs permanentes como substitutos dos rotores bobinados, as quais são descritas no Quadro 2.

Apesar dos pontos negativos de rotores com ímãs permanentes, as suas vantagens compensam o seu uso. O fator de mais alto rendimento, menores perdas e arquitetura simples tornam os PMSMs muito atrativos, principalmente para aplicações nas quais o uso de energia deve ser feito da forma mais proveitosa possível, geralmente onde a alimentação do motor é feita através de baterias. Segundo Fitzgerald; Umans, 2013 "*Com a crescente*

Quadro 2 – Prós e Contras do Uso de Rotores com Ímãs ou bobinados.

Rotores com Ímãs	Rotores Bobinados
+ Maior rendimento	+ Excitação controlável
+ Menos perdas ôhmicas	+ Controle mais fácil de curto-circuitos
+ Menos harmônicas no fluxo gerado	+ Rotores mais baratos
+ Arquitetura menos complexa	- Arquitetura complexa, múltiplos circuitos
+ Exigem menos potência do inversor	- Maiores perdas ôhmicas
- Excitação fixa, controle mais complexo	- Fluxo mais sujeito à harmônicas
- Maior dificuldade em manejar curtos	- Menos eficientes
- Preço dos ímãs	- Maior massa no rotor

Fonte: Fitzgerald; Umans, 2013

ênfase em rendimento energético, as máquinas de ímãs permanentes serão encontradas em um número cada vez maior de aplicações de potências cada vez maiores."

Assim como o núcleo do estator, o núcleo do rotor de um PMSM também é laminado, o que pode ser visto na Figura 2. O motivo da laminação segue o mesmo para o caso do estator, para diminuir a indução de correntes de foucault. A espessura do núcleo do rotor, assim como a do estator, está diretamente ligada com o número de polos do rotor. Quanto maior o número de polos, maior é a distribuição de fluxo nos núcleos do estator e rotor, porém maior é a frequência de alimentação necessária para que se atinjam as mesmas rotações, o que aumenta as perdas .

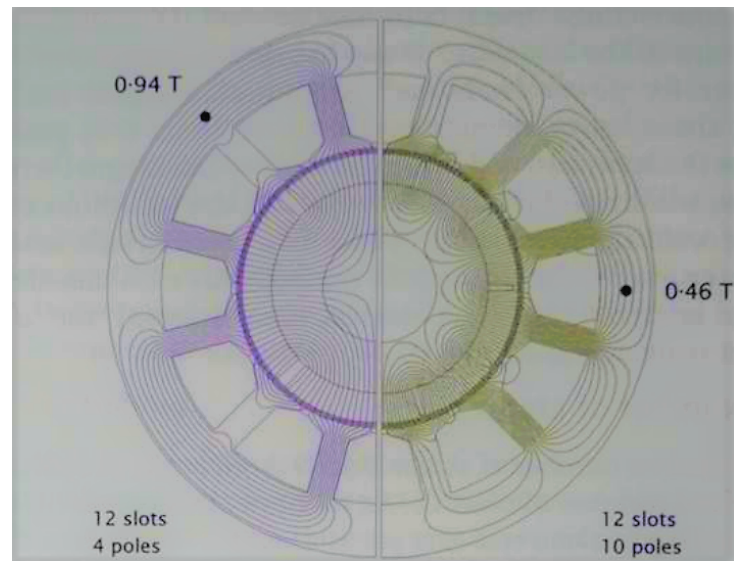
Cada vez que o número de polos é duplicado, a espessura necessária do núcleo do rotor é reduzida pela metade, assim como a espessura do núcleo do estator. A espessura radial do núcleo do estator e rotor devem ser suficientes para limitar a densidade do fluxo, em geral em 1.5 T, para evitar a saturação e para minimizar a queda da força magnetomotriz que de outra forma esgotaria o fluxo (Hendershot; Miller, 2010).

Em outras palavras, o número de polos determina o valor máximo de densidade de fluxo magnético a uma dada espessura do estator e rotor, e é necessário limitar esse valor da densidade de forma a evitar a saturação, limitando a densidade de fluxo por aumentar a relutância. A Figura 4 mostra a diferença de densidade de fluxo para um motor com 12 ranhuras e polos variando entre 10 e 4, onde claramente se nota que uma quantidade menor de polos gera uma maior densidade de fluxo nos núcleos do estator e rotor, fazendo com que a espessura dos núcleos para a máquina com mais polos possa ser menor.

Os tipos de rotores de um PMSM variam bastante, existindo inúmeros tipos que diferem entre si em relação a posição dos ímãs permanentes no rotor. Apesar deste alto número de variações, em geral os rotores se enquadram em duas categorias:

- Rotores de Ímãs Permanentes de Superfície (SPM)
- Rotores de Ímãs Permanentes Internos (IPM)

Figura 4 – Efeito do Número de Polos na Densidade de Fluxo nos Núcleos.



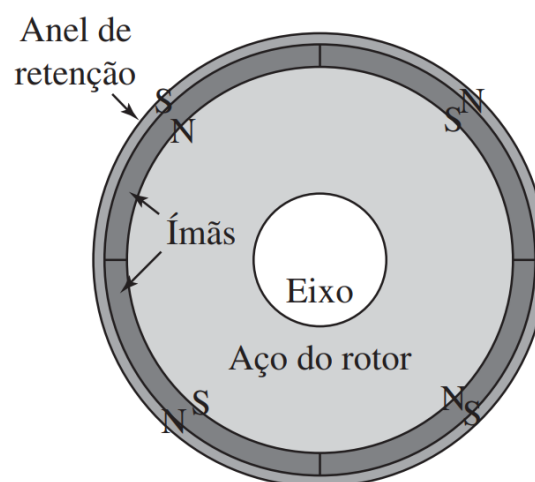
Fonte: Hendershot; Miller, 2010

Os PMSMs com SPMs são chamados de SPMSMs, enquanto que os PMSMs com IPMs são chamados de IPMSMs. Nas sub-subseções abaixo, serão detalhadas as características das categorias de rotor de ímãs permanentes listadas acima.

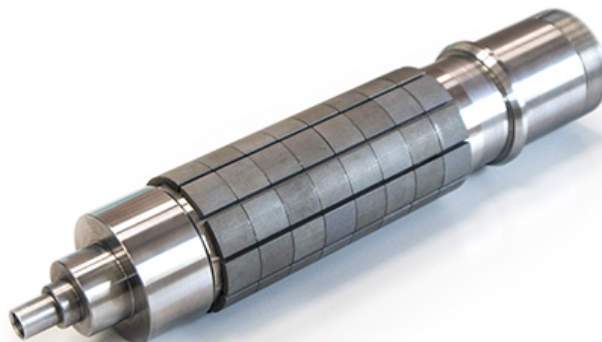
2.1.2.1 Rotor de Ímãs Permanentes de Superfície

Este tipo de rotor possui os ímãs permanentes distribuídos na superfície do núcleo do rotor de forma que geralmente ocupam toda ou quase toda a área cilíndrica do rotor. As Figuras 5 e 6 deixam claros os aspectos construtivos deste tipo de rotor.

Figura 5 – Ilustração de um Rotor de SPMs.



Fonte: Fitzgerald; Umans, 2013

Figura 6 – Rotor de SPMs Produzido pela *Rimac Machines* ©

Fonte: <<https://www.rimacmachines.com/magnet-motor-assembly/>>

A partir destas figuras, nota-se que o SPMSM possui um rotor com pouquíssima ou sem saliência, garantindo um entreferro constante para este tipo de motor. Visto que se trata de uma arquitetura sem saliências, o fluxo magnético no entreferro é distribuído de forma mais uniforme se comparado a rotores com saliência, o que faz com que os SPMSMs tenham uma menor ondulação de conjugado, devido ao menor número de harmônicas no fluxo. Porém, a falta de saliências impossibilita esse tipo de motor de produzir conjugado de relutância e limita consideravelmente a possibilidade de enfraquecimento de fluxo. Ímãs montados na superfície da periferia externa das lâminas do rotor proporcionam a maior densidade de fluxo do entreferro, mas tem o desvantagem de menor integridade estrutural e robustez mecânica (Krishnan, 2001). Esta alta densidade de fluxo se explica pela maior proximidade dos ímãs ao estator, fazendo com que haja uma menor possibilidade de fuga de fluxo através de caminhos alternativos. A desvantagem a qual Krishnan, 2001 se refere, deve-se menor estabilidade mecânica de sustentação e fixação dos ímãs no rotor em relação aos rotores de IPMs. Para a fixação dos ímãs na superfície do rotor, anéis de retenção não magnéticos ou bandagens são muitas vezes utilizados. A componente de fixação dos ímãs no rotor aumenta o comprimento do entreferro, o que por sua vez reduz a capacidade de produção de conjugado do motor, logo um anel de retenção mais espesso aumenta a integridade mecânica do rotor enquanto um anel mais fino aumenta a eficácia do circuito magnético (Fitzgerald; Umans, 2013). Em motores de rotor externo, esse problema da fixação dos ímãs não é tão relevante, visto que a própria força centrífuga pressiona os ímãs no rotor.

Devido a essa desvantagem e a alguns aspectos de funcionamento e controle que serão vistos em seções futuras, os SPMSMs possuem uma faixa de rotação de operação em máxima potência menor que os IPMSMs, fato o qual é confirmado por Krishnan, 2001 na

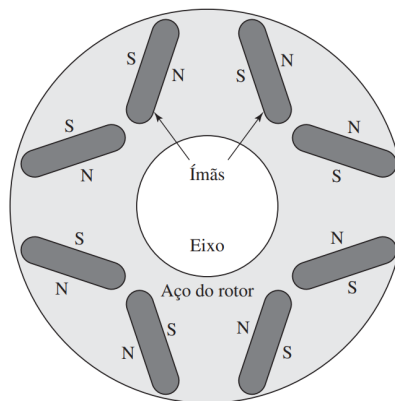
citação "Os SPMSMs não são recomendados para aplicações de alta rotação, geralmente superiores a 3,000 RPM".

Em um SPMSM, o conjugado somente é produzido por efeitos puramente eletromagnéticos, devido a não saliência, o que faz com que seu controle seja mais simples, porém mais limitado, com uma menor faixa de operação eficiente para potência e rotação.

2.1.2.2 Rotor de Ímãs Permanentes Internos

Este tipo de rotor possui os ímãs permanentes distribuídos no interior do rotor, com muitas variações de formato e posicionamento dos ímãs. As Figuras 7 e 8 mostram exemplos deste tipo de rotor, onde ficam claros os aspectos construtivos dos mesmos.

Figura 7 – Ilustração de um Rotor de IPMs.



Fonte: Fitzgerald; Umans, 2013

Figura 8 – Rotor de IPMs do Tesla Model 3.



Fonte: Tesla

Os rotores de IPMs têm como sua grande característica o fato de ser um rotor com saliências. A saliência destes rotores é justificada através das diferenças de relutância no rotor entre os eixos diretos e de quadratura, visto que a permeabilidade magnética relativa

dos ímãs permanentes é similar a do ar (Fitzgerald; Umans, 2013). O conjugado total é produzido por princípios eletromagnéticos através dos ímãs permanentes e de relutância através das fendas presentes no rotor, fazendo com que em geral os IPMSMs tenham uma maior densidade de potência que os SPMSMs, maior rendimento em altas rotações e menor volume de ímãs. Porém, esses benefícios fazem com que o projeto mecânico e eletromagnético de IPMSMs seja mais complexo.

Na prática, a componente do conjugado de relutância em geral é pequena, em torno de 30%, mas pode ser elevada através de uma segunda camada de ímãs, como no formato de duplo V (Hendershot; Miller, 2010). Esta componente de relutância dependerá da magnitude da saliência presente no motor, e é necessário que o controle seja feito de forma que a componente de conjugado de relutância se some a componente de conjugado eletromagnético. A saliência encontrada nestes rotores faz com que existam mais harmônicas no fluxo magnético, inserindo uma maior ondulação no conjugado devido à variação de relutância. Além disso, a saliência torna o controle de um IPMSM mais complexo, porém com maiores possibilidades.

A robustez mecânica dos ímãs, formato de ímã menor e de mais fácil manufatura, e alguns princípios de funcionamento e controle de um IPMSM fazem com que este seja um motor com uma maior faixa de rotação de operação efetiva, sendo um bom candidato para aplicações de alta rotação ou com necessidade de larga faixa de rotação de operação.

As características de operação em altas rotações mantendo uma alta potência, e de robustez mecânica na fixação dos ímãs permanentes fazem com que os IPMSMs sejam os tipos de PMSMs mais utilizados pela indústria, cobrindo uma larga área de aplicações.

2.2 Princípios de Funcionamento de um PMSM

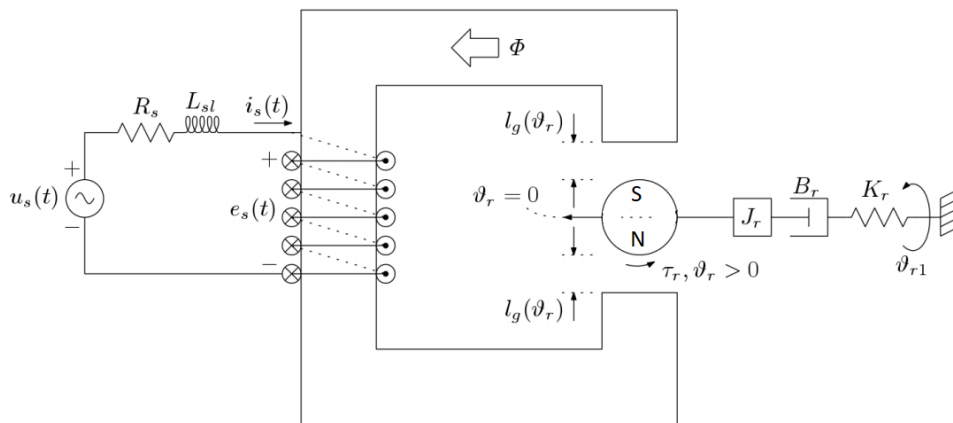
Em um motor síncrono de corrente alternada, a conversão de energia elétrica em mecânica ocorre através da interação do campo magnético rotativo do estator com o rotor, a qual produz um conjugado que faz com que o rotor rotacione em sincronismo com o campo do estator. O tipo de interação do campo magnético rotativo do estator com o rotor determina a forma como o conjugado será gerado. Para os PMSMs existem dois tipos de interações de interesse com o campo magnético rotativo do estator, as quais se referem à princípios de geração de conjugado chamados de princípios eletromagnéticos e de relutância (Peretti, 2019). Nas subseções abaixo serão detalhados estes dois princípios fundamentais que explicam a geração de conjugado.

2.2.1 Princípios Eletromagnéticos

Estes princípios são relevantes quando há uma interação entre o campo magnético rotativo produzido no estator e o campo magnético gerado pelos ímãs permanentes no

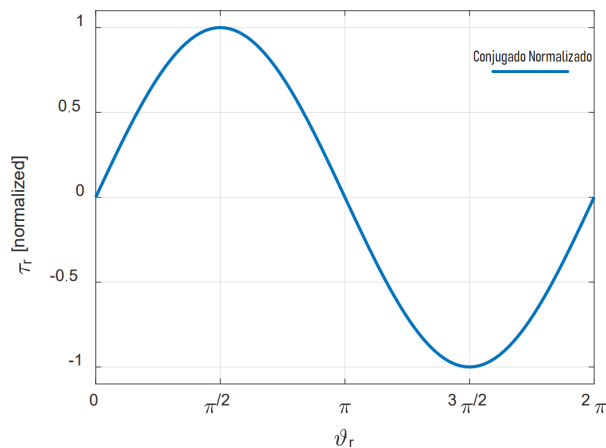
rotor. O princípio eletromagnético se caracteriza pela tendência dos campos magnéticos se alinharem, buscando o ponto de equilíbrio do sistema. Caso o sistema não esteja neste ponto de equilíbrio, um conjugado é produzido para mover o sistema na direção do ponto de menor energia do sistema, no qual os fluxos magnéticos do rotor e estator se alinham. Um sistema simples onde este princípio é ilustrado se encontra na Figura 9, e na Figura 10 mostra-se o conjugado em relação à posição angular do rotor. Através das figuras, pode ser observado que para este sistema, somente existe um ponto de equilíbrio estável, o qual é na posição angular onde os fluxos magnéticos do estator e do ímã permanente se alinham. Os pontos onde o fluxo magnético do rotor está direcionado na direção contrária do fluxo magnético do estator ($\theta = 0$ ou $\theta = 2\pi$) são pontos de equilíbrio instáveis, onde qualquer variação na posição angular faria com que o rotor fosse rotacionado até sua posição de equilíbrio, alinhando os fluxos magnéticos na mesma direção. Este princípio presente neste sistema é essencial para o entendimento de como um conjugado é gerado em motores que possuam interação de campos magnéticos provenientes do estator e rotor.

Figura 9 – Sistema Simples de Conjugado Eletromagnético



Fonte: Adaptado de Peretti, 2019

Figura 10 – Conjugado do Sistema Eletromagnético em Relação à Posição Angular



Fonte: Peretti, 2019

Quando se aplica este conceito em um motor de fluxo radial, com um campo magnético rotativo produzido no estator, o ponto de equilíbrio para cada polo do rotor se desloca na mesma rotação que o campo magnético do estator, o que faz com que um conjugado seja produzido em regime permanente para manter o alinhamento das linhas de fluxo magnético. O valor deste conjugado depende da intensidade dos campos magnéticos e a frequência com a qual o campo magnético do estator rotaciona, a qual depende de fatores como a frequência de alimentação do motor e o número de polos. A distribuição dos enrolamentos do estator determina a forma como o campo magnético do estator rotaciona, podendo ser uma rotação mais suave ou oscilatória, o que vai influenciar na ondulação do conjugado produzido.

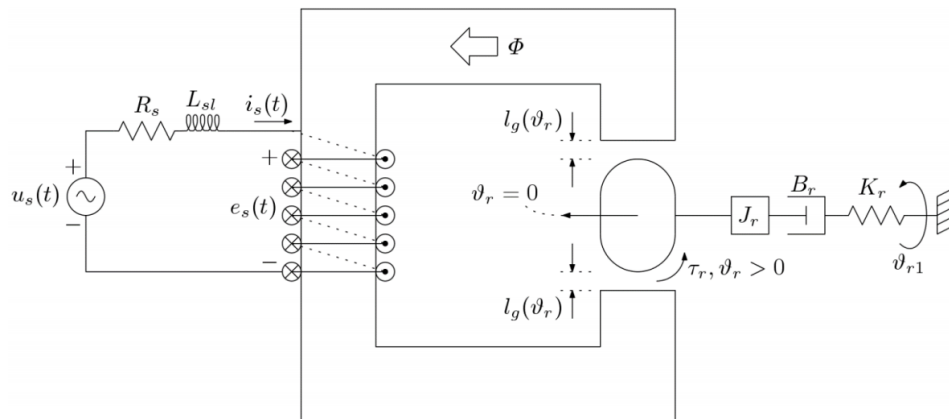
A geração de conjugado através do princípio eletromagnético está presente em todos os PMSMs, visto que todos possuem uma interação entre campos eletromagnéticos produzidos no estator e rotor.

2.2.2 Princípios de Relutância

Estes princípios são relevantes quando há uma interação entre o campo magnético rotativo produzido no estator e os caminhos de menor relutância no rotor. Somente se observam estes princípios quando o motor não possui um entreferro constante, ou seja, quando possui saliências no rotor, o que faz com que a posição do rotor influencie na relutância (Peretti, 2019). O princípio de relutância se caracteriza pela tendência do fluxo magnético em seguir o percurso de menor relutância, de forma similar à corrente elétrica seguir o percurso de menor resistência. O caminho de menor relutância será aquele com o menor entreferro equivalente, que pode ser interpretado como o ponto onde há a menor distância do estator ao rotor ou ponto onde não haja uma mudança de permeabilidade magnética devido à ranhuras dentro do rotor. Um conjugado é produzido de forma a mover o sistema para o ponto de estabilidade, que é onde há a menor relutância, caso o sistema não esteja na mesma. Um sistema simples onde este princípio é ilustrado se encontra na Figura 11, e na Figura 12 mostra-se o conjugado em relação à posição angular do rotor. Através das figuras, pode ser observado que para este sistema, existem dois pontos de equilíbrio estável, os quais são nas posições angulares onde há o menor comprimento do entreferro. Os pontos onde o comprimento do entreferro é máximo ($\theta = \pi/2$ ou $\theta = 3\pi/2$) são pontos de equilíbrio instáveis, onde qualquer variação na posição angular faria com que o rotor fosse rotacionado até uma de suas posições de equilíbrio, em um dos caminhos de menor relutância. O entendimento deste princípio é essencial para o entendimento da geração do conjugado de relutância para motores que possuam um rotor com saliências.

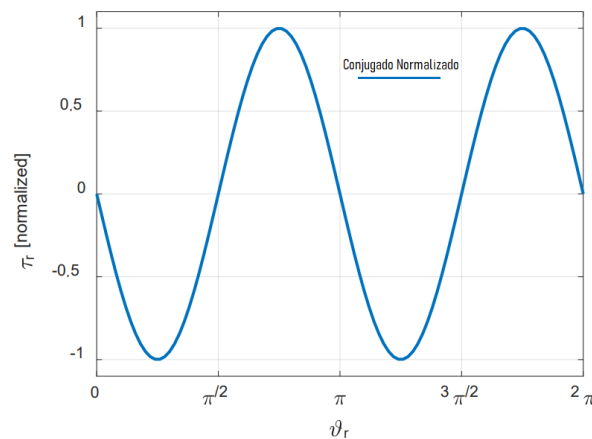
Assim como para o princípio eletromagnético, para motores de fluxo radial, o ponto de equilíbrio de cada polo do rotor se desloca na mesma rotação do campo magnético rotativo do estator, produzindo um conjugado constante em regime permanente, de forma

Figura 11 – Sistema Simples de Conjugado de Relutância



Fonte: Peretti, 2019

Figura 12 – Conjugado do Sistema de Relutância em Relação à Posição Angular



Fonte: Peretti, 2019

a manter o estado de menor energia reduzindo a relutância. O valor deste conjugado depende da intensidade do campo magnético do estator e da diferença de relutância entre o caminho de menor e maior relutância por polo. A rotação do campo magnético e a ondulação do conjugado seguem os mesmos princípios comentados no final da Subseção 2.2.1.

Dentre os PMSMs, a geração de conjugado através do princípio de relutância está presente somente nos IPMSMs, devido a presença de saliências causadas pelas ranhuras do rotor nas quais são inseridas os ímãs permanentes. Como visto anteriormente, visto que os ímãs possuem permeabilidade magnética relativa similar a do ar, os caminhos no rotor onde encontram-se os ímãs possuem uma relutância consideravelmente maior do que nos caminhos onde não são inseridos ímãs, o que faz com que os IPMSMs produzam conjugado de relutância.

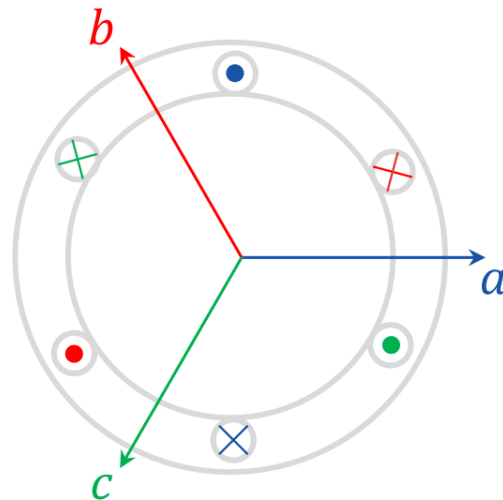
2.3 Modelagem de PMSMs

Nesta seção, serão vistos os modelos de um PMSM no referencial estacionário trifásico abc e no referencial de Park rotativo $dq\theta$. O modelo $dq\theta$ é muito utilizado, pois simplifica muito as equações do modelo abc e o método de controle, o qual se torna similar ao controle de um motor de corrente contínua. Esse modelo é obtido através das transformações de Park, as quais serão apresentadas também nesta seção. As considerações de cada modelo serão discutidas nas subseções referentes aos modelos, assim como a aplicabilidade dos mesmos em PMSMs que não seguem as considerações tomadas. O modelo abc será brevemente discutido pois este projeto irá utilizar como base o modelo $dq\theta$, o qual será visto com mais detalhe.

2.3.1 Modelo Estacionário abc

O modelo estacionário abc utiliza como referencial os eixos trifásicos fixos, também conhecido como referencial do estator, que pode ser visto na Figura 13.

Figura 13 – Representação do Referencial abc em relação ao estator



Fonte: Peretti, 2019

O modelo considera um circuito trifásico em conexão estrela com enrolamentos idênticos por fase, em que as tensões de fase alimentadoras do motor podem ser representadas através do referencial abc da forma (Peretti, 2019):

$$u_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\Psi_{sa}}{dt} \quad (2.3.1)$$

$$u_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\Psi_{sb}}{dt} \quad (2.3.2)$$

$$u_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\Psi_{sc}}{dt} \quad (2.3.3)$$

onde o subscrito s se refere à ser uma grandeza do referencial do estator. A resistência equivalente de cada fase é igual e dada por R_s . Os termos Ψ_{sa} , Ψ_{sb} e Ψ_{sc} são os fluxos concatenados de cada fase, e a derivada dos mesmos representam as forças contraeletromotrizes (contra-EMFs) das mesmas. As Equações 2.3.1 à 2.3.3 podem ser escritas na forma da Equação matricial 2.3.4

$$\mathbf{u}_{sabc} = R_s \mathbf{i}_{sabc} + \frac{d\mathbf{\Psi}_{sabc}}{dt} \quad (2.3.4)$$

O fluxo concatenado de cada fase depende das indutâncias do motor, a corrente em cada fase e o fluxo gerado pelos ímãs permanentes Ψ_{pm} , e o mesmo pode ser encontrado através da Equação matricial 2.3.5 (Peretti, 2019).

$$\mathbf{\Psi}_{sabc} = \mathbf{L}_{sabc} \mathbf{i}_{sabc} + \mathbf{\Psi}_{pmabc} \quad (2.3.5)$$

As matrizes do fluxo concatenado por fase $\mathbf{\Psi}_{pmabc}$ e das indutâncias próprias e mútuas por fase \mathbf{L}_{sabc} (assumindo variação senoidal) são descritas abaixo (Peretti, 2019). O ângulo θ_e se refere ao ângulo elétrico do rotor, o qual é obtido multiplicando-se o ângulo mecânico pelo número de par de polos ($\theta_e = \frac{p}{2}\theta_r$).

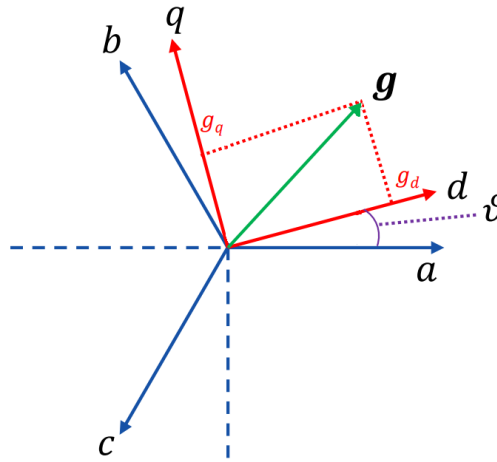
$$\mathbf{\Psi}_{pmabc} = \Psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e - 4\pi/3) \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L}_{sabc} = \begin{bmatrix} L_{sl} + L_A - L_B \cos(2\theta_e) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{5\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{\pi}{3}\right) & L_{sl} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_e - \pi) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{5\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2(\theta_e - \pi) & L_{sl} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Como foi utilizada a premissa de que os enrolamentos são idênticos, os valores L_A e L_B são idênticos em cada fase, porém deslocados em 120° elétricos. A indutância L_B representa a amplitude da variação da indutância em relação à posição do rotor, logo pode-se concluir que para SPMSMs $L_B = 0$, e para IPMSMs $L_B \neq 0$. A forma da variação da indutância em relação à posição do rotor ocorre pelo termo $\cos(2\theta_e)$. A razão deste último termo ficará mais claro quando o modelo $dq\theta$ for apresentado.

2.3.2 Transformada de Park

A transformada de Park tem como objetivo a mudança do referencial trifásico estacionário abc para o referencial rotativo $dq\theta$. Esta mudança de referenciais pode ser vista na Figura 14.

Figura 14 – Representação dos Referenciais abc e $dq0$ 

Fonte: Adaptado de Peretti, 2019

Esta mudança é feita através de uma operação matricial que é representada com uma variável g qualquer na Equação 2.3.6.

$$\mathbf{g}_{dq0} = \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \cdot \mathbf{g}_{abc} \quad (2.3.6)$$

A matriz de transformação $\mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0}$ pode ser encontrada através de uma análise algébrica dos eixos referenciais da Figura 14.

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix};$$

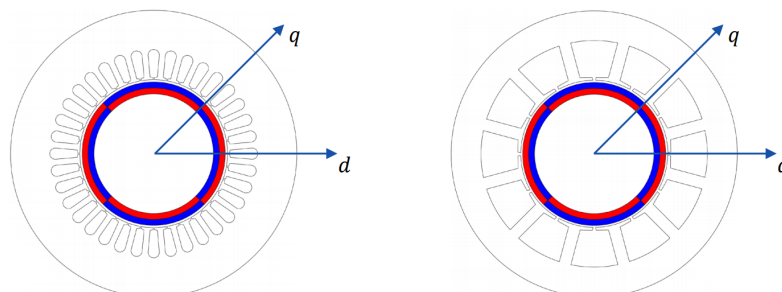
O ângulo θ não é constante, já que a ideia é ter um referencial rotativo. Logo, $\theta = \omega t$, onde ω é a frequência angular com a qual o referencial $dq0$ rotaciona. O termo $2/3$ multiplicando a matriz de rotação é necessário para manter a mesma magnitude de pico entre os termos de \mathbf{g}_{dq0} e \mathbf{g}_{abc} (Peretti, 2019).

2.3.3 Modelo Rotativo $dq0$

Conforme mencionado nas subseções acima, a transformação de Park nos permite substituir teoricamente os enrolamentos trifásicos a, b e c colocados no estator por dois enrolamentos d e q com seus eixos magnéticos girando de forma síncrona com o rotor, enquanto que os eixos elétricos rotacionam sincronamente com a frequência elétrica de alimentação do estator (Meier, 2008). As Figuras 15 e 16 mostram as posições dos eixos

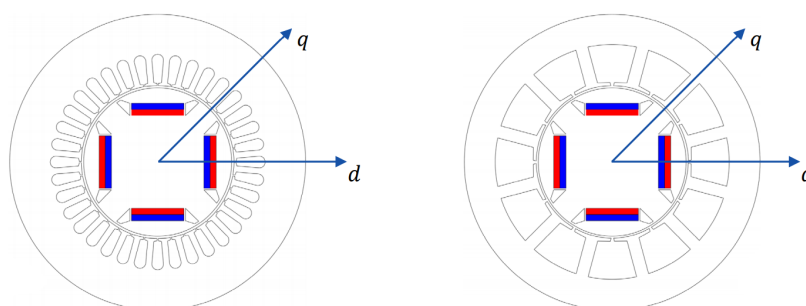
magnéticos dq em SPMSMs e IPMSMs de enrolamentos distribuídos e concentrados respectivamente.

Figura 15 – Posição dos Eixos Magnéticos $dq\theta$ em SPMSMs.



Fonte: Peretti, 2019

Figura 16 – Posição dos Eixos Magnéticos $dq\theta$ em IPMSMs.

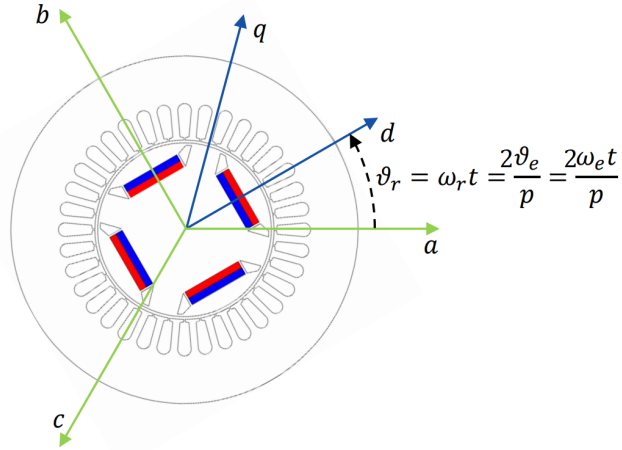


Fonte: Peretti, 2019

Conforme pode ser observado nas imagens, nota-se que se considera o eixo d é escolhido de forma alinhada com o fluxo gerado pelo ímã permanente no rotor, enquanto que o eixo q representa um eixo em que somente terá componentes de fluxo gerado pelo estator. A forma com a qual o referencial dq rotaciona é representado na Figura 17, onde fica evidente a rotação dos eixos magnéticos dq com frequência igual a rotação mecânica do rotor. Cabe salientar que a distância em graus elétricos dos eixos d e q é sempre 90° .

Segundo Meier, 2008, ao realizar a transformação de Park, algumas suposições devem ser cumpridas a fim de obter modelos confiáveis, as quais envolvem os enrolamentos serem distribuídos de forma senoidal (gerando uma força magnetomotriz senoidal no entreferro) e o circuito magnético não deve saturar. Para PMSMs com enrolamentos distribuídos, a condição da distribuição para um modelo confiável é cumprida de forma aceitável, podendo se aproximar bastante de uma distribuição senoidal. O mesmo não pode ser dito de um PMSM de enrolamentos concentrados, porém ainda pode-se usar o modelo de forma aceitável.

Embora os enrolamentos não sejam distribuídos de forma senoidal, o conjugado e a operação em regime permanente podem ser calculados

Figura 17 – Rotação dos Eixos Magnéticos $dq0$ em um IPMSM.

Fonte: Adaptado de Peretti, 2019

com precisão com o modelo dq , se o circuito magnético for não saturado. De fato, o efeito das harmônicas espaciais da força magnetomotriz sobre a indutância é negligenciável e a força contraeletromotriz está próximo de senoidal (Meier, 2008).

Visto que o modelo rotacional $dq0$ funciona para uma grande gama de PMSMs (negligenciando saturação), abaixo serão exibidas as equações do mesmo. Através de operações matriciais, aplicando-se a transformada de Park nas Equações 2.3.4 e 2.3.5 conforme descrito na Equação 2.3.6, as equações do modelo são obtidas e são descritas nas equações abaixo (Peretti, 2019).

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_e L_{sq} i_{sq} \quad (2.3.7)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_e (L_{sd} i_{sd} + \Psi_{pm}) \quad (2.3.8)$$

$$\Psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_{pm} \quad (2.3.9)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (2.3.10)$$

As indutâncias L_{sd} e L_{sq} agora são valores fixos que não dependem da posição do rotor, pois o referencial rotaciona sincronamente com o mesmo, e podem ser expressas através das equações abaixo.

$$L_{sd} = \frac{3}{2} (L_A - L_B) \quad (2.3.11)$$

$$L_{sq} = \frac{3}{2} (L_A + L_B) \quad (2.3.12)$$

Nota-se que para IPMSMs $L_{sd} < L_{sq}$, pois o eixo q possui menor relutância/maior indutância, e para SPMSMs $L_{sd} = L_{sq}$, pois $L_B = 0$ (rotor sem saliências).

O conjugado pode ser calculado através de equações de energias diferenciais, utilizando-se da soma das mesmas nos eixos d e q e manipulando-se matematicamente os termos, uma expressão para o conjugado pode ser obtida. Esta expressão é dada pela Equação 2.3.13 (Peretti, 2019).

$$\tau = \frac{3p}{22}(\Psi_{pm}i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq}) \quad (2.3.13)$$

O termo $\Psi_{pm}i_{sq}$ é o termo referente ao conjugado gerado pelos princípios eletromagnéticos, presente nos SPMSMs e IPMSMs e o termo $(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq}$ é o termo referente ao conjugado gerado pelos princípios de relutância, o qual só é diferente de zero nos IPMSMs.

Utilizando-se as Equações 2.3.7 à 2.3.13, pode-se prever de forma satisfatória a operação da grande maioria dos PMSMs. Este modelo é muito utilizado para o controle de PMSMs, e será a base para o controle estudado neste projeto, que será discutido na Seção 2.4. Vale salientar que este modelo não considera os efeitos da saturação magnética, porém o modelo pode ser facilmente modificado para que estes efeitos sejam considerados, utilizando-se de funções dos fluxos magnéticos em relação as correntes e fluxo dos ímãs. O modelo envolvendo saturação pode ser descrito através das equações abaixo (Peretti, 2019).

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_e \Psi_{sq} \quad (2.3.14)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_e \Psi_{sd} \quad (2.3.15)$$

$$\Psi_{sd} = f_{sd}(i_{sd}, i_{sq}, \Psi_{pm}) \quad (2.3.16)$$

$$\Psi_{sq} = f_{sq}(i_{sd}, i_{sq}, \Psi_{pm}) \quad (2.3.17)$$

$$\tau = \frac{3p}{22}(\Psi_{sd}i_{sq} - \Psi_{sq}i_{sd}) \quad (2.3.18)$$

2.4 Método de Controle de PMSMs

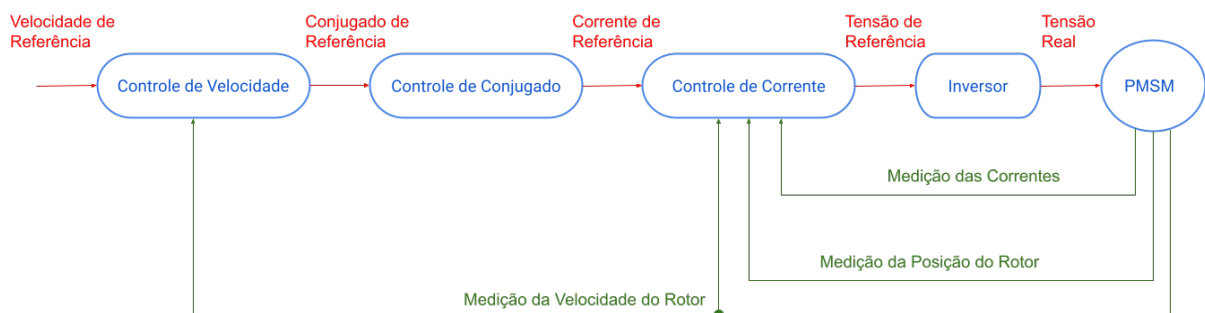
Existem muitos métodos de controle de PMSMs, cada qual com suas vantagens e desvantagens, porém que tem como objetivo final o controle do conjugado e rotação do PMSM. Como existem muitas topologias, este projeto focará em um tipo somente, o

controle vetorial conhecido como Controle por Campo Orientado (FOC) sensorial, o qual será detalhado nesta seção.

O controle vetorial separa as componentes de conjugado e fluxo através das componentes de alimentação do estator (Krishnan, 2001). Isso faz com que se possa controlar o conjugado e o fluxo do PMSM através das correntes e tensões do estator. No FOC, selecionam-se os valores das correntes i_{sd} e i_{sq} através da Equação 2.3.13 que satisfaçam o conjugado de referência para aquele instante. Para a escolha das correntes, é necessário se obter os valores dos parâmetros do PMSM, como as indutâncias L_{sd} e L_{sq} , o fluxo concatenado proveniente dos ímãs permanentes Ψ_{pm} e o número de polos, e se definir alguma estratégia de proporcionalidade entre as correntes (Peretti, 2019). Estas estratégias serão apresentadas no decorrer do trabalho.

O FOC sensorial possui um sensor de posição, para que a posição angular instantânea do rotor possa ser utilizada na transformada de Park, a fim de corretamente converter os valores $dq0$ em abc , pois é necessário informar estes valores para o controle do inversor trifásico que alimenta o motor. A Figura 18 mostra um fluxograma de um FOC sensorial que deixa bem claro quais são as etapas de controle e os sinais envolvidos.

Figura 18 – Fluxograma de um FOC sensorial.



Fonte: Autor

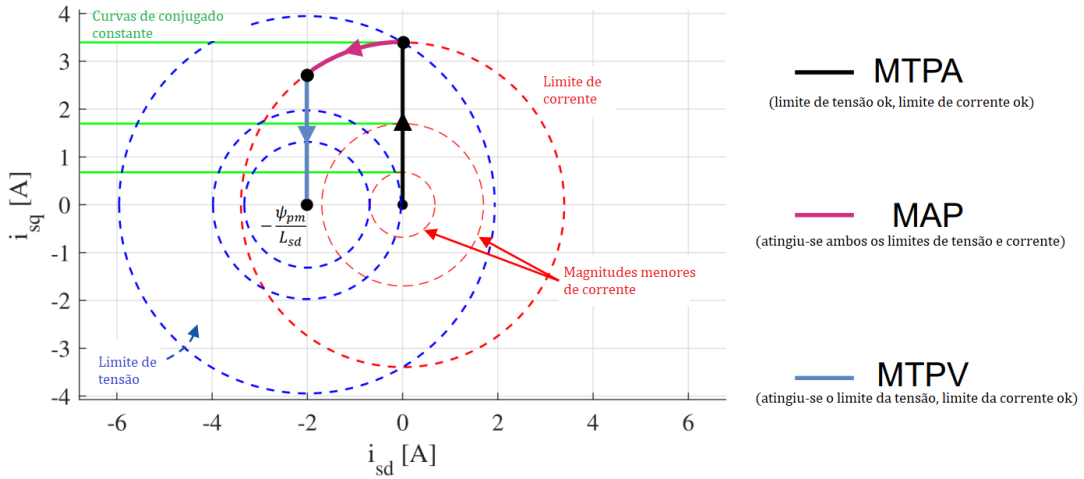
Como pode ser visto no fluxograma, o bloco de controle de velocidade compara a velocidade de referência (velocidade desejada) com a velocidade medida para se obter o erro entre a referência e o sinal medido, e gera um valor de conjugado de referência proporcional ao erro, através de uma estratégia de controle, sendo amplamente empregados os controladores PI ou PID. O bloco de controle de conjugado então utiliza-se da Equação 2.3.13 e da estratégia determinada de escolha das correntes i_{sd} e i_{sq} para se obter valores de referência das mesmas. Estes valores então são comparados com os valores medidos das correntes, se obtêm o erro entre os valores, e através de uma estratégia de controle se obtêm as tensões de referência no bloco de controle de corrente. As tensões de referência então são passadas ao inversor, que através de seu controle interno gera a tensão real no referencial abc , alimentando o PMSM.

A determinação da estratégia de escolha das correntes i_{sd} e i_{sq} depende do tipo de PMSM, dos limites máximos de corrente e tensão, da razão Ψ_{pm}/L_{sd} e da frequência elétrica utilizada (a qual depende da rotação desejada). Os tipos de estratégia são (Peretti, 2019):

- Máximo Conjugado por Ampère (MTPA);
- Máxima Potência Aparente (MAP);
- Máximo Conjugado por Tensão (MTPV).

As Figuras 19 à 22 mostram como funcionam estas estratégias nos casos da razão Ψ_{pm}/L_{sd} estar dentro e fora do círculo de limite da corrente para os SPMSMs e IPMSMs respectivamente. Na operação de um PMSM, sempre inicia-se operando em MTPA, e utilizam-se as operações em MAP e MTPV quando necessita-se continuar aumentando a rotação do motor mas deve-se diminuir a potência devido à limites físicos.

Figura 19 – MTPA, MAP e MTPV para um SPMSM com $\Psi_{pm}/L_{sd} < i_{smax}$.



Fonte: Peretti, 2019

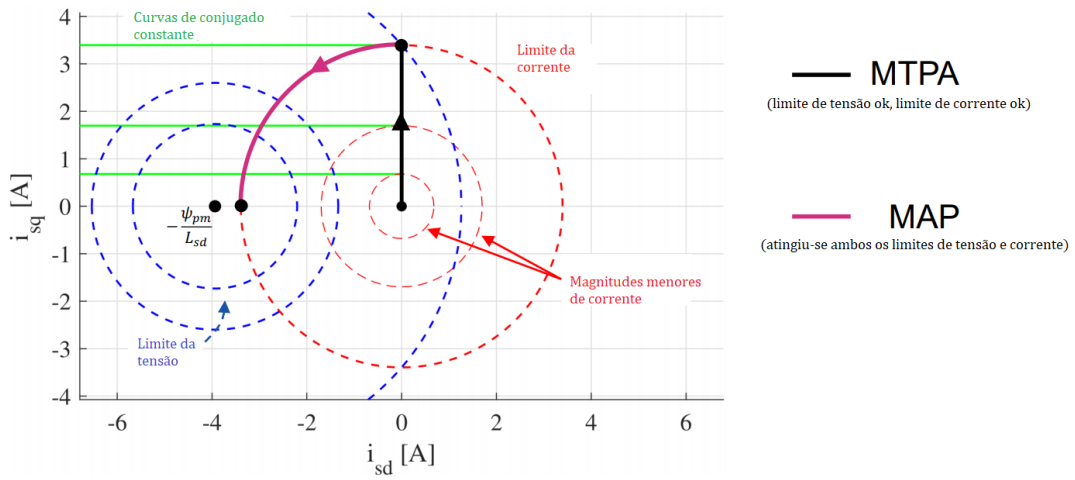
A circunferência que delimita a corrente máxima e a tensão máxima no estator em relação a escolha de i_{sd} e i_{sq} podem ser encontradas através das Equações 2.4.1 e 2.4.2, as quais são obtidas analisando-se as equações do modelo $dq0$ em regime permanente e sem perdas ôhmicas, lembrando-se que a magnitude de pico das grandezas em $dq0$ e abc é a mesma (Peretti, 2019).

$$i_{smax}^2 = i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \quad (2.4.1)$$

$$\left(\frac{u_{smax}}{\omega_e L_{sd}}\right)^2 = \left(i_{sd} + \frac{\Psi_{pm}}{L_{sd}}\right)^2 + \left(\frac{L_{sq}}{L_{sd}}\right)^2 (i_{sq})^2 \quad (2.4.2)$$

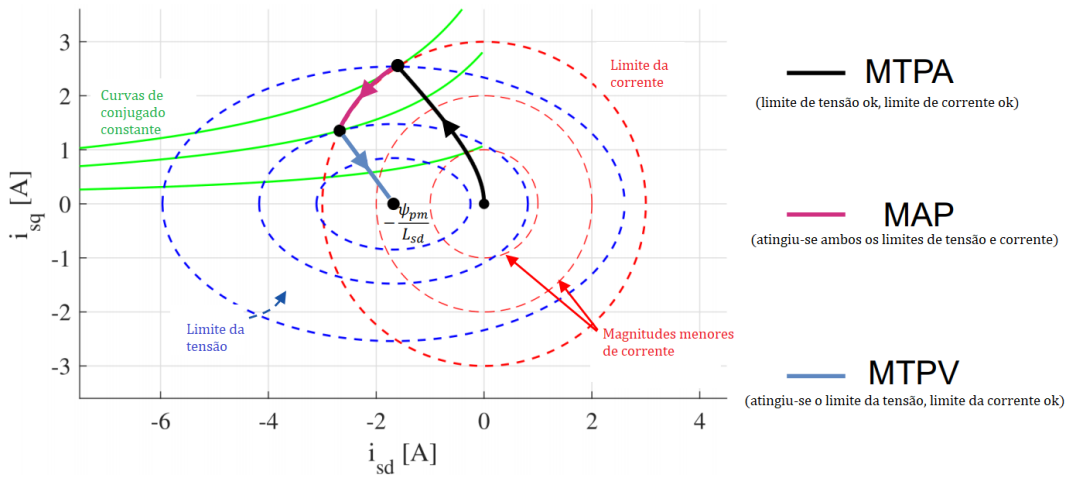
Observa-se que a circunferência limitante da tensão diminui com o aumento da frequência, pois também se aumenta a força contraeletromotriz no estator, o que faz com

Figura 20 – MTPA, MAP e MTPV para um SPMSM com $\Psi_{pm}/L_{sd} > i_{smax}$.



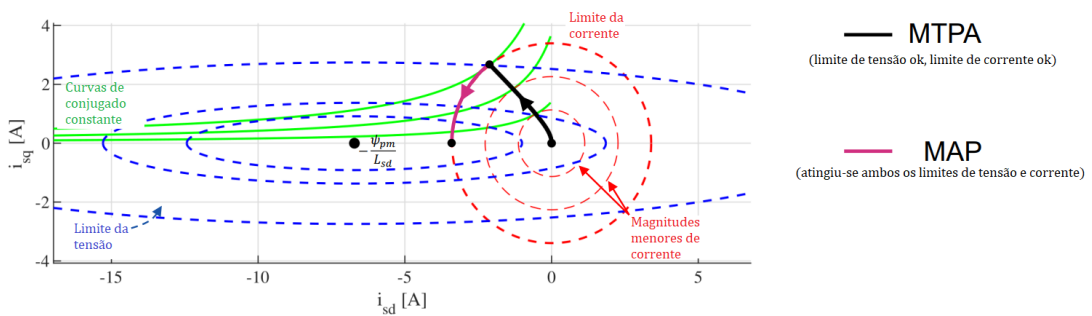
Fonte: Peretti, 2019

Figura 21 – MTPA, MAP e MTPV para um IPMSM com $\Psi_{pm}/L_{sd} < i_{smax}$.



Fonte: Peretti, 2019

Figura 22 – MTPA, MAP e MTPV para um IPMSM com $\Psi_{pm}/L_{sd} > i_{smax}$.



Fonte: Peretti, 2019

que a tensão aplicada tenha que ser maior para produzir a mesma corrente. Quando se chega o limite da tensão, é necessário diminuir o fluxo magnético no estator para poder continuar aumentando a frequência. Este processo é chamado de enfraquecimento de fluxo (*flux weakening*), pois diminui-se o fluxo circulante no motor modificando as correntes de forma que o fluxo resultante que produza a força contraeletromotriz seja reduzido e não se ultrapassem os limites de tensão (Krishnan, 2001). Tanto MAP como MTPV são os algoritmos de controle onde se enfraquece o fluxo para que se possa continuar a aumentar a velocidade. Vale salientar que estes métodos de controle também funcionam e são válidos para casos onde há saturação, porém o algoritmo de escolha das correntes i_d e i_q torna-se mais complexo devido a variação dos parâmetros como as indutâncias direta e em quadratura, o que torna dinâmico o raio dos círculos limitantes das tensões e em função das correntes e frequência.

2.5 PMSMs em Uso Automotivo

O PMSM é um motor de alta versatilidade, sendo muito usado em inúmeras aplicações devido ao seu alto rendimento. Em aplicações automotivas, o fator rendimento é um dos principais motivos de seu uso. Estes motores têm várias vantagens, como maior densidade de potência, maior rendimento e a distribuição mais eficaz de calor no ambiente (Hashemnia; Asaei, 2008). O uso em veículos demanda que o motor tenha um bom rendimento em uma grande faixa de rotação, o que faz com que habilidades de enfraquecimento de fluxo sejam desejáveis para manter o motor eficientemente funcionando em condições de alta rotação. Em relação aos estatores, os aspectos e escolhas construtivas no uso automotivo são muito variadas, ambas escolhas possuem características que podem ser mais ou menos relevantes para o tipo de veículo desejado, como a compactidade, oscilações de conjugado aceitas, máximo rendimento ou menor custo, entre outras, porém pode-se observar um uso maior de PMSMs de enrolamentos distribuídos, devido a seu maior rendimento energético e maior facilidade de design com pouca oscilação no conjugado em relação aos enrolamentos concentrados. Em relação ao rotor, geralmente se utilizam IPMSMs, devido a sua robustez mecânica mais eficiente para altas rotações, sua maior capacidade de enfraquecimento de fluxo (Hendershot; Miller, 2010), e seu menor volume de ímãs. Entretanto, pode-se escolher pela utilização de um SPMSM para veículos que não utilizam de caixas de engrenagens para redução de velocidade, onde o acionamento é direto. Nestes casos, os IPMSMs também podem ser utilizados, porém para ambos os tipos de motores, o número de polos será maior, pois é interessante que estes motores que trabalham em rotações mais baixas possuam uma rotação nominal mais baixa, de forma a deslocar os pontos de mais alto rendimento para regiões de rotações menores no mapa de rendimento (Meier, 2008).

De forma resumida, motores que trabalham com uma caixa de engrenagens em rotações mais altas utilizam um número menor de polos. Estes motores geralmente são IPMSMs devido aos motivos mencionados acima. Nestes casos, geralmente se opta por enrolamentos distribuídos, visto que os mesmos possuem, em geral, menos oscilações no conjugado, as quais devem ser evitadas ao máximo em altas rotações, por motivos de estabilidade estrutural. Porém, enrolamentos concentrados para motores com baixo número de polos são muito mais facilmente produzidos, o que pode ser uma vantagem.

Já motores que atuam sem uma caixa de engrenagens em rotações mais baixas utilizam um número maior de polos, ambos os IPMSMs e SPMSMs funcionam de maneira eficaz. Nestes casos, os enrolamentos distribuídos podem possuir dificuldade semelhante de produção do que os enrolamentos concentrados, devido ao maior número de polos.

Nos próximos capítulos serão analisados PMSMs utilizados em VEs comerciais, onde serão vistos quais foram as escolhas feitas pelos fabricantes e porquê, além de sua análise completa e simulação de desempenho.

3 PMSMs Escolhidos para Análise

Este capítulo caracteriza os motores comerciais de VEs escolhidos como objetos de análise e simulação. Esta descrição contém o fabricante do VE no qual o PMSM é utilizado, modelo do VE, sua geometria, número de polos, distribuição dos condutores, número de ranhuras, materiais utilizados e valores nominais disponíveis. Alguns valores ou aspectos construtivos não são mencionados nessa seção pois não se obteve informações suficientes para um detalhamento construtivo completo. Informações completas sobre aspectos construtivos de motores utilizados comercialmente são de difícil acesso.

3.1 Tesla Model 3 - 2019

O VE conhecido como Model 3 da fabricante Tesla utiliza como equipamento propulsor um PMSM. Foram encontrados dados e informações sobre este motor a partir de um artigo produzido pela empresa Vepco Technologies Inc., criadora do software MotorXP-PM, além de outras fontes que corroboram as informações encontradas. No artigo (Vepco Technologies Inc., 2020), um Tesla Model 3 de 2019 foi desmontado, de forma que fosse possível a obtenção do motor. A partir da aquisição do motor, foi possível observar os aspectos construtivos e operacionais do mesmo, os quais serão detalhados nas subseções a seguir. A partir deste ponto, o PMSM presente no Tesla Model 3 2019 será referenciado como "Model 3", para fins de simplificação.

3.1.1 Dados Operacionais Gerais

Os dados operacionais para o PMSM Model 3 não são de fácil acesso, devido as medidas protetivas de informações impostas pela Tesla. Porém, algumas informações como potência máxima, conjugado máximo e rotação máxima foram possíveis de serem descobertas de forma exata ou com um intervalo de valores no qual a informação se encontra.

Segundo o portal de economia de combustível do departamento de energia americano (DOE, 2019), a potência máxima do PMSM Model 3 é de 211 kW, valor que se refere a máxima potência mecânica entregue e será utilizado como referência devido a credibilidade da fonte. Já para o conjugado máximo, a informação com maior credibilidade encontrada foi em um manual do usuário do Tesla Model 3 2017 (Tesla, 2017), onde se informa um conjugado máximo de 411 Nm. De acordo com alguns websites de EVs, como o *Electric Vehicle Database* (EV DATABASE, 2019), *The Car Connection* (TCC, 2019) e *Motor Trend* (MOTOR TREND, 2019), o conjugado máximo para o modelo da versão 2019 gira

em torno de 415 a 430 Nm, valor bem próximo ao encontrado no manual do usuário do modelo de 2017, o que credibiliza a informação encontrada em websites para o modelo de 2019. Logo, pode se utilizar como referência um conjugado máximo de 430 Nm para o PMSM do Tesla Model 3 2019 de forma segura. Para a rotação máxima, o único valor de referência encontrado de forma direta foi no manual do usuário de 2017 (Tesla, 2017), no qual informa que a rotação máxima é de 17900 RPM. Como a rotação máxima é um parâmetro que se utilizará nas simulações para se saber até onde se irá simular, é seguro utilizar um valor máximo de 18000 RPM para o modelo de 2019. A rotação nominal onde o motor consegue operar em máxima potência não é informada no manual ou em qualquer outra fonte, porém com algumas informações do manual e assumindo-se uma velocidade linear de 60 km/h como nominal, pode se estimar uma rotação nominal de 4500 RPM.

Com estes valores de referência, tem-se a base com a qual as simulações de desempenho serão feitas. Os valores de referência podem ser encontrados de forma unificada no Quadro 3.

Quadro 3 – Dados Operacionais de Referência para o PMSM Model 3.

Potência Máxima	211 kW
Conjugado Máximo	430 Nm
Rotação Máxima	18000 RPM

Fonte: Tesla, 2017 & EPA, 2019

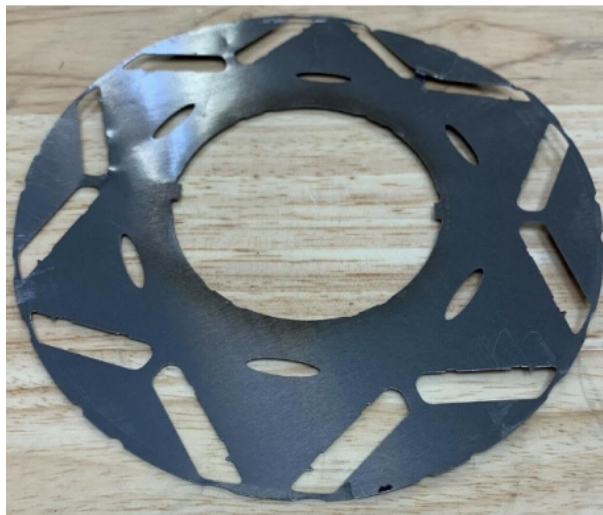
3.1.2 Rotor

O rotor deste PMSM é composto por ímãs internos, o que caracteriza o motor como um IPMSM. As informações sobre os materiais e geometria deste motor foram encontrados a partir dos arquivos disponíveis sobre o IPMSM Model 3 no software MotorXP-PM e do artigo produzido pela empresa desenvolvedora do software (Vepco Technologies Inc., 2020). A Figura 23 mostra uma lamina do rotor deste IPMSM, enquanto que a Figura 24 mostra o desenho do rotor no software MotorXP-PM.

Pode-se observar que o rotor deste motor possui 6 polos (ou três pares de polos), com os ímãs permanentes posicionados em formato de V. Conforme abordado nas seções 2.1 e 2.2, os IPMSMs possuem um entreferro não uniforme, possibilitando a geração de conjugado pelos princípios eletromagnéticos e de relutância. O formato em V dos ímãs permanentes é utilizado para concentração de fluxo magnético, que aumenta o conjugado máximo e reduz levemente os efeitos de saturação na indutância de quadratura e no conjugado de relutância (Hendershot; Miller, 2010).

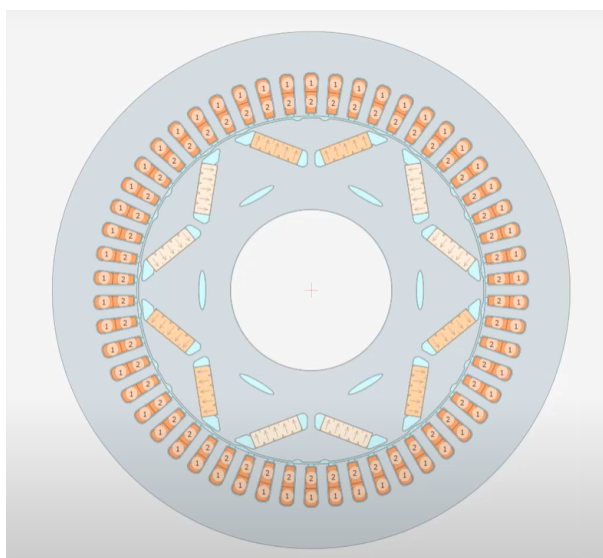
O material do núcleo do rotor é conhecido como M-19 29 Ga, um tipo de aço silício muito utilizado em máquinas elétricas devido a sua alta permeabilidade eletromagnética e saturação entre 1,4 e 1,6 T, o que garante alta densidade de fluxo com pouca intensidade de

Figura 23 – Lamina do Rotor do IPMSM Model 3.



Fonte: Vepco Technologies Inc., 2020

Figura 24 – Desenho do IPMSM Model 3 no Software MotorXP-PM.

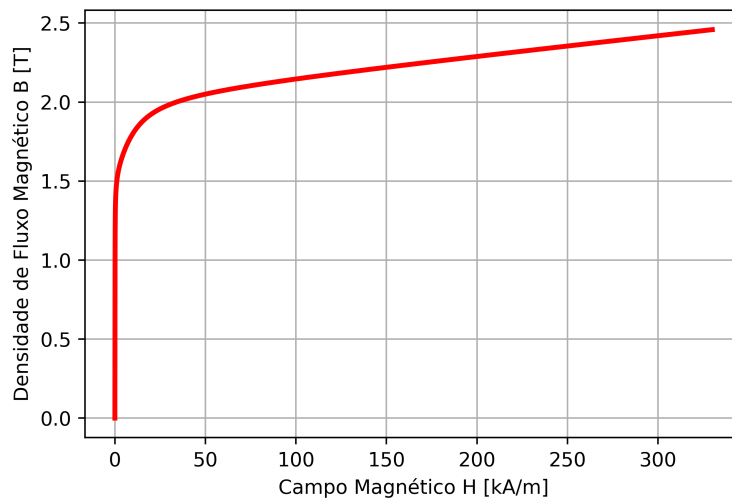


Fonte: Vepco Technologies Inc., 2020

campo magnético. O material laminado ainda garante baixas perdas no núcleo produzidas por correntes parasitas (Pyrhonen T. Jokinen, 2009). As Figuras 25 e 26 evidenciam e corroboram o mencionado acima sobre a alta permeabilidade magnética e baixas perdas no núcleo. Os valores foram retirados da base de dados do software MotorXP-PM.

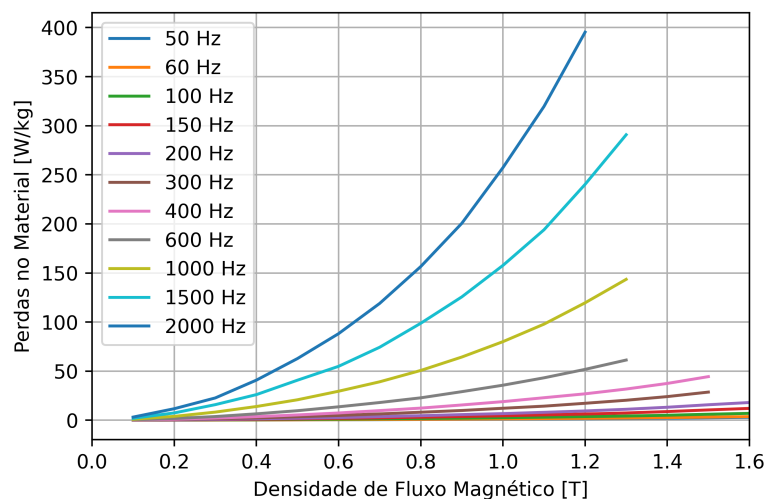
Os ímãs permanentes presentes nesse motor são conhecidos como N52. Estes ímãs são compostos de neodímio-ferro-boro, os quais são o tipo de ímã de mais alto produto energético encontrado em máquinas elétricas, possibilitando as mesmas a alcançarem potências cada vez maiores (Fitzgerald; Umans, 2013). Este ímã N52 possui uma densidade de fluxo residual nominal de 1,450 T a 20°C, e mais de suas características e informações podem ser vistas na Figura 27.

Figura 25 – Curva B x H do Aço Silício M-19 29 Ga.



Fonte: Autor, Vepco Technologies Inc.

Figura 26 – Curvas de Perdas no Núcleo em relação a Densidade de Fluxo para diferentes Frequências.



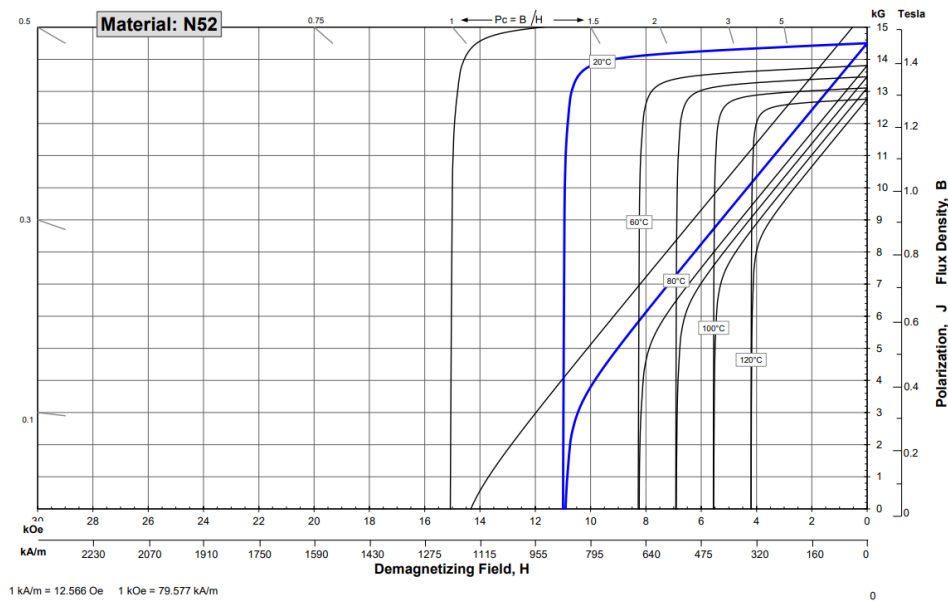
Fonte: Autor, Vepco Technologies Inc.

Pode-se notar que a temperatura influencia significativamente a densidade de fluxo residual do ímã, devido à desmagnetização com o aumento da temperatura. De acordo com a fabricante desse ímã, a temperatura máxima de operação destes ímãs é de 60°C, a fim de evitar corrosão e efeitos desmagnetizantes mais severos (Arnold Magnetic Technologies, 2021b).

3.1.3 Estator

O estator deste IPMSM é composto por um enrolamento distribuído em 54 ranhuras, com dois condutores por ranhura. Conforme visto na seção 2.1, a distribuição dos condutores em um número elevado de ranhuras faz com que a força magnetomotriz no

Figura 27 – Curvas B x H do ímã N52 em diferentes temperaturas.



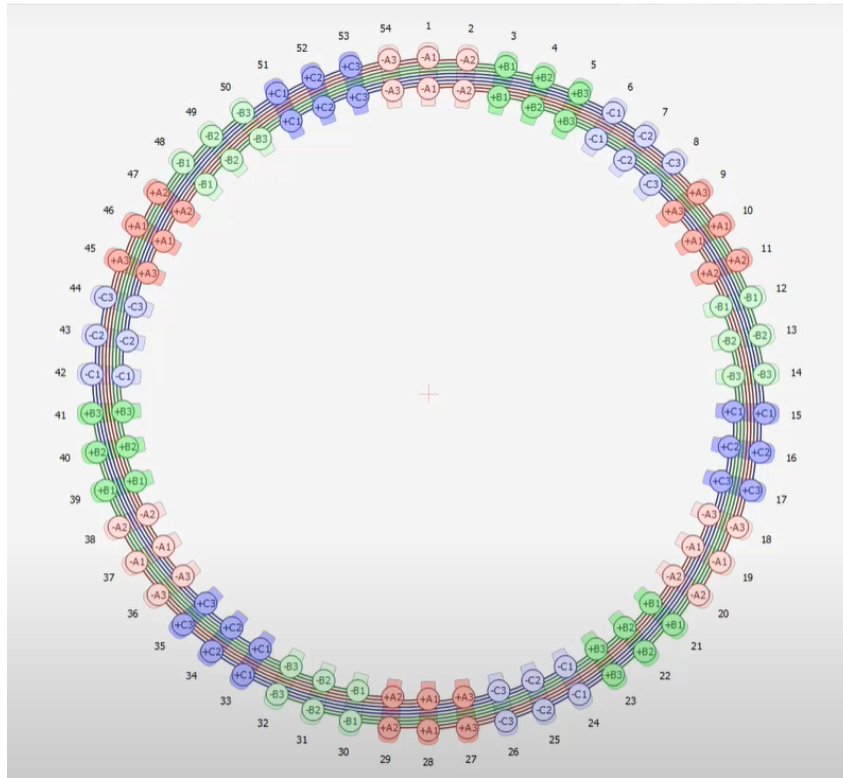
Fonte: Arnold Magnetic Technologies, 2021b.

entreferro obtenha uma forma mais próxima de uma senoide, para reduzir a magnitude de componentes harmônicas da densidade de fluxo, diminuindo efeitos de correntes de Foucault nos núcleos do rotor e estator, perdas por histerese magnética e oscilações no conjugado. A Figura 28 mostra a configuração do enrolamento trifásico nas 54 ranhuras do estator.

É possível observar que o enrolamento é de passo pleno, pois ambos o passo polar e o passo de uma bobina são de 9 ranhuras, o que favorece a concatenação de fluxo pelos enrolamentos. Porém, apesar de ser um enrolamento de passo pleno, o mesmo possui 3 ranhuras por polo por fase, o que ocasiona no cancelamento fasorial de algumas linhas de fluxo. Isto reduz levemente o fluxo concatenado por fase quando comparado com um enrolamento de 1 ranhura por polo por fase. Esta diferença é observada através do fator de enrolamento. De acordo com a ferramenta online de design de máquinas elétricas Emetor, muito utilizada por projetistas de máquinas elétricas (Meier; Meier; Soulard, 2008), o fator de enrolamento fundamental para esta configuração é de 0,960. Este fator representa a razão entre o fluxo concatenado entre o enrolamento de interesse e um enrolamento de uma ranhura por polo por fase. Apesar de concatenar menos fluxo, consequentemente reduzindo o conjugado máximo, possuir mais de uma ranhura por polo por fase ajuda a reduzir o conteúdo harmônico da força magnetomotriz.

A Figura 29 mostra o conteúdo harmônico trifásico da força magnetomotriz para esse enrolamento, e a Figura 30 mostra os diferentes fatores de enrolamento para as harmônicas. Estas Figuras foram obtidas através da ferramenta Emetor. Como pode ser observado, o conteúdo harmônico da força magnetomotriz é consideravelmente baixo, o que

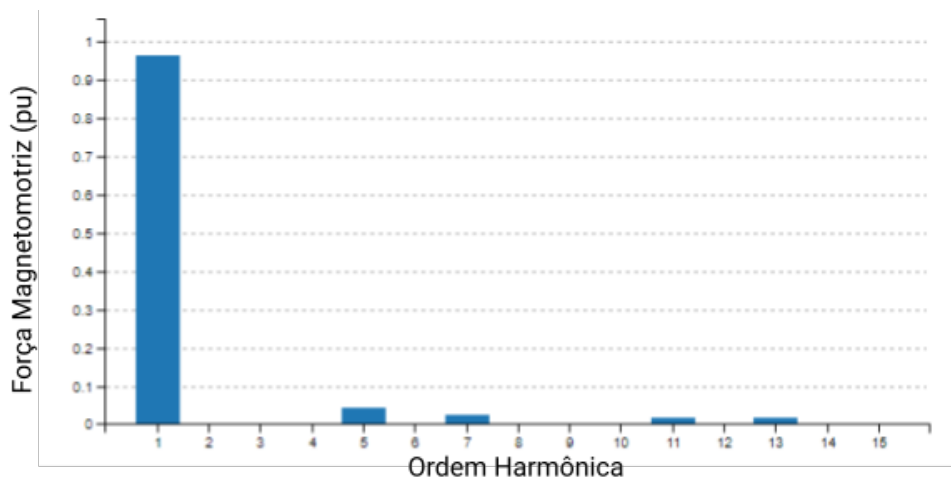
Figura 28 – Configuração do Enrolamento Trifásico do IPMSM Model 3 no Software MotorXP-PM.



Fonte: Veeco Technologies Inc., 2020

reduz as perdas por correntes parasitas e histerese magnética, e os fatores de enrolamento harmônicos são baixos para as componentes harmônicas de fluxo presentes, o que reduz as harmônicas na força contraeletromotriz e as oscilações de conjugado.

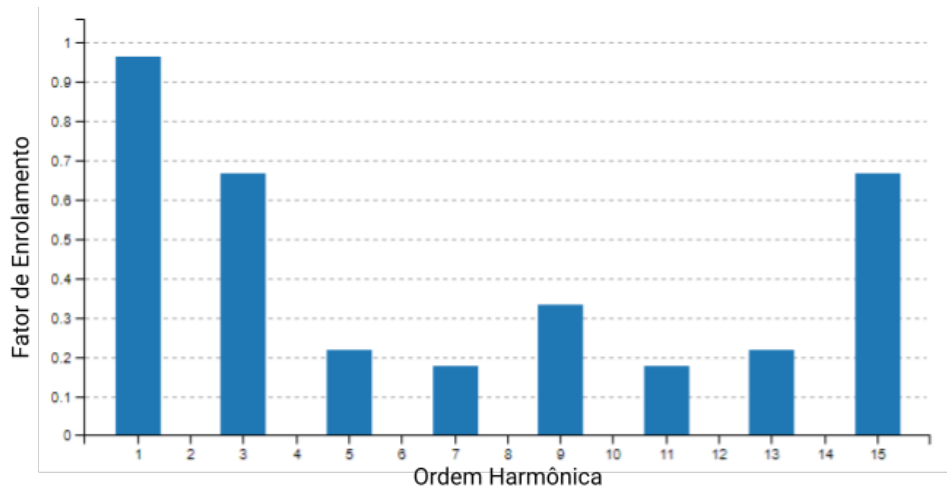
Figura 29 – Conteúdo Harmônico Trifásico da MMF para o IPMSM Model 3.



Fonte: Emetor AB.

Em relação aos materiais, os enrolamentos do estator são feitos de cobre, onde a resistência por fase das bobinas é de 4,75 mΩ a 20°. Na Figura 31, pode ser visto o estator real do IPMSM, no qual o enrolamento possui 40mm de comprimento axial

Figura 30 – Fatores de Enrolamento Harmônicos para o IPMSM Model 3.



Fonte: Emetor AB.

a mais do que o núcleo do mesmo, o que é um fator de aumento da resistência dos enrolamentos, característica de enrolamentos distribuídos. Apesar do comprimento axial elevado, o IPMSM Model 3 possui 3 bobinas em paralelo por polo por fase. Isto diminui a resistência equivalente, justificando o baixo valor. Já o núcleo do estator é composto do mesmo material do núcleo do rotor, o aço silício M-19 29 Ga, o qual já foi analisado na subseção anterior.

Figura 31 – Foto do Estator do IPMSM Model 3.



Fonte: Vepco Technologies Inc., 2020.

3.2 Toyota Prius - 2004

O Toyota Prius 2004 é um veículo híbrido, o qual possui um PMSM como o equipamento propulsor elétrico. Os componentes deste veículo foram descritos e estudados em diversos artigos. Para este projeto, os dados deste PMSM foram retirados de artigos

produzidos pelo *Oak Ridge National Laboratory* (ORNL) e do banco de dados do software MotorXP-PM. A partir deste ponto, o PMSM presente no Toyota Prius 2004 será referenciado como "Prius", para fins de simplificação.

3.2.1 Dados Operacionais Gerais

O VHE Prius 2004 possui duas máquinas elétricas em seu sistema híbrido, um PMSM de 10 kW que atua como gerador para carregar a bateria e um PMSM que atua como motor para auxiliar o motor de combustão a tracionar o veículo, o qual é o objeto de estudo desse projeto. O PMSM Prius possui um conjugado máximo de 400 Nm e uma potência mecânica máxima de 50 kW no intervalo de rotações entre 1200 e 1540 RPM (Hsu; Ayers; Coomer, 2004). Em relação à rotação máxima, as perdas associadas a componentes mecânicos e elétricos a 6000 RPM são consideravelmente grandes, o que limita a operação do PMSM a essa rotação (Staunton *et al.*, 2006). Os dados operacionais de referência para este PMSM podem ser visualizados no Quadro 4.

Quadro 4 – Dados Operacionais de Referência para o PMSM Prius.

Potência Máxima	50 kW
Conjugado Máximo	400 Nm
Rotação Máxima	6000 RPM

Fonte: Hsu; Ayers; Coomer, 2004 & Staunton *et al.*, 2006

3.2.2 Rotor

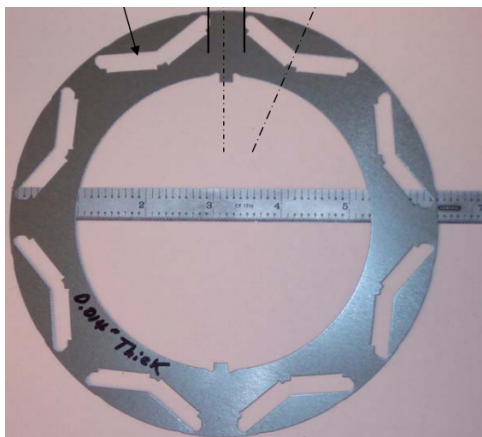
Assim como o rotor do PMSM Model 3, o PMSM Prius também possui os ímãs permanentes no interior do rotor, o caracterizando como um IPMSM.

A Figura 32 mostra uma lamina do rotor deste IPMSM, enquanto que a Figura 33 mostra o desenho do rotor no software MotorXP-PM. Conforme pode ser observado, este IPMSM também possui os ímãs posicionados em formato de V no rotor, logo as mesmas considerações tomadas na seção 3.1 em relação a geometria do rotor do IPMSM Model 3 podem ser tomadas para o IPMSM Prius. Porém, em relação a operação, este rotor possui 8 polos (ou 4 pares de polos), o que faz com que ele opere eficientemente em rotações mais baixas que o IPMSM Model 3.

O material do núcleo do rotor, assim como no IPMSM Model 3, é o aço silício M-19 29 Ga, o qual já foi discutido e analisado na seção 3.1. As características deste material podem ser revistas nas Figuras 25 e 26.

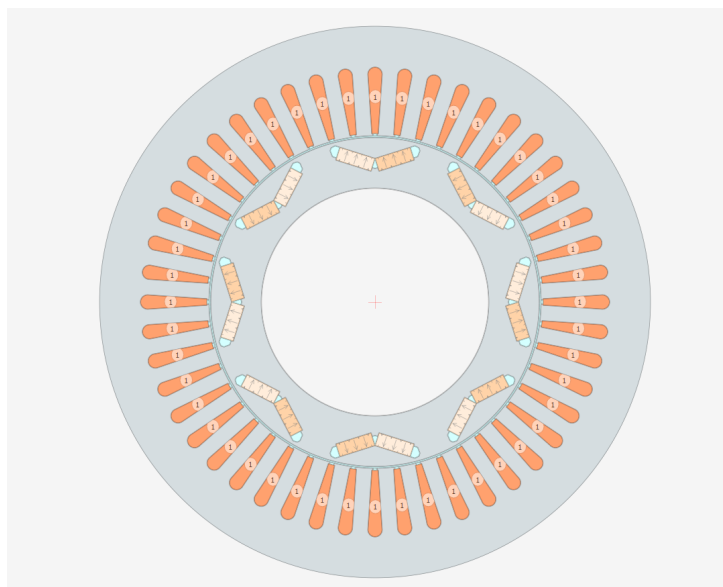
Em relação aos ímãs permanentes presentes nesse IPMSM, os mesmos são conhecidos como N30H, compostos de neodímio-ferro-boro. Este ímã possui uma densidade de fluxo residual nominal de 1,105 T a 20°C, consideravelmente menor que o ímã N52 presente no IPMSM Model 3. As características do ímã N30H podem ser vistas na Figura 34.

Figura 32 – Lamina do Rotor do IPMSM Prius.



Fonte: Hsu; Ayers; Coomer, 2004

Figura 33 – Desenho do IPMSM Prius no Software MotorXP-PM.



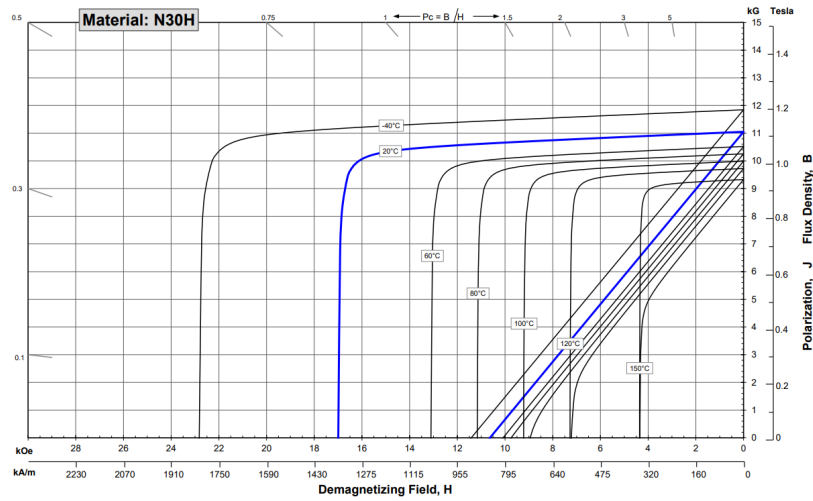
Fonte: Autor, MotorXP-PM

De acordo com o fabricante (Arnold Magnetic Technologies, 2021a), a temperatura máxima deste ímã é de 120°C , sendo mais resistente a desmagnetização que o ímã N52, podendo atuar em temperaturas mais altas.

3.2.3 Estator

O estator do IPMSM Prius também é composto por um enrolamento distribuído, porém em 48 ranhuras e um condutor por ranhura. Como explicado nas seções 2.1 e 2.2 e revisto na seção 3.1, os enrolamentos distribuídos em múltiplas ranhuras diminuem o conteúdo harmônico na força magnetomotriz, porém é de se esperar um conteúdo harmônico levemente superior neste IPMSM em relação ao IPMSM Model 3, pois o número de ranhuras é levemente menor, o que significa que o enrolamento é menos distribuído.

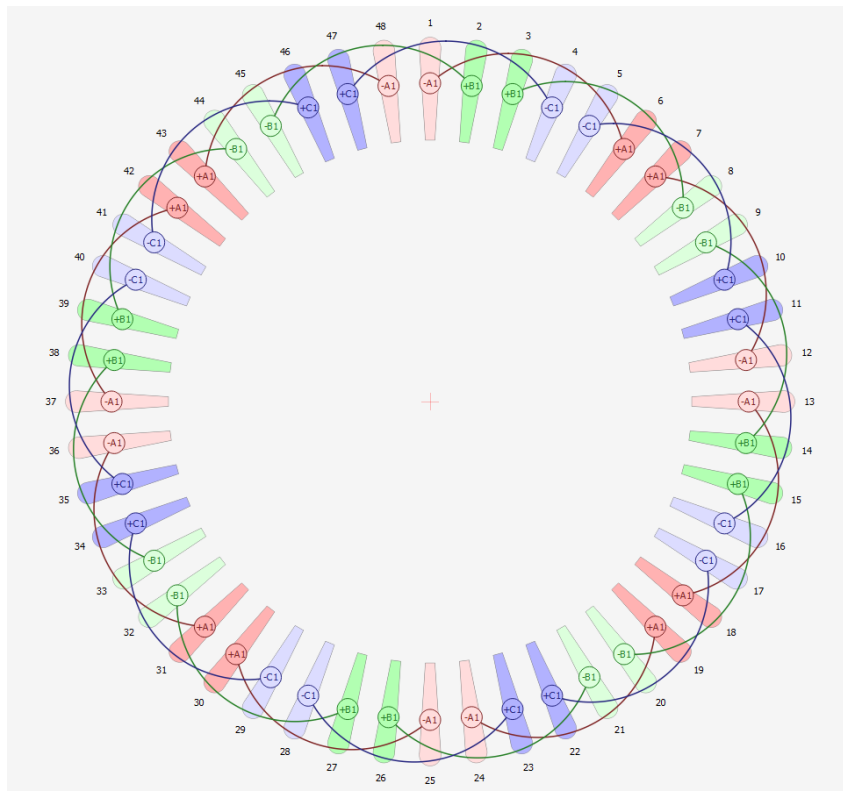
Figura 34 – Curvas B x H do ímã N30H em diferentes temperaturas.



Fonte: Arnold Magnetic Technologies, 2021a

Esta diferença, entretanto, não é muito significativa, o que será visto abaixo nesta seção. A Figura 35 mostra a configuração do enrolamento trifásico distribuído nas 48 ranhuras do estator.

Figura 35 – Configuração do Enrolamento Trifásico do IPMSM Prius no Software MotorXP-PM.



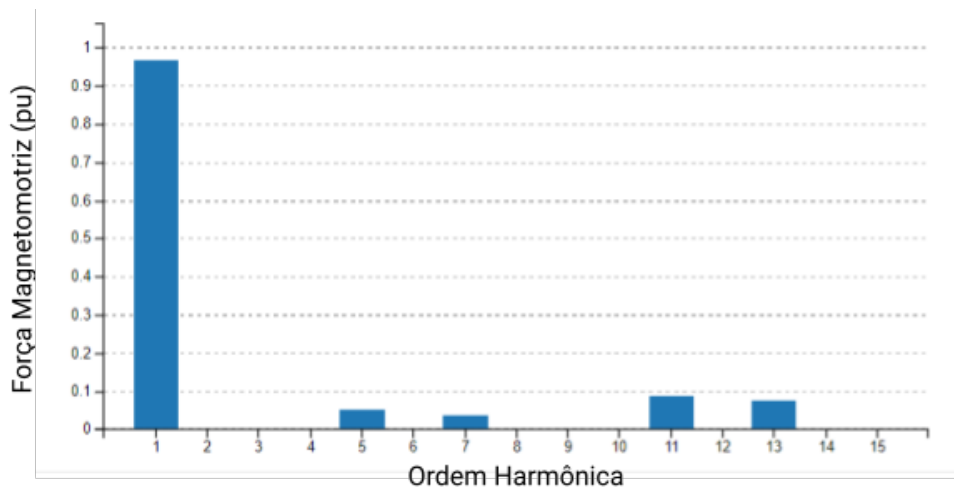
Fonte: Autor, MotorXP-PM.

Observando a Figura 38 e utilizando os conceitos vistos na seção 3.1, onde foi analisado o estator do IPMSM Model 3, esse estator também possui um enrolamento

de passo pleno, onde ambos o passo polar e o passo de bobina são de 6 ranhuras. Este enrolamento possui 2 ranhuras por polo por fase, e o fator de enrolamento fundamental calculado para esta configuração pela Emetor é de 0,966, levemente superior ao do enrolamento do IPMSM Model 3.

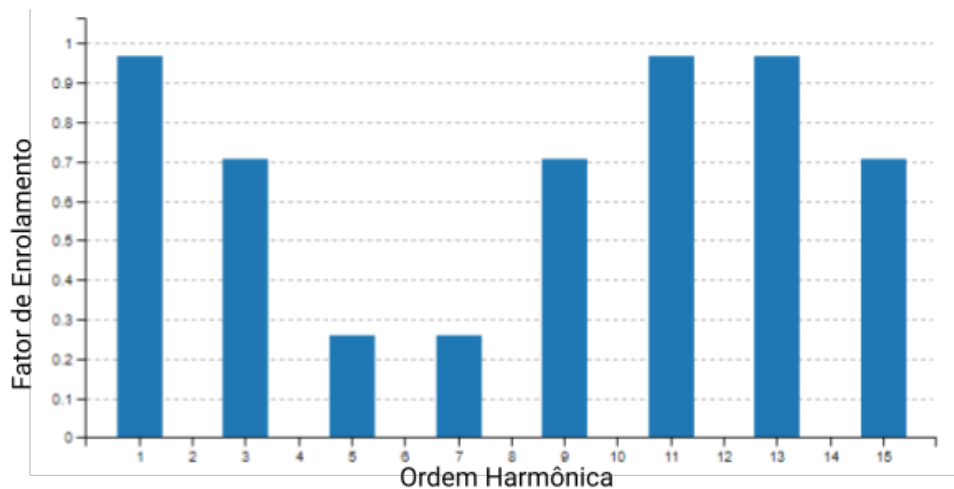
A Figura 36 mostra o conteúdo harmônico trifásico da força magnetomotriz para o enrolamento do IPMSM Prius e a Figura 37, obtidas através da Emetor. Comparando-se as Figuras 29 e 30 com as Figuras 36 e 37, pode-se notar que o conteúdo harmônico da força magnetomotriz no IPMSM Prius é levemente superior ao do IPMSM Model 3 e os fatores de enrolamento para as harmônicas presentes também são maiores, conforme previsto acima, porém ainda consideravelmente baixo, devido ao enrolamento ser distribuído.

Figura 36 – Conteúdo Harmônico Trifásico da MMF para o IPMSM Prius.



Fonte: Emetor AB.

Figura 37 – Fatores de Enrolamento Harmônicos para o IPMSM Model 3.

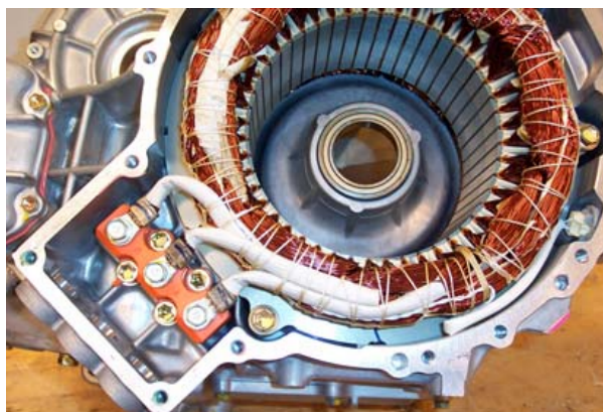


Fonte: Emetor AB.

Os enrolamentos do estator do IPMSM Prius são de cobre, onde a resistência por fase das bobinas é de 50,61 mΩ a 20°C. Na Figura 38, pode ser visto o estator real do

IPMSM Prius, no qual o enrolamento possui 19,8mm de comprimento axial a mais que o núcleo do mesmo. Apesar de possuir um comprimento axial menor que o enrolamento do IPMSM Model 3, o enrolamento do IPMSM Prius possui somente 1 bobina por polo por fase, o que é um fator de aumento de resistência equivalente comparando se com o IPMSM Model 3, que possui 3 bobinas em paralelo por polo por fase.

Figura 38 – Foto do Estator do IPMSM Prius.



Fonte: Hsu; Ayers; Coomer, 2004

4 Metodologia de Análise de desempenho de PMSMs

Este capítulo detalha como é feita a análise de desempenho de um PMSM. Nele, estão descritos quais são as curvas e informações importantes a serem obtidas de forma que se possa avaliar a qualidade e eficácia do motor. São descritos os passos para se obter valores essenciais para a análise e simulação.

4.1 Distribuição de Fluxo dos Ímãs no Motor

Esta análise consiste na plotagem da distribuição da densidade de fluxo no motor em circuito aberto (sem alimentação). É importante observar a distribuição de fluxo pois se precisa verificar se os ímãs permanentes saturam os caminhos magnéticos sem a presença de alimentação externa. Caso haja saturação nestas condições, modificações no design do motor seriam necessárias, como a mudança de materiais, dimensões dos mesmos, para se assegurar uma região de operação sem saturação mais longa. Esta simulação é feita configurando-se a corrente injetada no motor como zero e selecionando uma rotação próxima da nominal. Com isso, é plotada a distribuição da densidade de fluxo no motor através de um corte 2D da máquina, onde se pode observar o fluxo magnético radial.

4.2 Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto e Conjugado de Retenção

As observações da força contraeletromotriz em circuito aberto e do conjugado de retenção (*cogging torque*) são importantes para se avaliar o quanto será produzido de oscilação no conjugado. Os principais fatores que contribuem para as oscilações no conjugado são o conteúdo harmônico do fluxo concatenado e o conjugado de retenção (Hendershot; Miller, 2010).

O conteúdo harmônico do fluxo concatenado pode ser observado através do conteúdo harmônico da força contraeletromotriz, pois somente as harmônicas que atravessem o entreferro e penetrem as ranhuras do estator produzirão harmônicas na força contraeletromotriz e afetarão o conjugado. Este conteúdo harmônico do fluxo concatenado dependerá das harmônicas na força magnetomotriz e dos fatores de enrolamento harmônicos. Para que se possa observar o quanto de fluxo harmônico está sendo concatenado pelas bobinas, se plota a forma de onda da força contraeletromotriz em circuito aberto com rotação próxima da nominal. Além de se observar o conteúdo harmônico desta forma de onda,

os valores RMS de tensão induzida são úteis para se determinar o quanto de tensão de alimentação é necessário para que a corrente de interesse possa ser injetada.

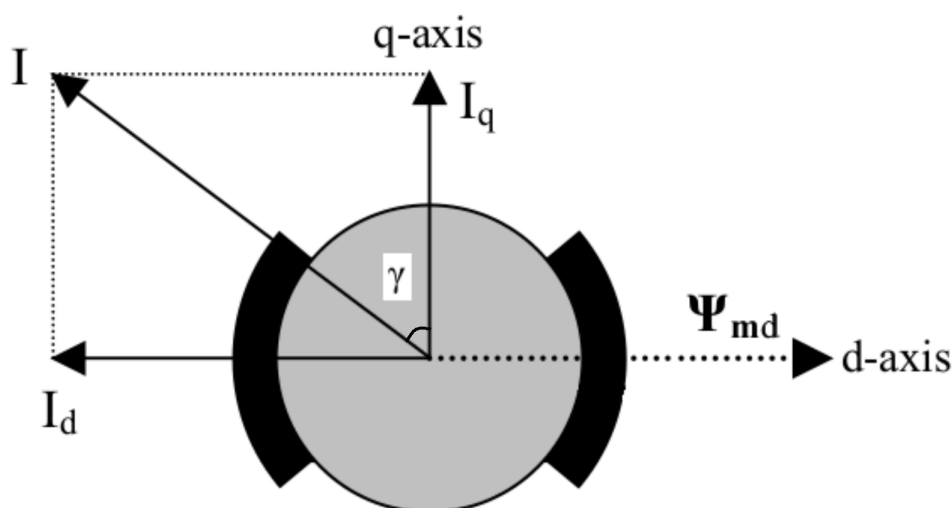
O conjugado de retenção é originado devido à atração magnética dos ímãs permanentes e das ranhuras do estator (Wang *et al.*, 2010). A magnitude deste conjugado é relativa a combinação de número de polos e ranhuras. Para se observar a magnitude do conjugado de retenção, é necessário plotar o conjugado nas condições de circuito aberto, pois assim se observará apenas o conjugado relativo à atração magnética. Observar-se-á que esse conjugado será oscilatório, variando entre valores positivos e negativos, relativos à interação dos ímãs e dentes do estator na direção contrária ou a favor da rotação.

4.3 Corrente e Ângulo de Avanço para Conjugado Máximo

A determinação da corrente e ângulo de avanço que produzam o conjugado máximo é importante para a análise e controle do motor. Encontrar esses valores será necessário para verificar a operação do motor quando o mesmo está entregando a máxima potência e máximo conjugado. É importante que o motor opere de forma eficiente e contínua entregando o conjugado máximo, e para isso é necessário encontrar de que forma o conjugado máximo é produzido.

O software MotorXP-PM define o ângulo de avanço γ como sendo o ângulo entre o vetor da corrente e o eixo de quadratura (Kuptsov, 2020). A Figura 39 ilustra a definição do ângulo γ .

Figura 39 – Ilustração do Ângulo de Avanço e Eixos dq.



Fonte: Kuptsov, 2020

Para se encontrar a corrente e ângulo de avanço que produzam o conjugado máximo, algumas curvas de teste devem ser levantadas. Inicialmente, se plota a curva do conjugado em função do ângulo de avanço para um valor inicial de corrente estimada como próxima

da corrente que produziria o conjugado máximo, em uma rotação não muito alta, para que a curva não esteja na região de enfraquecimento de fluxo. O intervalo de valores do ângulo de avanço para esta curva deve ser bem abrangente, de forma a se observar bem a região onde o máximo se encontra, e o passo de simulação não precisa ser muito baixo para esta curva inicial, pois a meta é obter um valor estimado inicialmente.

Após a obtenção inicial do ângulo de avanço estimado, se realiza uma simulação em estado estacionário com o valor inicial de corrente e esse valor de γ inicial para se obter a constante de conjugado K_t . A constante de conjugado será útil para se estimar a corrente necessária para se obter o conjugado máximo, através da Equação 4.3.1.

$$I_{conj\ max} = \frac{T_{max}}{K_t} \quad (4.3.1)$$

Esta corrente encontrada não será exatamente a corrente que produz o conjugado máximo pois o conjugado em relação a corrente não é exatamente linear, mas serve como uma aproximação para os próximos testes.

Após obter o valor estimado da corrente que produz o conjugado máximo, se realiza novamente o levantamento de curvas do conjugado em relação ao ângulo de avanço, com alguns valores de corrente próximos ao valor estimado anteriormente e com um intervalo de valores de ângulo de avanço mais estreito e com passo menor, a fim de se obter com mais precisão o valor desejado. Este passo é repetido até que se encontre de forma satisfatória um valor para a corrente e ângulo de avanço que produzam o conjugado máximo de cada motor encontrado no Capítulo 3.

Encontrado os valores de corrente e ângulo de avanço desejados, se realizam simulações em estado estacionário utilizando-se estes valores de corrente e ângulo de avanço encontrados e rotações próximas das rotações nominais estimadas no Capítulo 3 para se encontrar a máxima tensão de fase RMS que se pode utilizar, pois não se encontrou a informação da fabricante sobre este valor. A tensão escolhida será aquela em que, para os valores de corrente e ângulo de avanço que produzam conjugado máximo, a potência mecânica entregue seja muito próxima da máxima potência do motor na rotação nominal estimada. Essa tensão de fase RMS limite encontrada garantirá que a potência mecânica máxima fique muito próxima de seu valor limite real nas simulações de desempenho. Além disso, também se obtém desta simulação a distribuição de fluxo no motor com o mesmo operando neste ponto de máximo conjugado a fim de se comparar com os resultados obtidos em circuito aberto.

4.4 Desempenho com Variação da Rotação

Esta simulação é a mais importante para a avaliação de um motor elétrico de uso automotivo. Nela, diversas curvas em função da rotação serão levantadas e analisadas. Com este tipo de simulação, é possível observar exatamente em que instantes o controle do motor passa de MTPA para MAP e MTPV, algoritmos de controle das correntes e tensões do eixo direto e quadratura estudados no Capítulo 2. Também pode-se observar como variam os valores RMS das correntes e tensões de fase, potências e perdas conforme se aumenta a rotação e se alteram os algoritmos de controle, entrando-se na região de enfraquecimento de fluxo.

Inicialmente, antes de efetuar as simulações de desempenho, é necessário criar o modelo dq no software MotorXP-PM. Os dados a serem escolhidos são a tolerância de convergência, máxima corrente a ser incluída no modelo, passo da corrente, passo do ângulo de avanço e número de posições do rotor.

Após criado o modelo, são plotadas em imagens diferentes algumas curvas em função da rotação. Serão feitas simulações de variadas grandezas em função da rotação, como correntes i_d e i_q , ângulo de avanço, corrente de fase RMS, tensão de fase RMS, conjugado total, conjugados eletromagnético e de relutância, potência mecânica, rendimento, perdas ôhmicas e perdas nos núcleos do motor. Para essas simulações, são utilizados a corrente de conjugado máximo e metade do valor desta corrente como valores iniciais, ambas com ângulo de avanço de conjugado máximo e utilizando o limite da tensão de fase RMS encontrado no passo anterior. Em cada imagem gerada, serão identificadas as regiões de controle em que o motor atua, como MTPA, MAP e MTPV para ambos valores de corrente iniciais.

As imagens com as curvas mencionada acima serão analisadas e comentadas, de forma a avaliar o desempenho do motor com diferentes valores de corrente inicial.

4.5 Variações das Indutâncias em Relação à Corrente

As variações de parâmetros como as indutâncias de eixo direto e de eixo de quadratura são muito importantes de serem observadas. Com essas curvas, pode se verificar em que valores de corrente o motor entra em saturação, pois os efeitos de saturação podem ser vistos através das variações nas indutâncias. Saber em que regiões de operação os materiais do núcleo do rotor e estator estão saturando é muito importante para o controle do motor, pois diferentes estratégias podem ser utilizadas para minimizar os efeitos negativos da saturação ou para evitar que se opere em um longo período em saturação, visto que a saturação reduz o rendimento do PMSM, aumenta as perdas nos núcleos e reduz a proporção de conjugado produzido por corrente. Por esses motivos, é desejável

que o motor consiga operar em uma região mais ampla possível sem que haja saturação. Logo, as observações das variações das indutâncias são analisadas para determinação do desempenho do motor e para otimização de seu controle.

4.6 Mapa de Rendimento Conjugado-Rotação

O mapa de rendimento conjugado-rotação mostra qual o valor de rendimento para cada par possível de conjugado e rotação através de curvas de mesmo rendimento e coloração indicativa como legenda. A obtenção desse mapa de rendimento é importante para analisar a amplitude de operação do motor em alto rendimento. É desejável que a área onde o motor opera em alto rendimento seja a maior possível, pois isso indica a flexibilidade de funcionamento com baixas perdas do mesmo, característica muito importante para aplicações em EVs. O PMSM de um VE necessita ter um ótimo rendimento em uma ampla região de operação, visto que um veículo possui uma alta dinamicidade em seu funcionamento e uma faixa de rotação considerável.

Com o mapa de rendimento, também é possível determinar a necessidade de uma caixa de engrenagens, pois a mesma altera a faixa de operação do motor, podendo o colocar em uma região de mais alto rendimento. De acordo com as especificações de demanda de conjugado e rotação do motor, pode-se calcular o valor ideal da razão de engrenagem para o sistema de engrenagens que coloque o motor em uma região eficiente.

Nos VEs dos quais os motores foram selecionados, o Tesla Model 3 2019 utiliza de uma caixa de engrenagens fixa com razão 9:1 (Tesla, 2017 & TCC, 2019), enquanto que o Toyota Prius 2004 utiliza de uma engrenagem planetária (Staunton *et al.*, 2006 & Hsu; Ayers; Coomer, 2004). As engrenagens, conforme explicado acima, servem para que o motor possa operar na sua região de maior rendimento, a qual é muitas vezes diferente da operação requerida dos motores. O uso das engrenagens permite que a potência seja entregue da mesma forma, porém com diferentes pares de valores conjugado-rotação na entrada e saída do dispositivo de engrenagem. Isso faz com que o volume ativo do motor seja reduzido, pois com esses dispositivos podem ser utilizados motores que operem em rotações mais elevadas, os quais são geralmente mais compactos.

5 Simulações e Resultados

Neste capítulo se encontram os resultados obtidos das simulações dos PMSMs Model 3 e Prius através do software MotorXP-PM e comentários feitos sobre os mesmos. O capítulo está subdividido em seções referentes a cada seção do Capítulo 4, onde cada seção contém uma subseção para exibir os resultados de cada motor simulado. Todas as simulações foram realizadas utilizando-se um notebook de uso pessoal com processador *Intel(R) Core(TM) i-7* com velocidade de 1.80 GHz e os tempos de simulação informados durante o capítulo são referentes a este computador.

5.1 Distribuição de Fluxo dos Ímãs

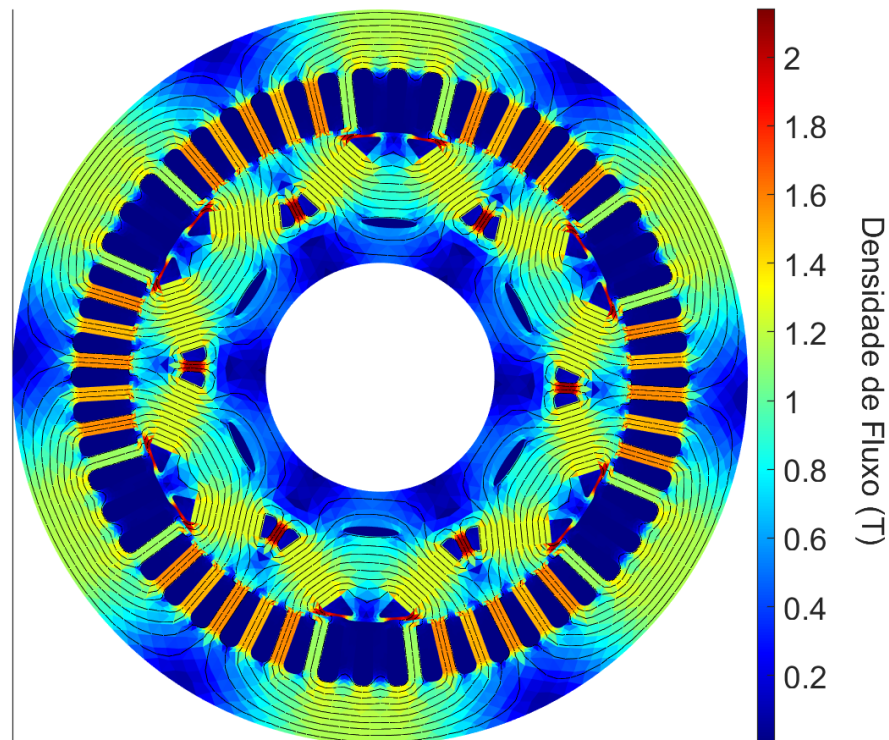
Conforme o descrito na Seção 4.1, se obteve o corte 2D contendo a distribuição da densidade de fluxo magnético dos motores em circuito aberto. Cada motor foi posto próximo de sua rotação nominal e as temperaturas dos ímãs, condutores e núcleos foram configuradas as suas temperaturas de operação descritas nos arquivos do software MotorXP-PM, pois mesmo que teoricamente o teste é feito em circuito aberto (não haveria aquecimento devido a circulação de corrente), é mais interessante obter a distribuição do fluxo produzido pelos ímãs na temperatura de operação pois esta será efetivamente a distribuição de fluxo em todas regiões do motor quando o mesmo estiver funcionando.

5.1.1 Model 3

A distribuição de fluxo proveniente dos ímãs permanentes para o IPMSM Model 3 em circuito aberto pode ser encontrada na Figura 40. A rotação utilizada para esta simulação foi de 4500 RPM, tolerância de convergência da simulação de 0,001 no modo de múltiplos pontos (alta precisão), onde o tempo de simulação foi de 1 minuto e 46 segundos. Os contornos dos ímãs permanentes não aparecem nesta figura pois os arquivos de simulação do Tesla Model 3 no software MotorXP-PM possuem proteção contra visualização de geometria, porém fica evidente a posição dos ímãs através das linhas de fluxo e da Figura 24.

Os resultados das magnitudes da densidade de fluxo em diferentes regiões do motor podem ser encontrados no Quadro 5. De acordo com as informações encontradas na Seção 3.1 sobre o aço silício M-19 29 Ga utilizado nos núcleos do Model 3, a região de saturação desse material se inicia para densidades de fluxo entre 1,4 e 1,6 T. Pelos valores descritos no Quadro 5 e pelo que se pode observar na Figura 40, a densidade de fluxo nos dentes do estator está em uma região muito próxima da saturação, o que pode exigir

Figura 40 – Distribuição da Densidade de Fluxo em Circuito Aberto no PMSM Model 3.

Distribuição da Densidade de Fluxo em Circuito Aberto - Model 3

Fonte: Autor

uma maior complexidade no controle do motor e gerar maiores perdas nos núcleos, a depender dos valores de fluxo produzidos pelos enrolamentos caso os mesmos causem uma saturação significativa. Porém, em operação, o fluxo resultante no eixo direto, no qual o fluxo produzido pelos ímãs se concentra, tende a diminuir, pois a corrente do eixo direto tem o efeito de reduzir esse fluxo, principalmente em regiões de enfraquecimento de fluxo para altas rotações, para que se evite altos valores de força contraeletromotriz. Este efeito pode ser observado com a distribuição de fluxo com o motor operante, o que é apresentado na Seção 5.3.1.

Quadro 5 – Magnitudes da Densidade de Fluxo em Diferentes Regiões do PMSM Model 3.

Máxima Densidade de Fluxo no Entreferro	1,02 T
Máxima Densidade de Fluxo nos Dentes do Estator	1,57 T
Máxima Densidade de Fluxo no Núcleo do Estator	1,20 T
Máxima Densidade de Fluxo no Núcleo do Rotor	0,60 T

Fonte: Autor

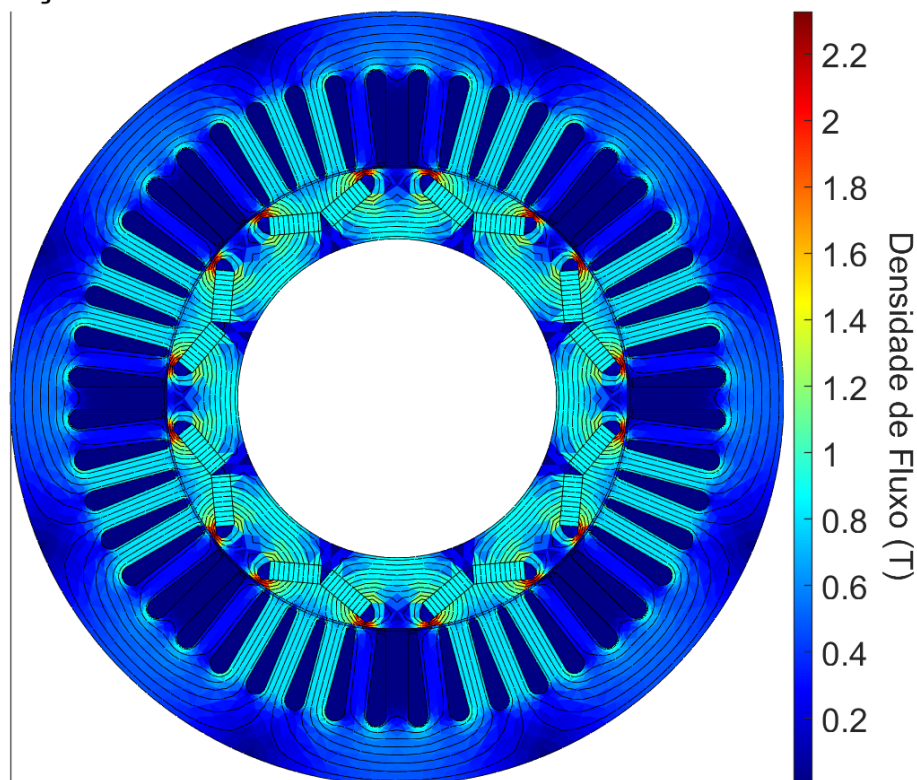
5.1.2 Prius

A distribuição de fluxo proveniente dos ímãs permanentes para o IPMSM Prius em circuito aberto pode ser encontrada na Figura 41. A rotação utilizada para esta simulação

foi de 1200 RPM, tolerância de convergência da simulação de 0,001 no modo de múltiplos pontos (alta precisão), onde o tempo de simulação foi de 25 segundos.

Figura 41 – Distribuição da Densidade de Fluxo em Circuito Aberto no PMSM Prius.

Distribuição da Densidade de Fluxo em Circuito Aberto - Prius



Fonte: Autor

Os resultados das magnitudes da densidade de fluxo em diferentes regiões do motor podem ser encontrados no Quadro 6. Através desta Figura 41 e do Quadro 6, nota-se visivelmente que a densidade de fluxo dos ímas do IPMSM Prius é menor que no IPMSM Model 3, pois o ímã do Prius (N30H) possui uma indução residual menor que ímã do Model 3 (N52), os quais foram detalhados nas Seções 3.1 e 3.2. Como o material dos núcleos do Prius é o mesmo do Model 3, com início da região de saturação com densidade de fluxo entre 1,4 e 1,6 T, nota-se que em circuito aberto o motor Prius está confortavelmente longe da saturação, o que permite que este motor injete mais fluxo através dos enrolamentos antes de entrar em saturação.

Quadro 6 – Magnitudes da Densidade de Fluxo em Diferentes Regiões do PMSM Prius.

Máxima Densidade de Fluxo no Entreferro	0,64 T
Máxima Densidade de Fluxo nos Dentes do Estator	0,81 T
Máxima Densidade de Fluxo no Núcleo do Estator	0,55 T
Máxima Densidade de Fluxo no Núcleo do Rotor	0,86 T

Fonte: Autor

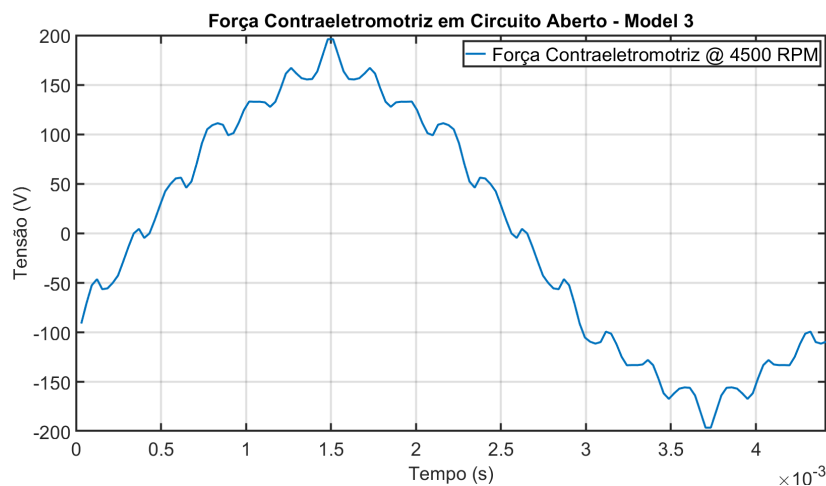
5.2 Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto e Conjugado de Retenção

Esta Seção contém as simulações referentes a força contraeletromotriz em circuito aberto e o conjugado de retenção. A Seção 4.2 contém o detalhamento dos conceitos importantes relativos a esta simulação.

5.2.1 Model 3

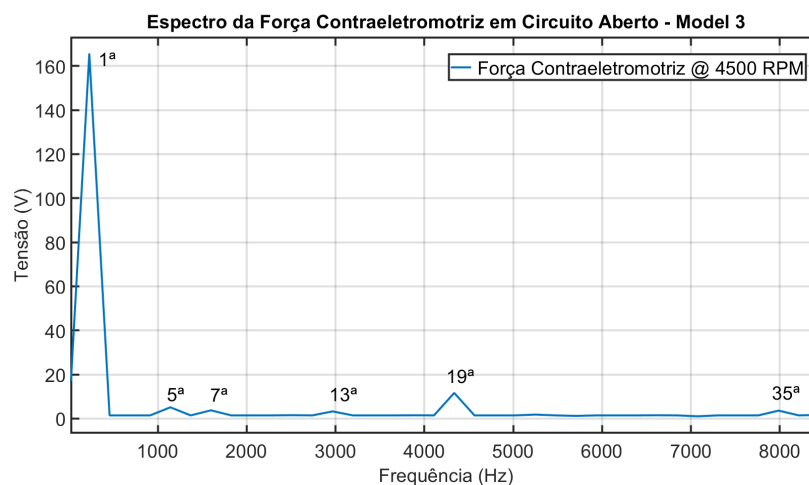
As Figuras 42 e 43 mostram os resultados referentes a força contraeletromotriz de linha e do espectro da mesma respectivamente. As curvas foram obtidas com a mesma simulação em circuito aberto descrita na Subseção 5.1.1.

Figura 42 – Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

Figura 43 – Espectro da Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto no PMSM Model 3.

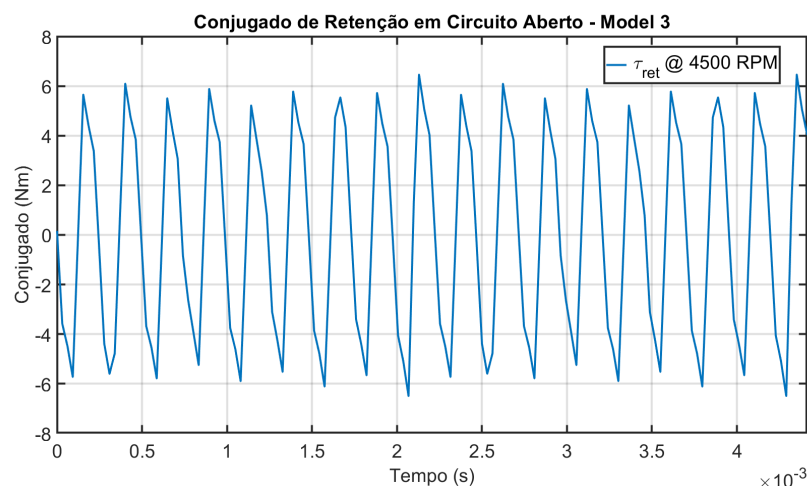


Fonte: Autor

Pode se observar que as harmônicas foram corretamente previstas na Seção 3.1 até a 13^a harmônica, com exceção da 11^a harmônica, a qual não foi identificada nas simulações. Porém, como a ferramenta Emetor apenas apresenta resultados de harmônicas até a 15^a componente, a 19^a e a 35^a harmônica não haviam sido previstas. A harmônica de maior magnitude nesta forma de onda da força contraeletromotriz é a 19^a, a qual muito provavelmente é a grande responsável pelo ruído presente na forma de onda da força contraeletromotriz. Obteve-se, a 4500 RPM e circuito aberto, um valor de pico para a componente fundamental de 165,5 V, enquanto que a 19^a componente harmônica apresentou um valor de pico de 11,6 V, o que representa 7% do valor da componente fundamental. O valor da distorção harmônica total (THD) calculado a partir das harmônicas presentes foi de 8,54%.

Já o conjugado de retenção pode ser observado na Figura 44. Esta curva também foi obtida com a mesma simulação em circuito aberto a 4500 RPM que a força contraeletromotriz e a distribuição de fluxo, já descrita anteriormente.

Figura 44 – Conjugado de Retenção em Circuito Aberto no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

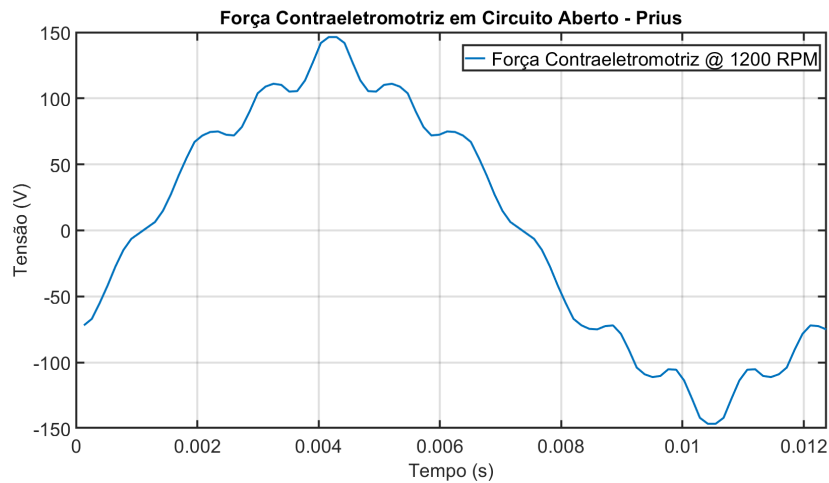
Pela Figura 44, pode se observar a característica oscilatória do conjugado de retenção, descrita na Seção 4.2. O valor de pico obtido para o conjugado de retenção foi de 6,5 Nm, o que representa 1,5% do valor do conjugado máximo de 430 Nm.

5.2.2 Prius

As Figuras 45 e 46 mostram os resultados referentes a força contraeletromotriz de linha e do espectro da mesma respectivamente. As curvas foram obtidas com a mesma simulação em circuito aberto descrita na Subseção 5.1.2.

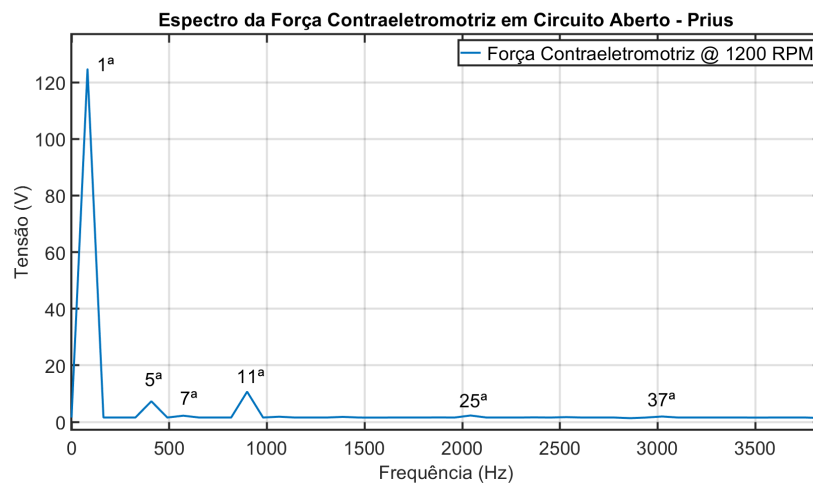
Pode se observar que as harmônicas previstas na Seção 3.1 estão quase todas presentes, com exceção 13^a harmônica, a qual não foi identificada nas simulações e da 25^a

Figura 45 – Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto no PMSM Prius.



Fonte: Autor

Figura 46 – Espectro da Força Contraeletromotriz em Circuito Aberto no PMSM Prius.

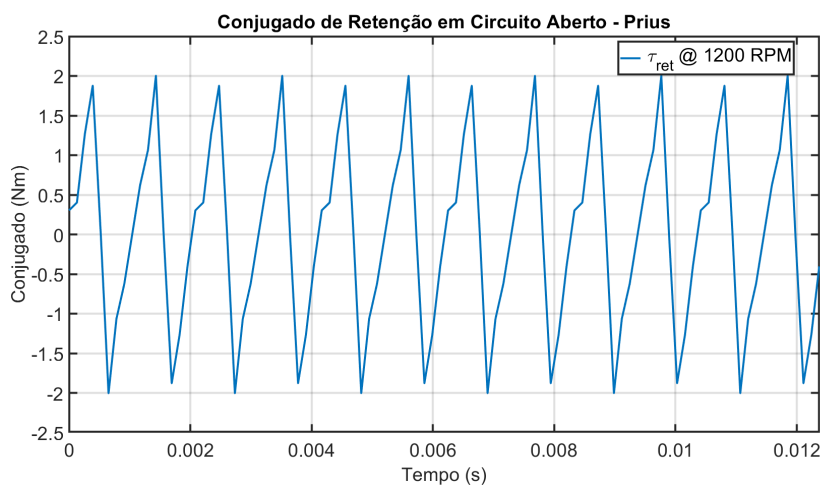


Fonte: Autor

harmônica, a qual não é calculada pela Emeter. A harmônica de maior magnitude nesta forma de onda da força contraeletromotriz é a 11^a, a qual concede esta forma de onda levemente triangular. Pode se notar uma nítida diferença com a forma de onda da força contraeletromotriz do motor Model 3, a qual possui um formato senoidal com ruído de maior frequência, pois a harmônica mais relevante é mais elevada. Obteve-se, a 1.200 RPM e circuito aberto, um valor de pico para a componente fundamental de 81,7 V, enquanto que a 11^a componente harmônica apresentou um valor de pico de 10,7 V, o que representa 13,1% do valor da componente fundamental. O valor da distorção harmônica total (THD) calculado a partir das harmônicas presentes foi de 16,5%.

Já o conjugado de retenção pode ser observado na Figura 47. Esta curva também foi obtida com a mesma simulação em circuito aberto a 1200 RPM que a força contraeletromotriz e a distribuição de fluxo, já descrita anteriormente.

Figura 47 – Conjugado de Retenção em Circuito Aberto no PMSM Prius.



Fonte: Autor

Pela Figura 47, também se observa a característica oscilatória do conjugado de retenção vista no motor Model 3. O valor de pico obtido para o conjugado de retenção foi de 2,0 Nm, o que representa 0,5% do valor do conjugado máximo de 400 Nm. Um dos motivos do conjugado de retenção para o PMSM Prius ser menor que o do PMSM Model 3 é devido aos ímãs utilizados, os quais são mais fortes no Model 3, o que faz com que a atração entre os dentes do estator e estes ímãs seja mais forte em comparação com o Prius. O número de ranhuras por polo e por fase também contribui para esta diferença.

5.3 Corrente e Ângulo de Avanço para Conjugado Máximo

Para esta seção, utilizou-se dos passos e conceitos descritos na Seção 4.3 para se encontrar a corrente de fase RMS e o ângulo de avanço que produzam o conjugado máximo no respectivo motor. Todas as simulações em estado estacionário realizadas nesta seção utilizaram uma tolerância de convergência de 0,001 e método de múltiplos pontos (alta precisão).

5.3.1 Model 3

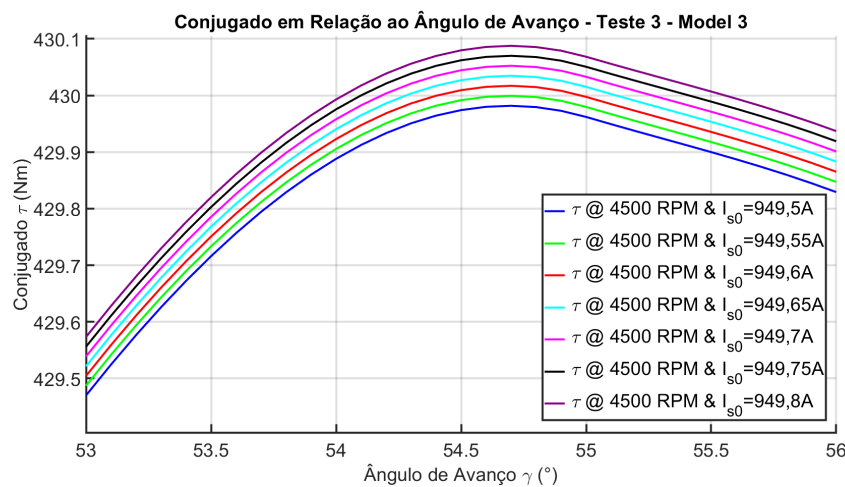
Inicialmente, a partir dos dados encontrados sobre o PMSM Model 3, testou-se uma corrente de fase RMS de 850 A e rotação de 4500 RPM para se encontrar o ângulo de avanço que produza o maior conjugado nesta condição. Com esta simulação, verificou-se que o ângulo de avanço para o conjugado máximo se encontra no intervalo entre 50° e 60°.

Após o primeiro teste, realizou-se uma simulação em estado estacionário com a mesma corrente de fase RMS do primeiro teste de 850 A, mesma rotação de 4500 RPM e ângulo de avanço estimado de 54° para se encontrar a constante de conjugado. O tempo de simulação foi de 2 minutos e 10 segundos, e obteve-se uma constante de conjugado

de 0,4644 Nm/A. Através da Equação 4.3.1, estima-se uma corrente de fase RMS que produza o conjugado máximo de 430 Nm de 925,85 A. Conforme explicado na Seção 4.3, esta corrente não necessariamente será a que produz o conjugado máximo devido as não linearidades da relação corrente de fase RMS e conjugado, porém este valor serve de referência para que se teste valores ao seu entorno.

No segundo teste, realizou-se uma simulação com diferentes valores de corrente ao entorno do valor de 925,85 A encontrado no teste anterior. Escolheu-se por correntes nos valores de 900 A, 925 A, 950 A e 975 A, com o ângulo de avanço variando entre 50° e 60°. Através deste segundo teste, notou-se que a corrente de 950 A produz um valor de conjugado máximo levemente superior aos 430 Nm do PMSM Model 3. Logo, uma terceira simulação foi feita para se obter com precisão a corrente que produz o conjugado máximo deste motor. Para o terceiro teste, foram levantadas as curvas com correntes de 949,5 A até 949,8 A, com passo de 0,05 A, para um intervalo de ângulos de avanço entre 53° e 56°. As curvas desta terceira simulação podem ser encontradas na Figura 48.

Figura 48 – Terceiro Teste de Conjugado em Função do Ângulo de Avanço no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

Com os resultados do terceiro teste encontrados na Figura 48, observa-se que o conjugado máximo de 430 Nm do PMSM Model 3 é produzido com a utilização de uma corrente de fase RMS de 949,55 A, com um ângulo de avanço de 54,7°.

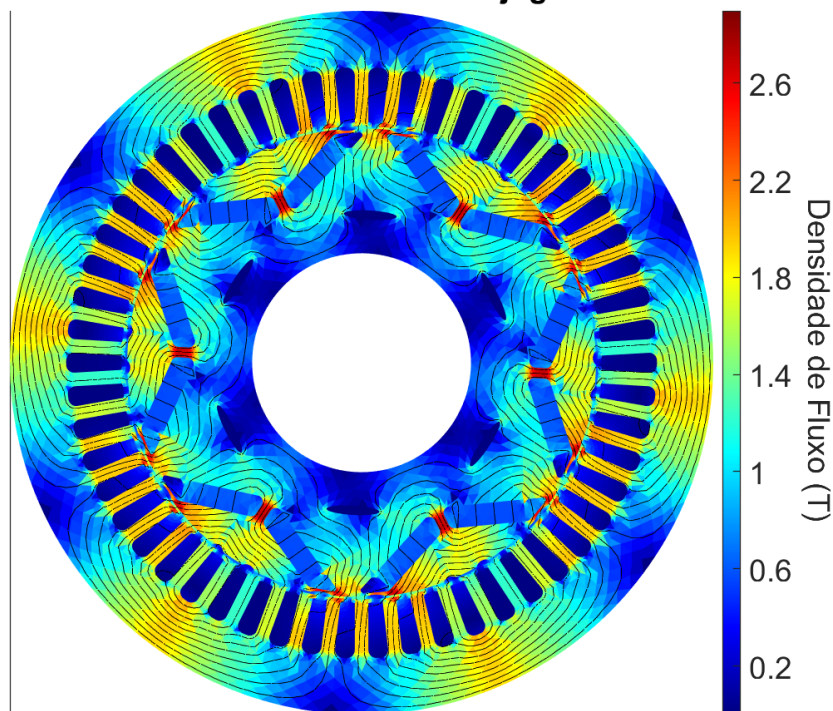
A partir destes valores, se estima a tensão de fase RMS máxima que pode ser aplicada ao motor. Realiza-se uma simulação em estado estacionário com a corrente e o ângulo de avanço encontrados acima e frequência nominal estimada de 4500 RPM. O tempo de simulação para este caso foi de 2 minutos e 6 segundos, e obteve-se uma tensão de fase RMS de 99,05 V e uma potência mecânica de 203,4 kW. Foi adotada essa tensão encontrada como a máxima tensão de alimentação do motor. Isto garante que a potência mecânica máxima entregue fique próxima dos limites encontrados de 211 kW, pois o pico

de potência entregue se encontra na região após o limite de tensão ser atingido (este detalhe pode ser visto na Seção 5.4).

Por fim, pode-se comparar a distribuição de fluxo no PMSM Model 3 em operação de conjugado máximo em relação a em circuito aberto. A Figura 49 mostra a distribuição de fluxo para a corrente de fase RMS de 949,55 A, ângulo de avanço de 54,7° e rotação de 4500 RPM. Os resultados foram obtidos através da mesma simulação descrita no parágrafo anterior onde se obteve a tensão máxima.

Figura 49 – Distribuição de Fluxo em Conjugado Máximo no PMSM Model 3.

Distribuição da Densidade de Fluxo em Conjugado Máximo - Model 3



Fonte: Autor

Comparando-se a Figura 40 com a Figura 49, nota-se como as correntes i_d e i_q influenciam a distribuição de fluxo no motor. Em circuito aberto, o fluxo se concentra majoritariamente no eixo direto, porém com a corrente i_d produzindo um fluxo no sentido contrário ao fluxo produzido pelos ímãs permanentes no eixo direto e a corrente i_q produzindo fluxo no eixo de quadratura, se observa uma distribuição mais uniforme de fluxo entre os eixos, característica dos motores IPMSMs, produzindo conjugado por efeitos eletromagnéticos e de relutância. Nota-se também pelos níveis de densidade de fluxo, que o motor se encontra saturado em diversos pontos. Isso aumenta a complexidade do controle devido a variação dos parâmetros do mesmo, como as indutâncias direta e de quadratura, e pode acarretar uma operação menos eficiente.

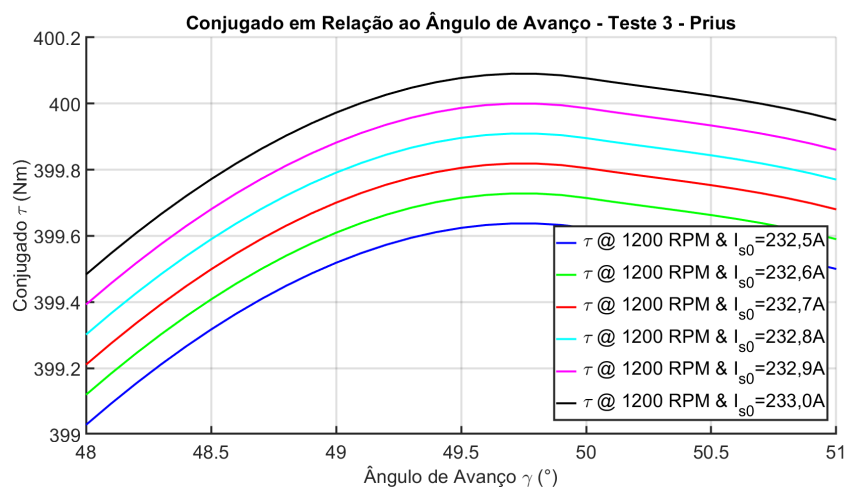
5.3.2 Prius

Inicialmente, a partir dos dados encontrados sobre o PMSM Prius, testou-se uma corrente de fase RMS de 200 A e rotação de 1200 RPM para se encontrar o ângulo de avanço que produza o maior conjugado nesta condição. Com esta simulação, verificou-se que o ângulo de avanço para o conjugado máximo se encontra no intervalo entre 45° e 55° .

Após o primeiro teste, realizou-se uma simulação em estado estacionário com a mesma corrente de fase RMS do primeiro teste (200 A), mesma rotação de 1200 RPM e ângulo de avanço estimado de 50° para se encontrar a constante de conjugado. O tempo de simulação foi de 34 segundos, e obteve-se uma constante de conjugado de 1,8342 Nm/A, significativamente maior que no PMSM Model 3 devido aos valores de indutâncias e tensões. Através da Equação 4.3.1, estima-se a corrente de fase RMS que produz o conjugado máximo de 400 Nm em 218,08 A.

No segundo teste, realizou-se uma simulação com diferentes valores de corrente ao entorno do valor de 218,08 A encontrado no teste anterior. Escolheu-se por correntes nos valores de 205 A, 215 A, 225 A e 235 A, com o ângulo de avanço variando entre 45° e 55° . Através deste segundo teste, notou-se que uma corrente de entre 225 A e 235 A produziria o valor de conjugado máximo de 400 Nm do PMSM Prius. Logo, uma terceira simulação foi feita para se obter com precisão a corrente que produz o conjugado máximo deste motor. Para o terceiro teste, foram levantadas as curvas com correntes de 232,5 A até 233 A, com passo de 0,1 A, para um intervalo de ângulos de avanço entre 48° e 51° . As curvas da terceira simulação podem ser encontradas na Figura 50.

Figura 50 – Terceiro Teste de Conjugado em Função do Ângulo de Avanço no PMSM Prius.



Fonte: Autor

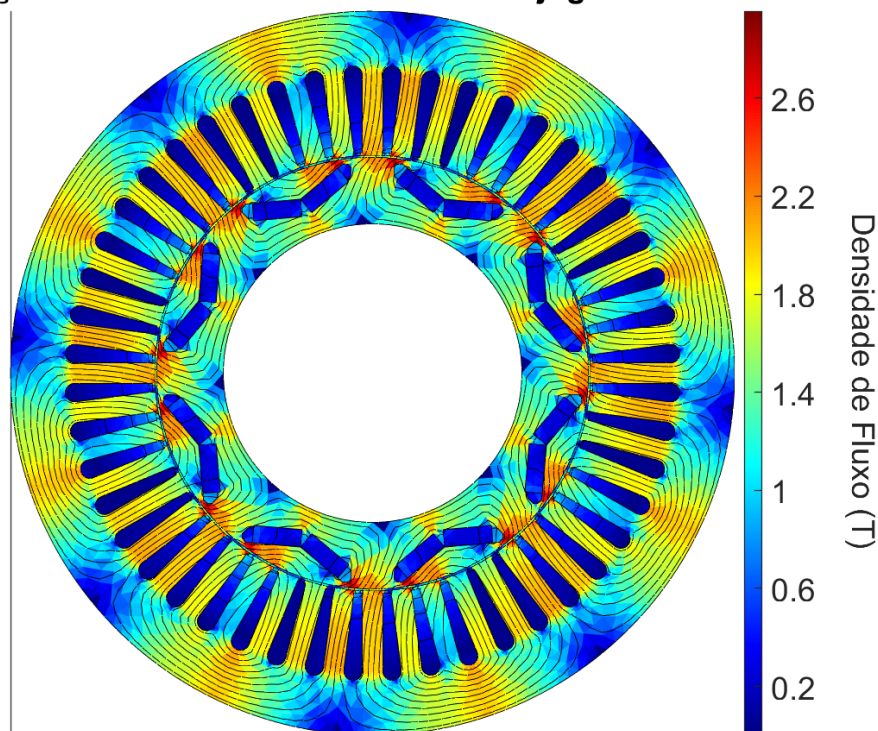
Com os resultados do terceiro teste mostrados na Figura 50, observa-se que o conjugado máximo de 400 Nm do PMSM Prius é produzido com a utilização de uma corrente de fase RMS de 232,9 A, com um ângulo de avanço de $49,7^\circ$.

A partir destes valores, se estima a tensão de fase RMS máxima que pode ser aplicada ao motor. Realiza-se uma simulação em estado estacionário com a corrente e o ângulo de avanço encontrados acima e frequência nominal estimada de 1200 RPM. O tempo de simulação para este caso foi de 36 segundos, e obteve-se uma tensão de fase RMS de 160,6 V e uma potência mecânica de 50,2 kW. Escolheu-se por se adotar esta tensão encontrada como a máxima tensão de alimentação do motor pois isto garantirá que a potência mecânica máxima entregue fique próxima dos limites encontrados de 50 kW.

Por fim, pode se comparar a distribuição de fluxo no PMSM Prius em operação com conjugado máximo em relação a em circuito aberto. A Figura 49 mostra a distribuição de fluxo para a corrente de fase RMS de 232,9 A, ângulo de avanço de $49,7^\circ$ e rotação de 1200 RPM. Os resultados foram obtidos através da mesma simulação descrita no parágrafo anterior onde se obteve a tensão máxima.

Figura 51 – Distribuição de Fluxo em Conjugado Máximo no PMSM Prius.

Distribuição da Densidade de Fluxo em Conjugado Máximo - Prius



Fonte: Autor

A mesma comparação feita na Seção 5.3.1 com as distribuições de densidade de fluxo em circuito aberto e em conjugado máximo para o PMSM Model 3 pode ser feita com o PMSM Prius através das Figuras 41 e 51. Nota-se a mesma distribuição de densidade de fluxo entre os eixos direto e de quadratura, pois ambos motores são IPMSMs. Observa-se que o PMSM Prius, assim como o PMSM Model 3, encontra-se saturado em diversos pontos dos núcleos do estator e rotor.

5.4 Desempenho com Variação da Rotação

Nesta seção se encontram as curvas obtidas através das simulações de desempenho com variação da rotação, assim como uma análise das mesmas. Estão descritos em cada subseção os valores utilizados para cada variável de entrada no modelo de simulação, bem como os detalhes da construção do modelo de simulação e o tempo de construção do mesmo. Vale salientar que o software MotorXP-PM não contabiliza as perdas mecânicas dos motores, o que pode influenciar na leitura dos resultados de rendimento.

5.4.1 Model 3

As simulações de desempenho do PMSM Model 3 foram feitas utilizando o bloco de análise D-Q do software MotorXP-PM. Para resultados mais precisos, é necessário a construção de um modelo D-Q do motor no próprio software. Os parâmetros necessários para o modelo foram descritos na Seção 4.4 e no Quadro 7 se encontram os valores utilizados para estas simulações.

Quadro 7 – Parâmetros e Valores Considerados para a Criação do Modelo D-Q do PMSM Model 3.

Tolerância de Convergência	0,001
Máxima Corrente RMS Injetada	1200 A
Passo de Corrente	50 A (25 valores)
Passo de Ângulo de Avanço	5° (72 valores)
Número de Posições do Rotor	8

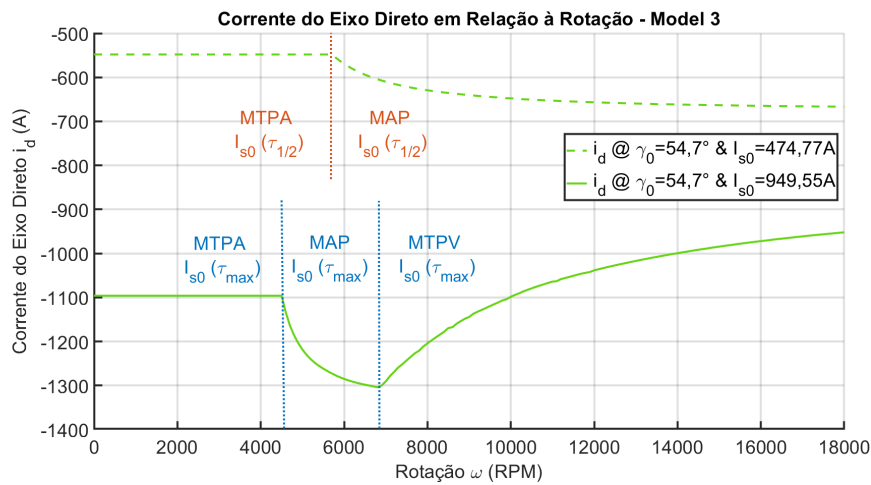
Fonte: Autor

Os valores foram escolhidos com o critério de se obter um resultado preciso e confiável, porém com um tempo de criação do modelo factível. Com estes valores de parâmetros, o tempo de criação do modelo foi de 6 horas e 37 minutos.

Com o modelo D-Q criado, pode se levantar as curvas das simulações de desempenho de interesse. Para cada simulação em função da rotação descrita na Seção 4.4, foram utilizados os valores de corrente iniciais de 949,55 A (corrente de conjugado máximo $I_{s0}(\tau_{max})$) e 474,77 A (corrente de metade do conjugado máximo $I_{s0}(\tau_{1/2})$), ambas com um ângulo de avanço γ_0 de 54,7° (ângulo de avanço de máximo conjugado). Nas imagens geradas através das simulações, é possível observar que estes valores de corrente e ângulo de avanço iniciais se mantêm até a entrada do motor em regiões onde se altera o algoritmo de controle (de MTPA para MAP e para MTPV) e ocorre o enfraquecimento de fluxo (MAP e MTPV). Para o algoritmo de controle referente ao enfraquecimento de fluxo, utilizou-se a tensão limite de 99,05 V, referente a tensão de alimentação para as condições de máxima potência do motor, máximo conjugado e rotação nominal aproximada. Esses valores de corrente e tensão referenciados acima foram encontrados na Subseção 5.3.1.

A primeira simulação a ser apresentada é da corrente de eixo direto em função da rotação, a qual pode ser encontrada na Figura 52. Essa simulação foi colocada primeiro pois na curva da corrente do eixo direto pode se observar de forma muito clara a transição do algoritmo de controle, passando de MTPA para MAP e MTPV na curva da corrente $I_{s0}(\tau_{max})$ e de MTPA para MAP na curva da corrente $I_{s0}(\tau_{1/2})$. Estes pontos de transição estão identificados em todas as figuras das simulações de desempenho em função da rotação.

Figura 52 – Corrente de Eixo Direto em Função da Rotação no PMSM Model 3.

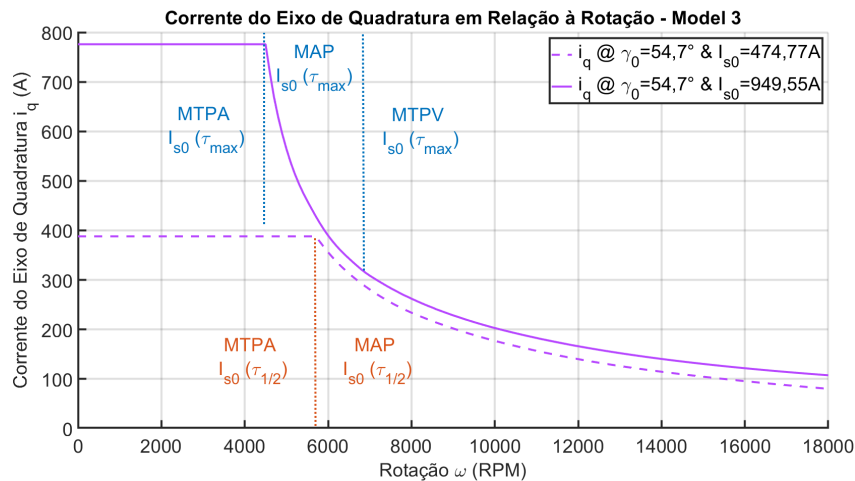


Fonte: Autor

Nas simulações de desempenho, o motor é posto a operar em um ponto de conjugado constante, sendo esse o conjugado máximo para $I_{s0}(\tau_{max})$ e metade do mesmo para $I_{s0}(\tau_{1/2})$. Com o aumento da rotação, maior é a tensão necessária de alimentação para suprir a corrente que produza o conjugado desejado, pois a força contraeletromotriz aumenta com a rotação. Quando a tensão de alimentação chega em seu limite, o algoritmo de controle é alterado de MTPA para MAP. Em MAP, a corrente i_d começa a aumentar em magnitude e quando se altera de MAP para MTPV, ela começa a diminuir, conforme pode ser visto na Figura 21. Pode se observar este exato comportamento da corrente i_d na simulação da Figura 52, o que evidencia que a simulação ocorreu conforme o esperado, onde para $I_{s0}(\tau_{max})$, o motor foi obrigado a passar por ambos MAP e MTPV. O mesmo não pode ser dito para $I_{s0}(\tau_{1/2})$, onde a corrente i_d apenas aumenta sua magnitude, o que mostra que para esta corrente o motor não precisou entrar em MTPV. Quando a rotação atinge um certo valor, não se consegue obter o maior conjugado com a corrente máxima devido à elevada rotação e à tensão estar em seu valor limite (Pellegrino; Bojoi; Guglielmi, 2011), pois se torna inviável para o inversor de suprir aquela corrente de fase RMS com a tensão no valor fixo máximo. Esta situação ocorre quando o motor entra em MTPV, e a corrente começa a decrescer.

A curva da corrente i_q , a qual pode ser encontrada na Figura 53, também está de acordo com o visto na Figura 21. Em ambas as figuras pode se observar que a corrente i_q apenas decresce durante as regiões de MAP e MTPV. Observando as Equações 2.3.7 e 2.3.8, pode se verificar que a corrente i_q é diretamente afetada pela força contraeletromotriz, dada na Equação 2.3.8 pelo termo $\omega_e \Psi_{pm}$. Quando a tensão atinge seu limite, a corrente i_q começa a diminuir devido ao termo da força contraeletromotriz aumentar sem o aumento da tensão u_{sq} , porém o termo $\omega_e L_{sd} i_{sd}$ faz com que a diminuição da corrente i_q seja menos acentuada (pois i_d é negativo), estratégia conhecida e já mencionada anteriormente como enfraquecimento de fluxo. Esta estratégia é chamada assim devido à ação da corrente i_d , que produz um fluxo contrário ao fluxo dos ímãs permanentes, para que a força contraeletromotriz seja reduzida. Com isso, se pode aumentar a região de produção máxima de conjugado e evitar que o mesmo diminua tão rapidamente quando se chega no limite da tensão em MAP e que consiga manter por mais tempo a corrente em seu valor desejado antes que se entre em MTPV e a mesma tenha que diminuir.

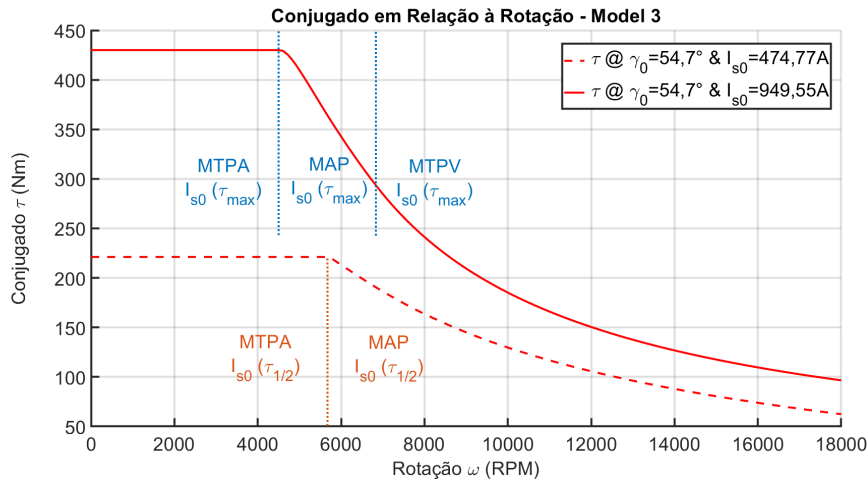
Figura 53 – Corrente de Eixo de Quadratura em Função da Rotação no PMSM Model 3.



Observando-se a Equação 2.3.13 e as informações descritas acima referentes as Figuras 21, 52 e 53, nota-se que a corrente i_d está relacionada fortemente com o controle do enfraquecimento do fluxo dos ímãs permanentes e do conjugado de relutância, enquanto que a corrente i_q está relacionada ao controle de ambos os conjugados eletromagnético e de relutância (Pellegrino; Bojoi; Guglielmi, 2011). As Figuras 54 e 55 mostram as curvas do conjugado total e dos conjugados eletromagnético e de relutância respectivamente. Estas Figuras, juntamente com as curvas das correntes i_d e i_q comprovam o descrito acima em relação ao efeito das correntes no controle do motor em MTPA, MAP e MTPV.

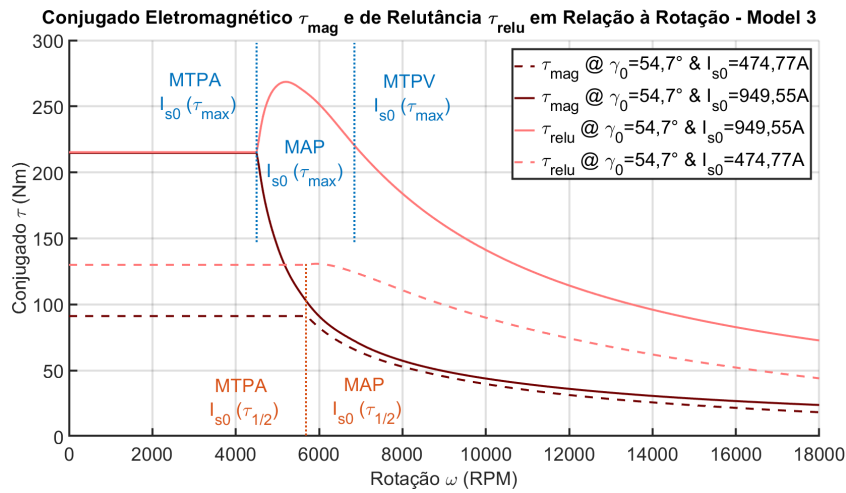
É evidente que com as variações das correntes i_d e i_q observadas nas Figuras 52 e 53, o ângulo de avanço também varia. A curva de γ pode ser encontrada na Figura 56 e serve para corroborar os pontos discutidos em relação a variação das correntes d e q.

Figura 54 – Conjugado Total em Função da Rotação no PMSM Model 3.



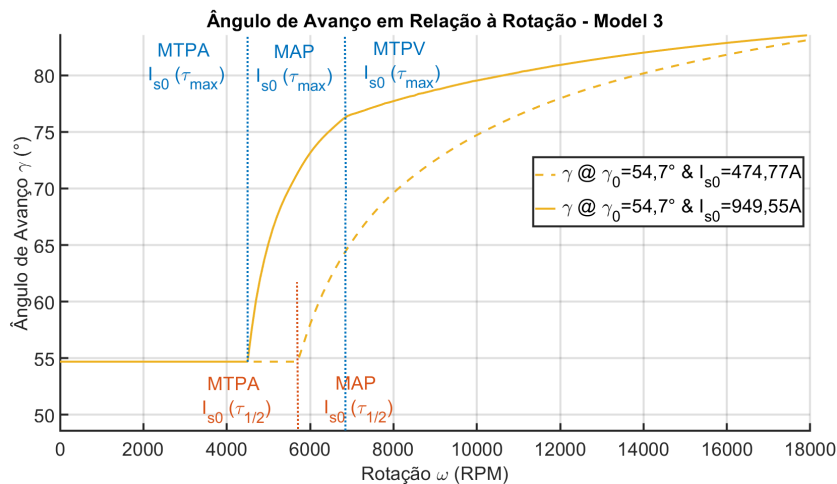
Fonte: Autor

Figura 55 – Conjugado Eletromagnético e de Relutância em Função da Rotação no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

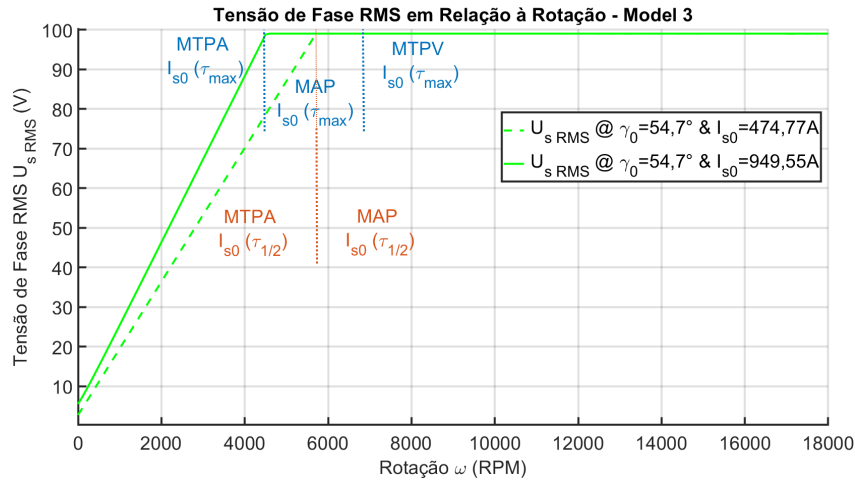
Figura 56 – Ângulo de Avanço em Função da Rotação no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

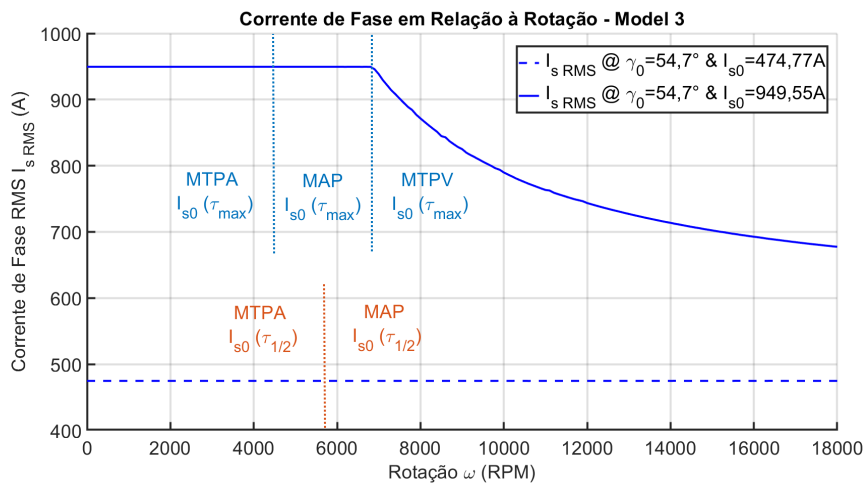
As simulações da tensão e corrente de fase RMS também evidenciam as observações realizadas nesta subseção, e podem ser encontradas nas Figuras 57 e 58, onde também é possível perceber quando o motor transita entre MTPA, MAP e MTPV.

Figura 57 – Tensão de Fase RMS em Função da Rotação no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

Figura 58 – Corrente de Fase RMS em Função da Rotação no PMSM Model 3.

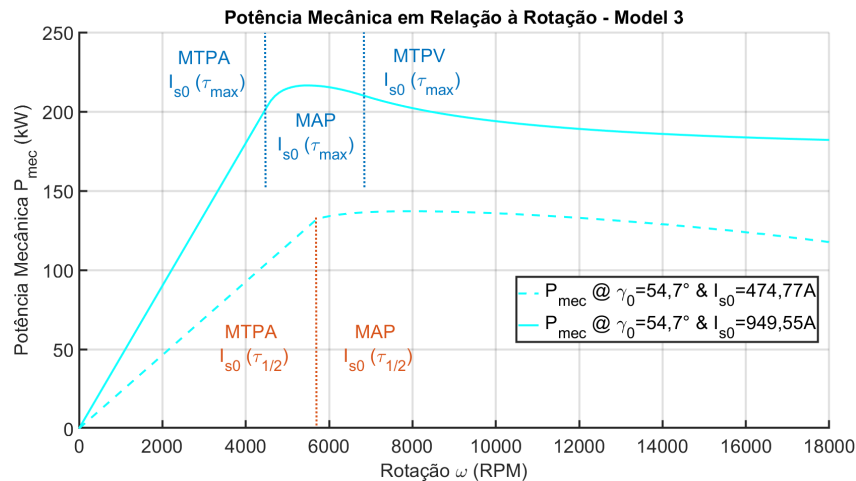


Fonte: Autor

Analisando as Figuras 57 e 58, pode-se confirmar que de fato a região intermediária corresponde a MAP (*maximum apparent power*), pois nela ambos os valores RMS da corrente de fase e tensão de fase estão constantes, onde a tensão atingiu seu valor máximo. Para $I_{s0}(\tau_{max})$, a corrente começa a decrescer quando se entra na região de MTPV, pois conforme discutido anteriormente, a força contraeletromotriz nesta rotação atinge um valor no qual a tensão de alimentação, já em seu valor máximo, não consegue manter a corrente no valor de $I_{s0}(\tau_{max})$. Porém para $I_{s0}(\tau_{1/2})$, isto não ocorre, pois a corrente a qual a tensão alimentadora precisa manter é bem mais baixa, e o motor consegue manter a sua operação com a corrente $I_{s0}(\tau_{1/2})$ em MAP durante todo o intervalo de rotações após a tensão atingir seu limite.

Após analisadas as simulações das curvas envolvendo tensões, correntes e conjugados, são analisadas as curvas referentes as potências. A Figura 59 mostra a curva da potência mecânica entregue P_{mec} em relação a rotação. Nesta curva, nota-se que a P_{mec} máxima encontra-se na região de MAP, em rotação próxima dos 5000 RPM e atinge um valor de 216,5 kW para $I_{s0}(\tau_{max})$, o qual é bem próximo dos 211 kW encontrados na Seção 3.1, confirmando que a simulação possui um bom nível de confiança.

Figura 59 – Potência Mecânica Entregue em Função da Rotação no PMSM Model 3.



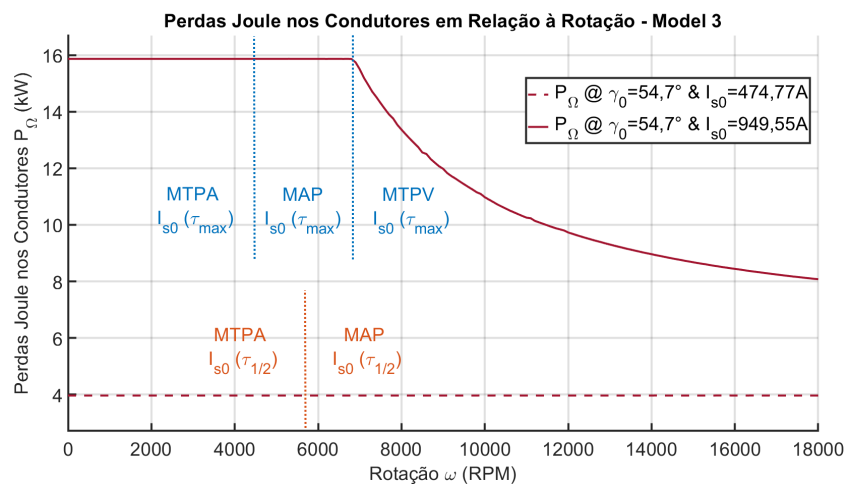
Fonte: Autor

Depois de passar pelo ponto máximo, a potência entregue começa a cair, visto que o conjugado decresce com o aumento da rotação. Esta curva informa que o veículo terá cada vez menos força para atingir rotações elevadas, e se as forças contrárias locais como a resistência do ar, desníveis e força de arraste forem muito grandes, o motor pode não conseguir alcançar sua rotação máxima. Apesar disso, nota-se que a P_{mec} para a rotação máxima ainda é bem elevada, aproximadamente 182,1 kW para $I_{s0}(\tau_{max})$, o que representa uma queda de apenas 15,89% em relação a potência máxima. Esta baixa queda mostra que o IPMSM Model 3 consegue manter uma ótima operação em altas rotações para cenários que exijam uma entrega de potência mais elevada, como terrenos com bastante arraste, condições de vento forte, subidas, entre outros, em relação a veículos com motores que possuam uma queda de potência mecânica entregue em relação a rotação mais elevada. O motivo da baixa queda de P_{mec} pode ser explicada pela baixa queda de corrente de fase RMS necessária em MTPV. O que determina a rapidez com que as correntes i_d e i_q decaiam são as quedas de tensão nas impedâncias de eixo direto e de quadratura respectivamente. É necessário que o valor das indutâncias sejam significativos ao ponto de possibilitar o enfraquecimento de fluxo (L_d) e a produção de conjugado (ambas L_d e L_q), porém valores muito elevados ocasionarão em elevadas quedas de tensão. Mesmo que a capacidade de enfraquecimento de fluxo seja melhorada com o aumento da indutância e o motor consiga operar em rotações mais elevadas, valores elevados de indutância reduzirão rapidamente a capacidade do motor entregar um conjugado mais elevado para altas velocidades devido a

diminuição rápida da corrente (Hendershot; Miller, 2010). Nota-se que no PMSM Model 3, as indutâncias possibilitam uma larga faixa de frequências em respeito ao seu número de polos com uma baixa queda de potência de 15,89% após atingida a potência máxima.

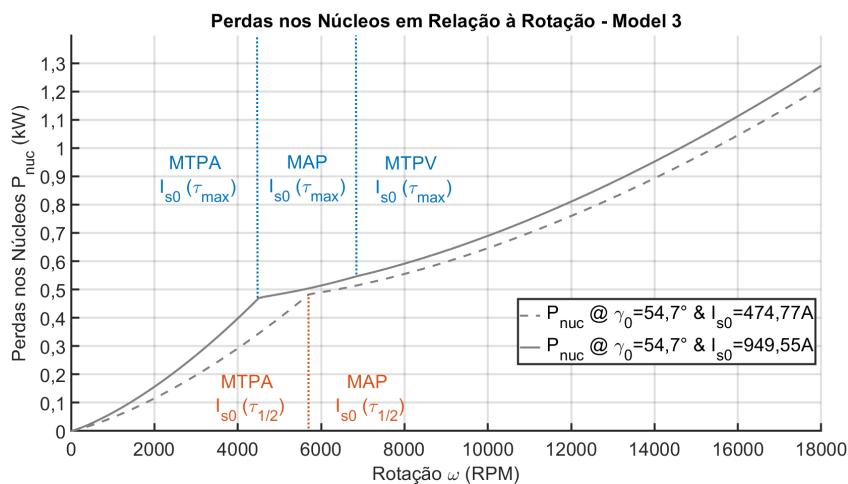
As simulações de rendimento e perdas são importantes para se avaliar o desempenho do motor. As simulações das perdas ôhmicas nos condutores P_{Ω} e das perdas nos núcleos do rotor e estator P_{nuc} estão presentes nas Figuras 60 e 61.

Figura 60 – Perdas nos Condutores em Função da Rotação no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

Figura 61 – Perdas nos Núcleos em Função da Rotação no PMSM Model 3.



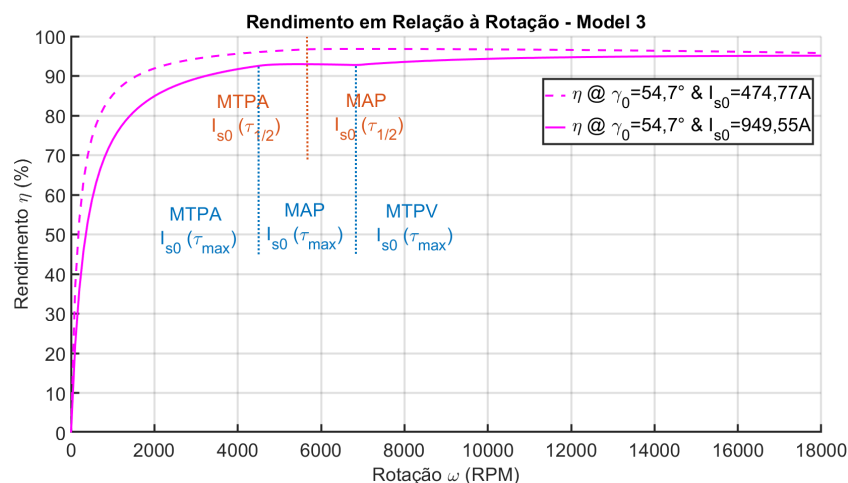
Fonte: Autor

Conforme é de se esperar, P_{Ω} é quadraticamente proporcional à corrente de fase, permanece constante enquanto a corrente é constante e diminui rapidamente quando a corrente começa a diminuir. O valor máximo atingido de P_{Ω} se mantém durante toda operação em MTPA e MAP para $I_{s0}(\tau_{max})$ e é igual a 15,9 kW. O seu valor diminui significativamente quando o motor entra em MTPV e diminui a corrente circulante pelos condutores, e para rotação máxima seu valor diminui para 8,0 kW. Já as perdas nos núcleos

do rotor e estator aumentam gradativamente com o aumento da rotação, o que é de se esperar visto que são perdas diretamente proporcionais ao aumento da frequência. Nota-se a partir da Figura 61 que a partir da transição para MAP, P_{nuc} aumenta mais lentamente, pois entrou-se na região de enfraquecimento de fluxo, e freando-se o aumento do fluxo no motor, há um aumento mais lento destas perdas por correntes parasitas e histerese. A P_{nuc} mais elevada se encontra na rotação máxima, onde atinge um valor de 1,3 kW para $I_{s0}(\tau_{max})$, valor significativamente menor que o menor valor de perdas ôhmicas nos condutores, o que é esperado de um PMSM com enrolamentos distribuídos.

Logo, como o somatório de perdas diminui em altas rotações, é de se esperar que o rendimento do motor aumente com o aumento da rotação. A Figura 62 mostra o rendimento do motor em relação a rotação e confirma esta conclusão. Também se nota nesta figura que o rendimento é maior quando se usa $I_{s0}(\tau_{1/2})$, devido as menores perdas ôhmicas durante toda a faixa de rotação, porém ela diminui levemente em altas rotações, pois a corrente utilizada não é reduzida em MAP, o que não reduz as perdas nos condutores. Isto faz com que as perdas totais aumentem devido as perdas nos núcleos crescentes, entretanto este aumento é pouco significativo comparado com a perda fixa nos condutores, o que explica somente uma pequena redução no rendimento. Fica evidente que são as perdas nos condutores que governam majoritariamente o valor do rendimento, pois as mesmas são muito mais significativas que as perdas nos núcleos para este motor. Isso foi previsto no Capítulo 2, onde foi visto que motores de enrolamentos distribuídos possuem elevadas perdas ôhmicas devido ao maior comprimento de condutores.

Figura 62 – Rendimento em Função da Rotação no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

Por fim, o Quadro 8 mostra um resumo das informações mais importantes que podem ser extraídas das simulações de desempenho em função de $I_{s0}(\tau_{max})$ e $I_{s0}(\tau_{1/2})$ comentadas acima. O item de mínima potência mecânica atingida se refere a menor

potência após se atingir a potência máxima, a fim de se observar a queda de potência após o motor entrar em regiões de enfraquecimento de fluxo.

Quadro 8 – Características Relevantes de Desempenho do IPMSM Model 3.

Característica	$I_{s0}(\tau_{max})$	$I_{s0}(\tau_{1/2})$
Máx. Conjugado Atingido	430,0 Nm	221,2 Nm
Mín. Conjugado atingido	96,6 Nm	62,4 Nm
Redução do Conjugado	77,5 %	71,8 %
Máx. Potência Mecânica atingida	216,5 kW	137,1 kW
Mín. Potência Mecânica atingida	182,1 kW	117,6 kW
Redução da Potência Mecânica	15,9 %	14,2 %
Máx. Perda nos Condutores atingida	15,9 kW	4,0 kW
Mín. Perda nos Condutores atingida	8,0 kW	4,0 kW
Redução da Perda nos Condutores	49,7 %	0%
Máx. Perda nos Núcleos atingida	1,3 kW	1,2 kW
Faixa de Rotação em Conjugado Máx.	0 - 4530 RPM	0 - 5710 RPM
Faixa de Rotação em MTPA	0 - 4500 RPM	0 - 5700 RPM
Faixa de Rotação em MAP	4500 - 6800 RPM	5700 - 18000 RPM
Faixa de Rotação em MTPV	6800 - 18000 RPM	-

Fonte: Autor

5.4.2 Prius

As simulações de desempenho do PMSM Prius também foram feitas utilizando o bloco de análise D-Q do software MotorXP-PM. Os parâmetros do modelo D-Q para este motor podem ser encontrados no Quadro 9.

Quadro 9 – Parâmetros e Valores Considerados para a Criação do Modelo D-Q do PMSM Prius.

Tolerância de Convergência	0,001
Máxima Corrente RMS Injetada	250 A
Passo de Corrente	10 A (26 valores)
Passo de Ângulo de Avanço	5° (72 valores)
Número de Posições do Rotor	8

Fonte: Autor

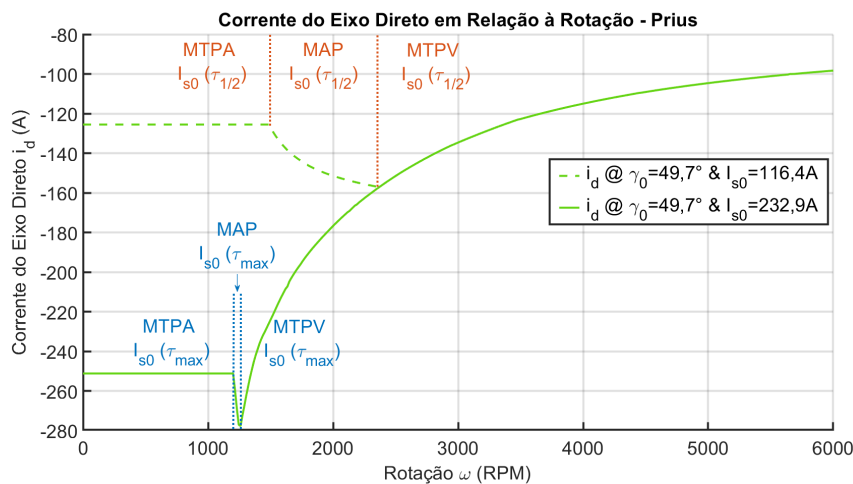
Os valores foram escolhidos com o critério de se obter um resultado preciso e confiável, porém com um tempo de criação do modelo factível. Com esses valores de parâmetros, o tempo de criação do modelo DQ para o PMSM Prius foi de 3 horas e 46 minutos.

Assim como na Subseção 5.4.1, levanta-se as curvas das simulações de desempenho de interesse a partir do modelo DQ criado. As curvas levantadas são as descritas na Seção 4.4, da mesma forma a qual foi feita nas simulações de desempenho do PMSM Model 3.

Nas simulações, foram utilizados os valores de corrente de conjugado máximo $I_{s0}(\tau_{max})$ de 232,9 A e de corrente de metade do conjugado máximo $I_{s0}(\tau_{1/2})$ de 116,4 A, ambas com um ângulo de avanço de máximo conjugado γ_0 de 49,7°. Assim como na Subseção 5.4.1, estes valores de corrente e ângulo de avanço iniciais se mantêm até a entrada do motor em regiões onde se altera o algoritmo de controle (de MTPA para MAP e para MTPV) e ocorre o enfraquecimento de fluxo (MAP e MTPV). Para o algoritmo de controle referente ao enfraquecimento de fluxo, utilizou-se a tensão limite de 160,6 V, referente a tensão de alimentação para as condições de máxima potência do motor, máximo conjugado e rotação nominal aproximada. Estes valores de corrente e tensão referenciados acima foram encontrados na Subseção 5.3.2. Para a análise das simulações de desempenho do PMSM Prius, grande parte dos conceitos em relação as curvas já foram descritos na análise de desempenho do PMSM Model 3, e serão repetidos apenas se necessário para esta análise. Estes conceitos já vistos podem ser encontrados na Subseção 5.4.1. Esta seção tem um enfoque maior na comparação dos resultados entre os modelos, as quais são feitas ao longo da mesma.

A primeira simulação a ser apresentada é da corrente de eixo direto em função da rotação, a qual pode ser encontrada na Figura 63. Nesta curva também pode se observar de forma muito clara a transição do algoritmo de controle, passando de MTPA para MAP e MTPV nas curvas da corrente $I_{s0}(\tau_{max})$ e $I_{s0}(\tau_{1/2})$. Estes pontos de transição estão identificados em todas as figuras das simulações de desempenho em função da rotação.

Figura 63 – Corrente de Eixo Direto em Função da Rotação no PMSM Prius.



Fonte: Autor

Em comparação com o desempenho do PMSM Model 3, nota-se que o PMSM Prius necessita entrar nas regiões de MAP e MTPV para ambas $I_{s0}(\tau_{max})$ e $I_{s0}(\tau_{1/2})$, o que não ocorre no Model 3. A corrente $I_{s0}(\tau_{1/2})$ ainda é um valor alto o suficiente para que o inversor não consiga manter esta corrente durante toda a faixa de operação após atingido o limite de tensão devido ao aumento da força contraeletromotriz para as rotações mais elevadas, fazendo com que se entre em MTPV e se diminua a corrente no caso da $I_{s0}(\tau_{1/2})$.

Para a corrente $I_{s0}(\tau_{max})$, a região de operação em MAP é muito estreita, limitando-se a uma faixa de rotação menor que 100 RPM.

Observa-se que a limitação de tensão no PMSM Prius ocorre muito mais rapidamente do que no PMSM Model 3. Isto significa que, em proporção ao número de polos, o PMSM Prius necessita utilizar sua tensão máxima para produzir a corrente máxima proporcionalmente antes do que no PMSM Model 3. Essa proporção pode ser melhor vista calculando-se a frequência de alimentação de cada motor para a rotação onde o motor atinge o limite da tensão através da Equação 5.4.1.

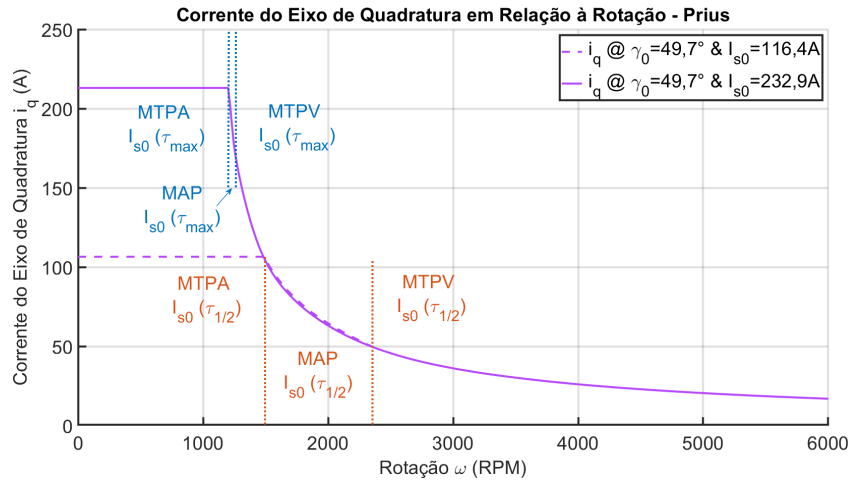
$$f = \frac{f_{rot}P}{120} \quad (5.4.1)$$

Para o Model 3, a frequência de alimentação na rotação onde se atinge a tensão máxima é de 225 Hz, enquanto que para o Prius, é de 80 Hz. A força contraeletromotriz é diretamente proporcional a frequência de alimentação, o que leva a conclusão de que para o PMSM Prius, mesmo com uma força contraeletromotriz menor, o motor necessita de sua tensão máxima de 160,6 V para frequências de alimentação mais baixas em comparação com as que o PMSM Model 3 necessita de sua tensão máxima de 99,05 V. Isso se explica pelas altas quedas de tensão nas impedâncias do PMSM Prius, as quais são maiores do que no Model 3. Observa-se através das Equações 2.3.7 e 2.3.8 que as indutâncias L_{sq} e L_{sd} impactam inversamente na corrente que será produzida, ou seja, quanto maiores as indutâncias, maior será a tensão necessária para produzir a corrente desejada. Conforme discutido na Seção 5.4.1, as indutâncias são necessárias para produção de conjugado e habilidade de enfraquecimento de fluxo. Deve-se projetar de forma otimizada os valores para que não haja uma acentuada queda de tensão nas impedâncias e para que a corrente não decaia rapidamente após atingido o limite da tensão. A dimensão das indutâncias e suas variações com a corrente de ambos os motores Prius e Model 3 são vistos na Seção 5.5, onde se observa que as indutâncias L_{sq} e L_{sd} são ordens de grandeza maiores no PMSM Prius do que no PMSM Model 3. Isso já pode ser inferido na presente seção devido ao PMSM Prius entrar proporcionalmente mais cedo nas regiões de MAP e MTPV que o PMSM Model 3.

A Figura 64 mostra a corrente do eixo de quadratura em relação a rotação. Nota-se que a mesma decai proporcionalmente mais rápido que para o PMSM Model 3, fato que também reforça o observado acima em relação as indutâncias.

Assim como na Subseção 5.4.1, a partir das simulações das correntes direta e de quadratura e das Figuras 65, 66 e 67, as quais mostram as curvas de simulação para o conjugado total, conjugados eletromagnético e de relutância e ângulo de avanço respectivamente, nota-se as relações da corrente i_d com o controle do enfraquecimento do fluxo dos ímãs permanentes e do conjugado de relutância e da corrente i_q com o controle de ambos os conjugados. Observa-se que o breve pico do conjugado de relutância para

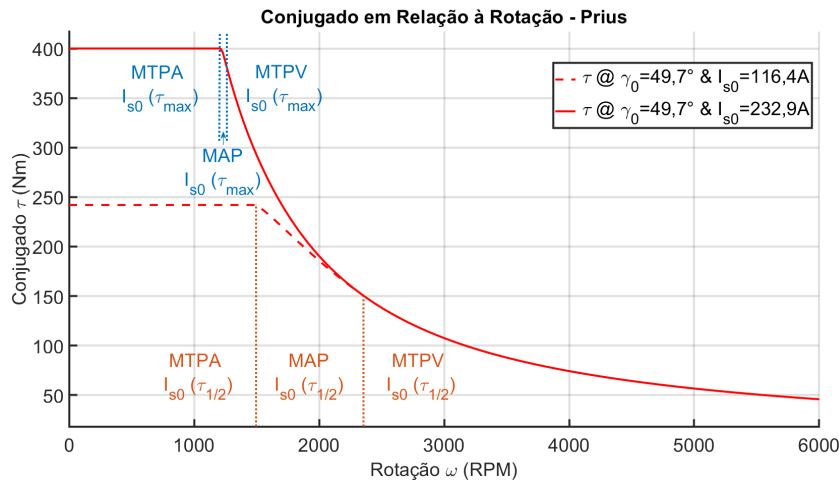
Figura 64 – Corrente de Eixo de Quadratura em Função da Rotação no PMSM Prius.



Fonte: Autor

$I_{s0}(\tau_{max})$ é devido ao breve pico da corrente i_d , e o mesmo começa a decair com o rápido decaimento das correntes. O mesmo é válido para $I_{s0}(\tau_{1/2})$, onde o pico do conjugado de relutância é breve, pois mesmo a corrente i_d aumentando sua magnitude durante uma região maior de MAP, a queda da corrente i_q acaba fazendo com que o conjugado de relutância volte a cair rapidamente. O conjugado eletromagnético em ambos os casos decai rapidamente também devido ao rápido decaimento da corrente i_q .

Figura 65 – Conjugado Total em Função da Rotação no PMSM Prius.



Fonte: Autor

As simulações da tensão e corrente de fase RMS, presentes nas Figuras 68 e 69, mostram que de fato a região de MAP para $I_{s0}(\tau_{max})$ é muito estreita, mal podendo ser observada. Além disso, também se observa a rapidez com que a corrente de fase RMS decai quando comparada com a simulação da mesma no PMSM Model 3 presente na Figura 58, o que faz sentido com o observado acima em relação a rápida diminuição das correntes i_d e i_q e do conjugado total. Com a análise conjunta destas duas figuras, torna-se evidente que

Figura 66 – Conjugado Eletromagnético e de Relutância em Função da Rotação no PMSM Prius.

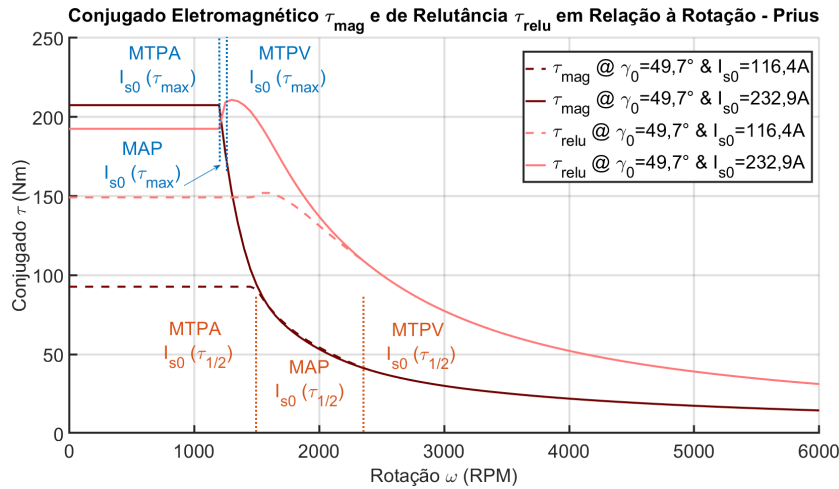
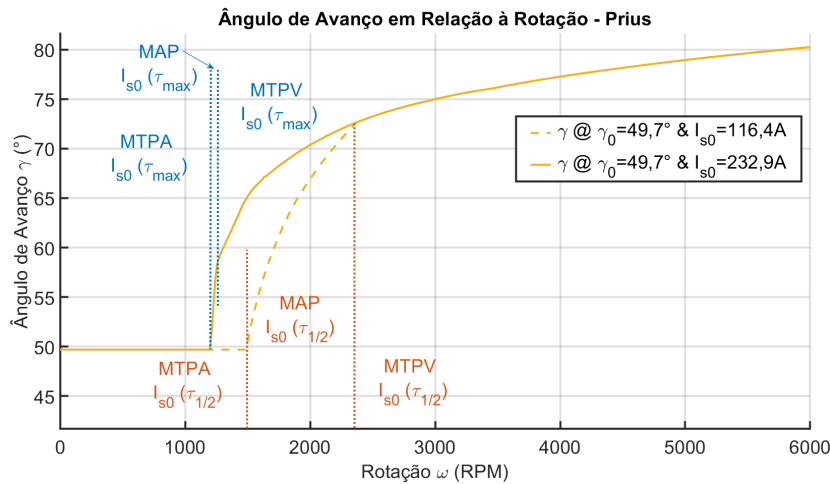


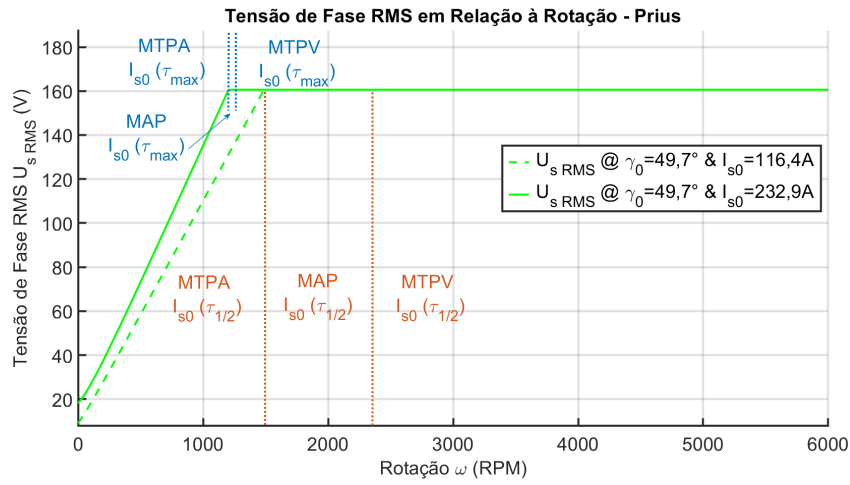
Figura 67 – Ângulo de Avanço em Função da Rotação no PMSM Prius.



em MTPV, a tensão limite não consegue limitar a diminuição da corrente de forma eficaz. Observa-se uma queda de 50% da corrente $I_{s0}(\tau_{max})$ já para uma rotação de 2370 RPM, apenas 1170 RPM a mais do que a frequência de entrada em MAP de 1200 RPM. Se comparado com o PMSM Model 3, no mesmo não se observa uma queda nem próxima de 50% da corrente $I_{s0}(\tau_{max})$ em toda sua faixa de operação de 0 a 18000 RPM, o que mostra a dificuldade do PMSM Prius nas quedas de tensão de em suas impedâncias elevadas.

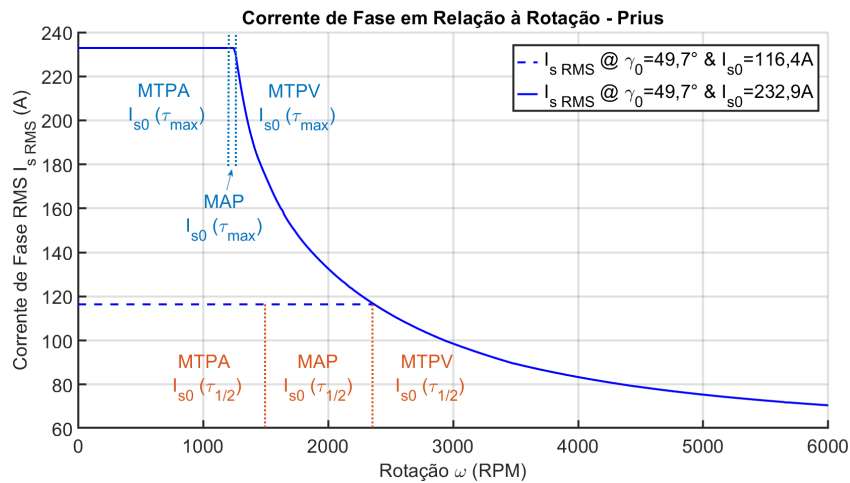
Após analisadas as simulações das curvas envolvendo tensões, correntes e conjugados, também se analisa as curvas referentes às potências. A Figura 70 mostra a curva da potência mecânica entregue P_{mec} em relação a rotação. Nesta curva, nota-se que a P_{mec} máxima encontra-se na região de MAP, em rotação de 1230 RPM e atinge um valor de 50,9 kW para $I_{s0}(\tau_{max})$, o qual é bem próximo dos 50 kW encontrados na Seção 3.2, confirmando que essa simulação também possui um bom nível de confiança. A região onde o motor

Figura 68 – Tensão de Fase RMS em Função da Rotação no PMSM Prius.



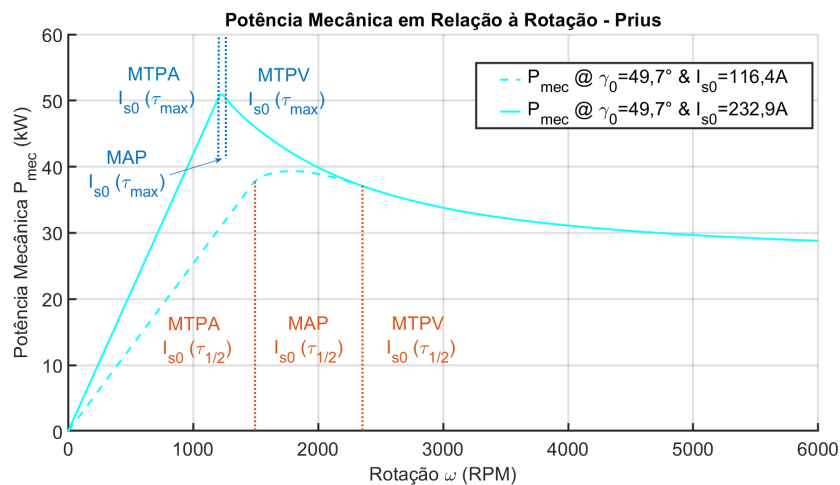
Fonte: Autor

Figura 69 – Corrente de Fase RMS em Função da Rotação no PMSM Prius.



Fonte: Autor

Figura 70 – Potência Mecânica Entregue em Função da Rotação no PMSM Prius.

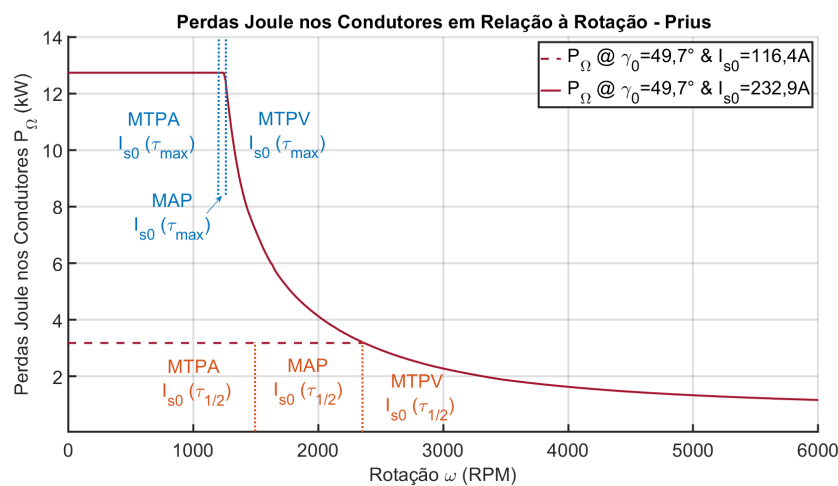


Fonte: Autor

possui uma potência próxima do valor máximo é bem baixa, consequência da estreita região de MAP para $I_{s0}(\tau_{max})$. Após esta estreita região de máxima potência, o decaimento da mesma é notável, atingindo um valor mínimo de 28,8 kW na rotação máxima. Isto representa uma queda de potência de 43,4%, significativamente maior do que a apresentada no PMSM Model 3 de 15,9%. Isso mostra que o PMSM Prius pode não ser uma boa escolha de dispositivo de tração em que o veículo necessite de potências próximas da máxima para velocidades mais elevadas, podendo ter uma queda de rendimento e não entregar o desejado em altas velocidades, a depender das condições físicas impostas ao veículo. Novamente o motivo por esta queda mais rápida da potência mecânica se deve a rápida queda de corrente que acontece após se atingir o limite de tensão devido as altas quedas de tensão nas impedâncias do motor, conforme descrito nos parágrafos acima. Como a potência entregue é diretamente proporcional a corrente de fase RMS, um rápido decaimento da mesma ocasiona em um rápido decaimento da potência, o que de fato se observa.

Em relação as perdas do PMSM Prius, as Figuras 71 e 72 mostram as curvas de simulação obtidas das perdas ôhmicas nos condutores e das perdas nos núcleos do rotor e estator respectivamente.

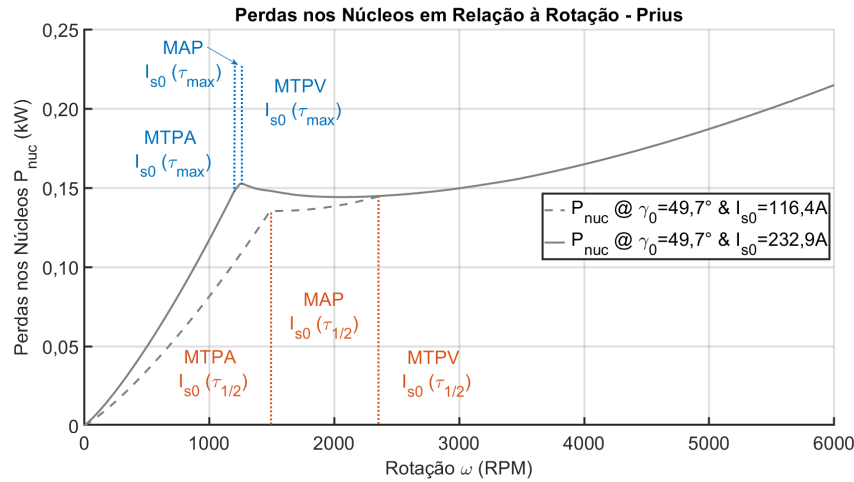
Figura 71 – Perdas nos Condutores em Função da Rotação no PMSM Prius.



Fonte: Autor

Conforme é de se esperar, P_{Ω} é quadraticamente proporcional à corrente de fase, permanece constante enquanto a corrente é constante e diminui muito rapidamente devido à rápida diminuição da corrente neste motor. O valor máximo atingido de P_{Ω} se mantém durante toda operação em MTPA e MAP para $I_{s0}(\tau_{max})$ em um valor de 12,7 kW, enquanto que a mesma diminui durante toda região de MTPV, atingindo um valor mínimo de 1,2 kW em sua rotação máxima. Para a comparação de P_{Ω} entre os motores Prius e Model 3, primeiramente é importante relembrar os valores de resistência de fase descritos nas Seções 3.1 e 3.2, onde foram encontrados os valores de R_s para o PMSM Model 3 de 4,75

Figura 72 – Perdas nos Núcleos em Função da Rotação no PMSM Prius.



Fonte: Autor

m Ω e para o PMSM Prius de 50,61 m Ω . Nota-se que o valor da resistência de fase do PMSM Prius é em torno de 10 vezes maior, porém como a corrente de fase do Model 3 é em torno de 4 vezes maior que do Prius e as perdas nos condutores são quadraticamente proporcional a corrente. Isso acarreta nas perdas dos condutores para o PMSM Prius serem apenas um pouco menores do que no PMSM Model 3, mesmo com uma corrente muito menor. A partir dos resultados das simulações das perdas nos condutores, notou-se que a perda máxima nos condutores para o PMSM Model 3 é apenas 1,25 vezes maior do que no a perda nos condutores máxima para o PMSM Prius.

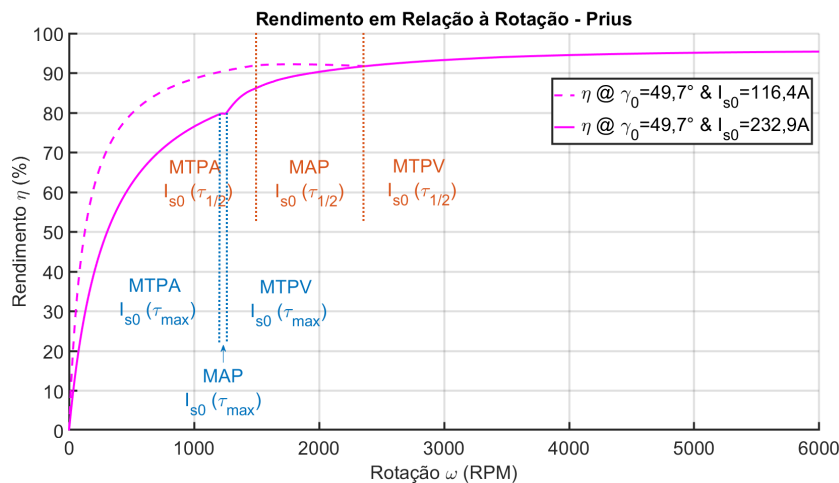
Já as perdas nos núcleos do rotor e estator em magnitude são bem menores para o PMSM Prius. Porém, deve se considerar que as perdas nos núcleos dependem da frequência de alimentação das correntes que produzem o fluxo magnético e do tamanho do motor (potência), como se observa na Figura 26. Logo, para comparar justamente as perdas nos núcleos de ambos motores, esses pontos devem ser levados em consideração. Comparando-se as perdas nos núcleos no ponto de máxima potência, o PMSM Prius possui perdas de 0,151 kW com uma frequência de alimentação de 82 Hz (1230 RPM) com 50,9 kW de potência entregue, enquanto que o PMSM Model 3 possui perdas de 0,484 kW com uma frequência de alimentação de 250 Hz (5000 RPM) com 216,5 kW de potência entregue. Para esta situação, considerando-se as perdas nos núcleos proporcionalmente em relação a frequência de alimentação e potência, estas perdas no PMSM Prius são proporcionalmente 4 vezes maiores, considerando a potência máxima de cada motor como o fator tamanho. Fazendo essa análise para o ponto de máximas perdas nos núcleos de cada motor, o Prius possui uma perda de 0,215 kW com uma frequência de alimentação de 400 Hz (6000 RPM), e o PMSM Model 3 possui 1,291 kW com 900 Hz (18000 RPM). Neste ponto, as perdas no PMSM Prius são proporcionalmente 1,6 vezes maiores do que no PMSM Model 3. Essas análises para estimar qual motor possui proporcionalmente mais perdas nos núcleos são

aproximações considerando-se linear a relação de frequência e potência com as perdas nos núcleos, o que não é totalmente correto, porém pode ser utilizada para fins de comparação.

Analisando a curva de simulação das perdas nos núcleos para o PMSM Prius, nota-se que após se iniciar a região de MTPV, estas perdas têm um crescimento bem menos acentuado do que na região de MTPA. Isso é devido ao fato da corrente de fase RMS diminuir rapidamente, diminuindo o fluxo presente nos núcleos e reduz o aumento dessas perdas. Para o Model 3, a curva dessas perdas para MTPV cresce com maior rapidez, pois a corrente decresce mais lentamente. Em ambos motores os aspectos construtivos reduzem significativamente as perdas nos núcleos do rotor e estator.

Assim como no Model 3, o somatório de perdas diminui em altas rotações. Com isso o PMSM Prius também tem seus valores de rendimento mais altos para rotações mais elevadas. A Figura 73 mostra o rendimento do motor em relação a rotação e confirma esta conclusão. Também nota-se nesta figura que o rendimento é maior quando se usa $I_{s0}(\tau_{1/2})$ somente até a passagem para MTPV da curva com $I_{s0}(\tau_{1/2})$, pois a partir daquele ponto as correntes de fase RMS seguem com o mesmo valor, obtendo perdas iguais e conseqüentemente, rendimentos iguais. Em ambos os PMSMs Model 3 e Prius se atinge um rendimento máximo entre 95% e 96%, nas regiões próximas à máxima rotação, porém o PMSM Prius possui um rendimento não tão alto na região de MTPA e MAP para $I_{s0}(\tau_{max})$, apenas aumentando e ultrapassando os 90% em rotações mais elevadas.

Figura 73 – Rendimento em Função da Rotação no PMSM Prius.



Por fim, o Quadro 10 mostra um resumo das informações mais importantes que podem ser extraídas das simulações de desempenho em função de $I_{s0}(\tau_{max})$ e $I_{s0}(\tau_{1/2})$ comentadas acima. Assim como no Quadro 8, o item de mínima potência mecânica atingida se refere a menor potência após se atingir a potência máxima, a fim de se observar a queda de potência após o motor entrar em regiões de enfraquecimento de fluxo.

Quadro 10 – Características Relevantes de Desempenho do IPMSM Prius.

Característica	$I_{s0}(\tau_{max})$	$I_{s0}(\tau_{1/2})$
Máx. Conjugado Atingido	400,0 Nm	241,9 Nm
Mín. Conjugado atingido	45,8 Nm	45,8 Nm
Redução do Conjugado	88,5 %	81,1 %
Máx. Potência Mecânica atingida	50,9 kW	39,3 kW
Mín. Potência Mecânica atingida	28,8 kW	28,8 kW
Redução da Potência Mecânica	43,4 %	26,7 %
Máx. Perda nos Condutores atingida	12,7 kW	3,2 kW
Mín. Perda nos Condutores atingida	1,2 kW	1,2 kW
Redução da Perda nos Condutores	90,6 %	62,5%
Máx. Perda nos Núcleos atingida	0,2 kW	0,2 kW
Faixa de Rotação em Conjugado Máx.	0 - 1210 RPM	0 - 1500 RPM
Faixa de Rotação em MTPA	0 - 1200 RPM	0 - 1500 RPM
Faixa de Rotação em MAP	1200 - 1260 RPM	1500 - 2350 RPM
Faixa de Rotação em MTPV	1260 - 6000 RPM	2350 - 6000 RPM

Fonte: Autor

5.5 Variações das Indutâncias em Relação a Corrente

Esta Seção contém as simulações referentes a análise da variação das indutâncias de eixo direto e de eixo de quadratura em relação a corrente de fase RMS utilizada. Para ambos os motores, são apresentadas simulações das indutâncias L_d e L_q com a variação linear direta das correntes i_d e i_q respectivamente, com valores variando de 0 A até $I_{s0}(\tau_{max})$ do respectivo motor. As simulações são realizadas com as rotações encontradas como nominais.

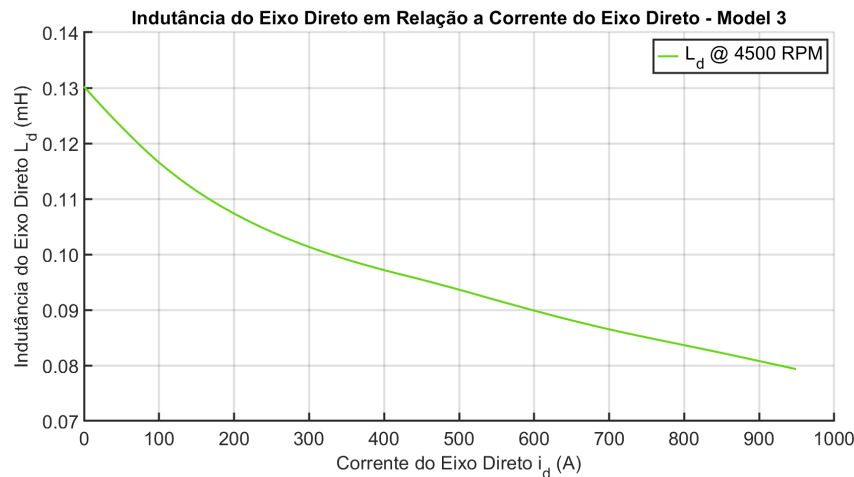
5.5.1 Model 3

As simulações da indutância do eixo direto em relação a corrente i_d e da indutância do eixo de quadratura em relação a corrente i_q podem ser encontradas nas Figuras 74 e 75 respectivamente. Ambas simulações foram feitas para rotação nominal de 4500 RPM.

Para a indutância L_d , nota-se de imediato o decréscimo da mesma, o que informa que o núcleo do rotor e estator ao longo do eixo direto já está saturado ou muito próximo de estar saturado antes mesmo de haver correntes circulando. Esta saturação já existente ocorre devido ao alto fluxo produzido pelos ímãs permanentes.

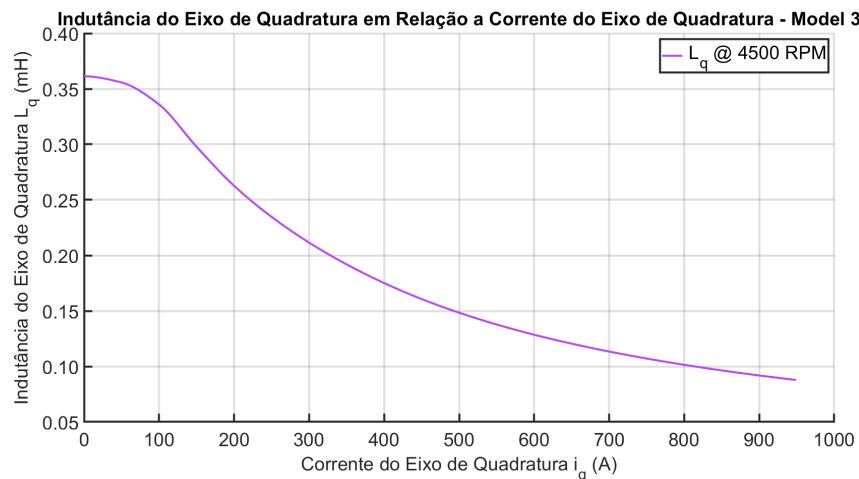
Já para a indutância L_q , observa-se que a mesma possui um pequeno intervalo de corrente onde não há muita variação da indutância, porém após esta pequena faixa de corrente o núcleo do estator e rotor ao longo do eixo de quadratura entra em saturação e a indutância começa a decrescer.

Figura 74 – Indutância do Eixo Direto em Relação a Corrente do Eixo Direto no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

Figura 75 – Indutância do Eixo de Quadratura em Relação a Corrente do Eixo de Quadratura no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

Percebe-se uma variação percentual muito maior para a indutância L_q do que para a indutância L_d . Isso se deve à saturação do núcleo do estator e rotor ao longo do eixo direto antes de se aplicar a corrente i_d . Assim, a curva da indutâncias é deslocada para uma região em que a diminuição da indutância já não é tão acentuada devido a saturação.

Pode-se concluir dessas simulações que o PMSM Model 3 opera em saturação dos eixos direto e de quadratura durante praticamente qualquer operação, o que é importante de se considerar para que o controle do motor seja efetivo. O Quadro 11 apresenta os valores máximos e mínimos das indutâncias direta e de quadratura, como também a porcentagem de variação dessas indutâncias.

Quadro 11 – Valores Simulados das Indutâncias L_d e L_q para o PMSM Model 3.

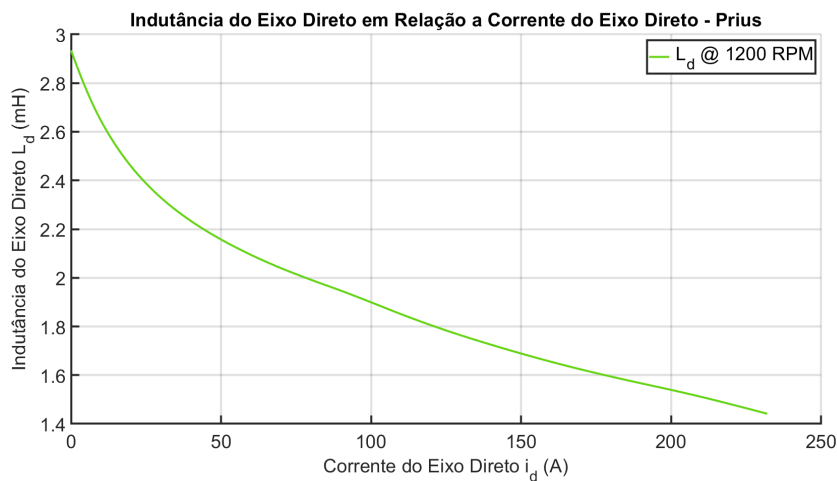
Indutância	Valor Máximo	Valor Mínimo	Variação
L_d	0,130 mH	0,079 mH	39,23%
L_q	0,361 mH	0,088 mH	75,62%

Fonte: Autor

5.5.2 Prius

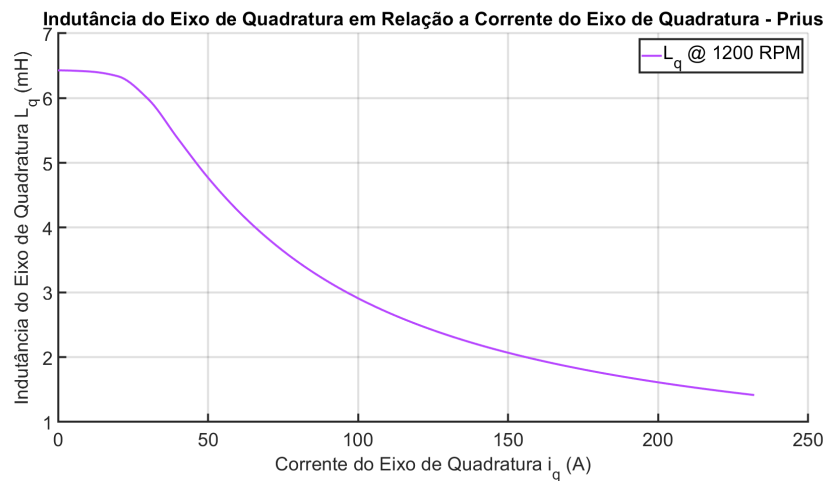
As simulações da indutância do eixo direto em relação a corrente i_d e da indutância do eixo de quadratura em relação a corrente i_q podem ser encontradas nas Figuras 76 e 77. Ambas simulações foram feitas para rotação nominal de 1200 RPM.

Figura 76 – Indutância do Eixo Direto em Relação a Corrente do Eixo Direto no PMSM Prius.



Fonte: Autor

Figura 77 – Indutância do Eixo de Quadratura em Relação a Corrente do Eixo de Quadratura no PMSM Prius.



Fonte: Autor

Nota-se o mesmo comportamento das indutâncias em relação as correntes no PMSM Prius que se observa no PMSM Model 3. Em comparação de valores, conforme foi previsto e observado nas Seções 5.4.1 e 5.4.2, verifica-se ao comparar os valores dos Quadros 11 e 12 que os valores das indutâncias do PMSM Prius são dezenas de vezes maiores do que no PMSM Model 3. Estes resultados fazem sentido com as conclusões tomadas em relação a rapidez da diminuição das correntes no PMSM Prius devido as altas quedas de tensão nas impedâncias do motor em relação ao PMSM Model 3.

No Quadro 12 constam os valores máximos e mínimos das indutâncias direta e de quadratura, como também a porcentagem de variação dessas indutâncias.

Quadro 12 – Valores Simulados das Indutâncias L_d e L_q para o PMSM Prius.

Indutância	Valor Máximo	Valor Mínimo	Variação
L_d	2,934 mH	1,441 mH	50,89%
L_q	6,428 mH	1,415 mH	77,99%

Fonte: Autor

5.6 Mapa de Rendimento Conjugado-Rotação

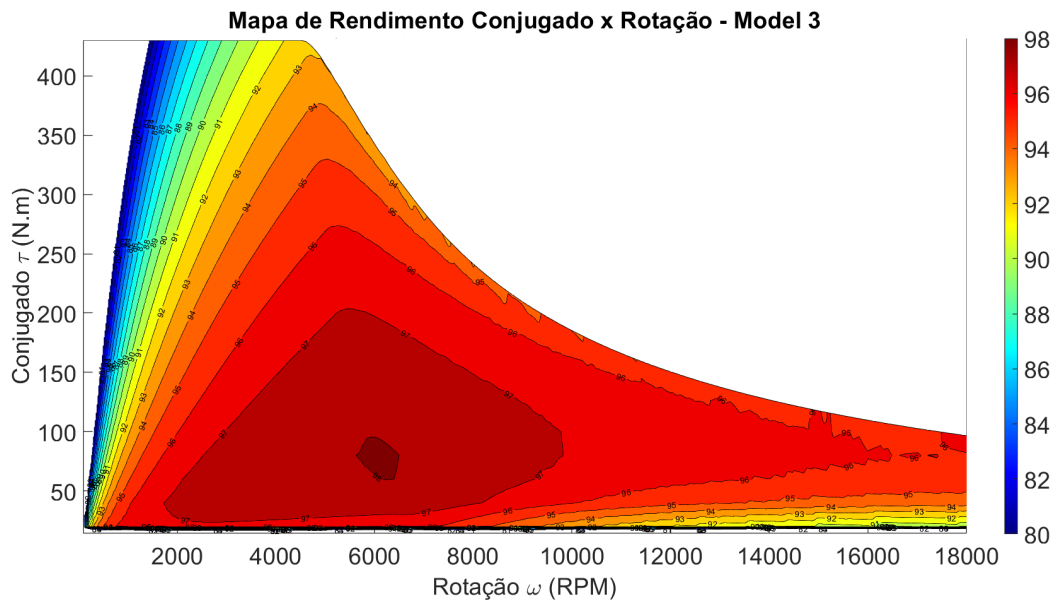
Esta seção apresenta os resultados das simulações dos mapas de rendimento em relação à pares de conjugado e rotação e detalhes desta simulação para ambos motores. Em ambas simulações retirou-se da visualização as curvas para rendimentos menores que 80%, para melhor visualização dos mesmos.

5.6.1 Model 3

Para esta simulação foram utilizados como dados de entrada a máxima tensão de fase RMS de 99,05 V, a máxima corrente de fase RMS de 949,55 A e a máxima rotação de 18000 RPM. O tempo de simulação para a geração do mapa de rendimento conjugado e rotação foi de 11 minutos e 31 segundos e o mesmo está presente na Figura 78.

A partir do mapa de rendimento desse motor, nota-se que o mesmo é muito versátil e possui um alto rendimento para uma grande área de pares conjugado e rotação. Apenas se observa rendimentos abaixo de 80% em regiões de alto conjugado e baixa rotação. A região onde se observa os maiores rendimentos, acima de 95%, é aquela em que o conjugado fica aproximadamente entre 50 Nm e 300 Nm, com rotações entre 1000 RPM e 15000 RPM, o que é uma grande faixa de valores para operação em alto rendimento. A faixa ideal de operação para esse motor, onde o rendimento é maior que 97%, está na região de conjugados entre 50 Nm e 200 Nm e rotações entre 2000 RPM e 10000 RPM. Essa área é consideravelmente grande, garantindo grande flexibilidade de operação em alto rendimento. Conforme visto na Seção 4.6, a caixa de engrenagens do VE Tesla Model 3 possui o fator

Figura 78 – Mapa de Rendimento Conjugado-Rotação no PMSM Model 3.



Fonte: Autor

de engrenagem de 9:1, o que significa que, caso o PMSM esteja operando com conjugado de 100 Nm e rotação de 9000 RPM, o eixo das rodas do veículo estará girando a 1000 RPM com um conjugado de 900 Nm. Considerando que a roda do veículo tenha em torno de 30 cm, a força propulsora do veículo neste ponto seria de aproximadamente 3 kN e a velocidade linear da roda em torno de 113 km/h.

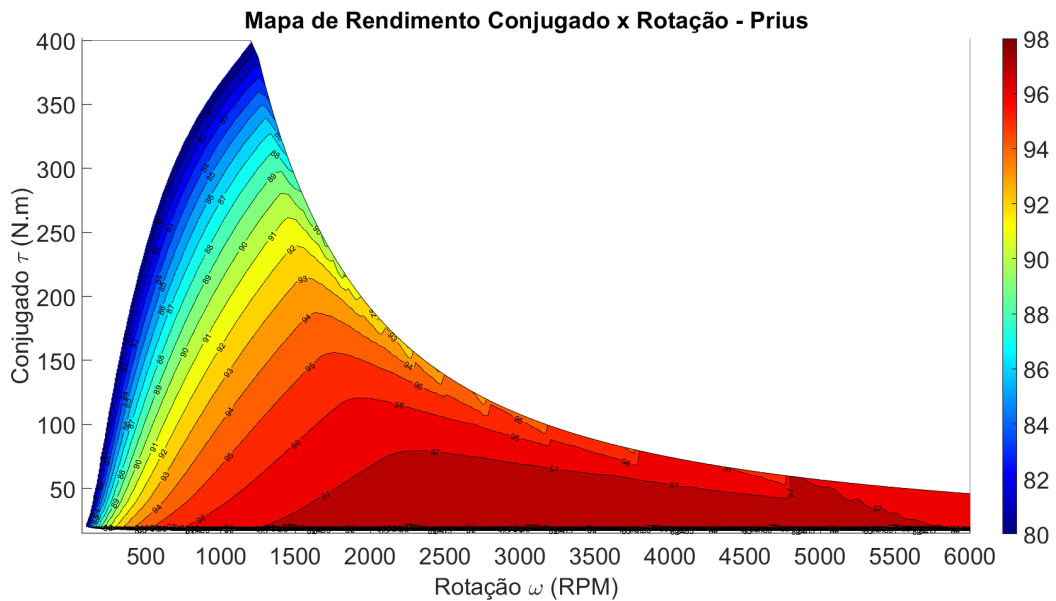
Como esse PMSM é o único equipamento propulsor do VE Tesla Model 3, é evidente que o mesmo precisa operar eficientemente em uma grande gama de valores de conjugado e rotação, e analisando-se a Figura 78, pode se dizer que o mesmo tem essa possibilidade.

5.6.2 Prius

Para essa simulação foram utilizados como dados de entrada a máxima tensão de fase RMS de 160,50 V, a máxima corrente de fase RMS de 232,9 A e a máxima rotação de 6000 RPM. O tempo de simulação para a geração do mapa de rendimento conjugado e rotação foi de 5 minutos e 19 segundos e o mesmo está presente na Figura 79.

A partir do mapa de rendimento deste motor, fica evidente que o mesmo possui uma região de alto rendimento menos uniformemente distribuída e levemente menor do que a do PMSM Model 3. Ao analisar a Figura 79, se observa a mesma característica que no Model 3 de rendimentos abaixo de 80% para altos conjugados em baixas velocidades, porém para o Prius esta área é maior. Também se nota que a área de altos rendimentos concentra-se em regiões de conjugados bem mais baixos do que seu valor máximo de 400 Nm. A região onde se observa os maiores rendimentos, acima de 95%, é aquela em que o

Figura 79 – Mapa de Rendimento Conjugado-Rotação no PMSM Prius.



Fonte: Autor

conjugado fica aproximadamente entre 25 Nm e 150 Nm, com rotações entre 1000 RPM e 6000 RPM. A partir deste mapa de rendimento do PMSM Prius, pode se concluir que o mesmo foi projetado para operar principalmente em regiões de conjugado menores que a metade do seu valor máximo.

Como esse PMSM é o equipamento propulsor secundário do veículo híbrido Prius atuando em motorização auxiliar, o mesmo em geral não possui uma larga faixa de operação. Este PMSM geralmente opera em regiões de alto rendimento, apenas auxiliando o motor à combustão a operar de forma mais eficiente. O dispositivo de engrenagens presente no Prius é a engrenagem planetária, a qual torna o veículo híbrido mais eficiente, por fazer com que o PMSM, o motor à combustão e o gerador elétrico operem no maior tempo possível em suas regiões de alto rendimento.

6 Conclusões

Neste projeto, se obtiveram diversos dados e características importantes dos PMSMs presentes nos veículos Tesla Model 3 2019 e Toyota Prius 2004. Com estes dados, foi possível a realização de uma detalhada análise de ambos motores de uso automotivo. Através destes resultados, constatou-se a eficácia das simulações com o software MotorXP-PM, com resultados coerentes com o estudado na revisão teórica. As simulações realizadas com este software em geral não consomem muito tempo de processamento computacional, apenas na criação do modelo DQ, o qual precisou de um período levemente elevado. Apesar disto, este software é perfeitamente adequado para computadores de uso pessoal.

Através dos resultados de desempenho, pode se observar que ambos motores são de ótima qualidade. Utilizando-se das corretas estratégias de controle e uso com dispositivo de engrenagens, estes motores conseguem operar em altos rendimentos.

Constatou-se a grande amplitude e flexibilidade de operação do PMSM Model 3, o qual possui uma grande faixa de velocidades, e uma operação consistente e eficiente durante grande parte desta faixa para uma boa gama de valores de conjugado. As suas características construtivas como a distribuição dos condutores, paralelismo das bobinas para diminuição da resistência e valores de indutância fazem com que este motor possua uma operação contínua e consistente até mesmo para o seus valores máximos.

Observou-se que o PMSM Prius é um motor proporcionalmente mais limitado que o PMSM Model 3, projetado para uma área de operação mais estreita. Porém, considerando-se que o mesmo é um PMSM de uso em veículo híbrido, faz sentido que o mesmo não precise ser eficiente em uma grande gama de valores de conjugado e frequências de operação, pois o mesmo opera principalmente como suporte para o motor de combustão. Na faixa de operações para a qual o motor foi projeto para operar, pode se observar que o PMSM Prius é muito eficiente e constante. Entretanto, nota-se que o mesmo não possui boas características para se operar perto de seus valores máximos de conjugado, onde apenas para uma faixa bem limitada de rotações o rendimento do motor é maior que 80%.

Outro motivo pelo qual o PMSM Prius possui uma maior limitação quando comparado ao PMSM Model 3 pode ser devido a diferença de anos em que cada motor foi criado. O PMSM Prius foi projetado em 2004, enquanto que o PMSM Model 3 foi projetado em 2019. Não se encontrou evidências que sugerem que os aspectos construtivos do PMSM presente no Toyota Prius 2004 foram alterados significativamente em versões mais novas do veículo, porém o fator ano de projeto pode ser significativo para a discrepância de desempenho de ambos motores.

Trabalhos futuros a partir deste podem envolver a modificação destes motores para que se consiga melhorar algumas de suas características. Também pode ser criado um novo motor espelhando-se no que foi aprendido a partir destes motores analisados. O investimento na versão paga do software MotorXP-PM ou em algum outro software de design de motores elétricos pago pode ser interessante para se explorar mais a fundo as possibilidade de análise e criação de novos motores, pois as versões pagas possuem uma liberdade muito superior.

Referências

Arnold Magnetic Technologies. *N30H - Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets*. 2021. Disponível em: <<https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N30H-151021.pdf>>. Acesso em: 2021-08-28.

Arnold Magnetic Technologies. *N52 - Sintered Neodymium-Iron-Boron Magnets*. 2021. Disponível em: <<https://www.arnoldmagnetics.com/wp-content/uploads/2017/11/N52-151021.pdf>>. Acesso em: 2021-08-28.

Chapman, S. J. *Electric Machinery Fundamentals*. 5. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2012. ISBN 9780073529547; 0073529540.

Dajaku, G.; Gerling, D. **Low costs and high efficiency asynchronous machine with stator cage winding**. In: *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6.

DOE. *Specs of the 2019 Tesla Model 3 Standard Range*. 2019. Disponível em: <<https://www.fueleconomy.gov/feg/Find.do?action=sbs&id=41415>>. Acesso em: 2021-08-24.

EEA. *CO2 emissions from cars: facts and figures*. 2019. Disponível em: <<https://www.europarl.europa.eu/news/en/headlines/society/20190313STO31218/co2-emissions-from-cars-facts-and-figures-infographics>>. Acesso em: 2021-02-19.

EPA. *Certification Summary Information Report - Tesla Model 3 2019*. 2019. Disponível em: <https://iaspub.epa.gov/otaqpub/display_file.jsp?docid=46968&flag=1>. Acesso em: 2021-08-21.

EPA. *Sources of Greenhouse Gas Emissions*. 2020. Disponível em: <<https://www.epa.gov/ghgemissions/sources-greenhouse-gas-emissions>>. Acesso em: 2021-02-19.

EV DATABASE. *Tesla Model 3 Standard Range Plus*. 2019. Disponível em: <<https://ev-database.org/car/1177/Tesla-Model-3-Standard-Range-Plus>>. Acesso em: 2021-08-14.

Farshadnia, M.; Dutta, R.; Fletcher, J. E.; Ahsanullah, K.; Rahman, M. F.; Lovatt, H. C. **Analysis of MMF and back-EMF waveforms for fractional-slot concentrated-wound permanent magnet machines**. In: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1976–1982.

Fitzgerald, A. E.; Umans, S. D. *Fitzgerald & Kingsley's Electric Machinery*. 7th edition. ed. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2013. (Electrical Engineering). ISBN 978-0073380469.

Habetler, T.; Harley, R.; Duan, Y. *Windings For Permanent Magnet Machines*. Georgia Institute of Technology, 2014. Disponível em: <http://publish.illinois.edu/grainger-ceme/files/2014/06/CEME409Duan_GeorgiaTech.pdf>. Acesso em: 2021-06-23.

Hashemnia, N.; Asaei, B. **Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles**. In: *2008 18th International Conference on Electrical Machines*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5.

Hendershot, J. J.; Miller, T. **Design of Brushless Permanent-Magnet Motors**. 1st edition. ed. [S.l.]: Motor Design Books LLC, 2010. ISBN 978-0-9840687-0-8.

Hsu, J. S.; Ayers, C. W.; Coomer, C. L. **Report on Toyota/Prius Motor Torque-Capability, Torque-Property, No-Load Back EMF, and Mechanical Losses**. 9 2004. Disponível em: <<https://www.osti.gov/biblio/885669>>.

Krishnan, R. **Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control**. 1st edition. ed. [S.l.: s.n.], 2001. ISBN 0130910147,9780130910141.

Kuptsov, V. **MotorXP-PM - Design and Analysis of Permanent Magnet Machines - Version 1.0 - User Manual**. Vepco Technologies Inc., 2020. Disponível em: <https://motorxp.com/wp-content/uploads/motorxp-pm_v1.0_manual.pdf>. Acesso em: 2021-07-30.

Lee, J. J.; Kim, W. H.; Yu, J. S.; Yun, S. Y.; Kim, S. M.; Lee, J. J.; Lee, J. **Comparison between concentrated and distributed winding in IPMSM for traction application**. In: *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1172–1174.

Meier, F. **Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications**. [S.l.]: Universitetsservice US AB, 2008. ISBN 978-9174150896.

Meier, F.; Meier, S.; Soulard, J. **Emetor - An educational web-based design tool for permanent-magnet synchronous machines**. In: . [S.l.: s.n.], 2008. p. 1 – 6.

MOTOR TREND. **2019 Tesla Model 3**. 2019. Disponível em: <<https://www.motortrend.com/cars/tesla/model-3/2019/>>. Acesso em: 2021-08-14.

Pellegrino, G.; Bojoi, R.; Guglielmi, P. **Unified Direct-Flux Vector Control for AC Motor Drives**. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 5, p. 2093–2102, 2011.

Peretti, L. **EJ2201 Electrical Machines and Drives Course Material**. [S.l.]: Kungliga Tekniska Högskolan (KTH), 2019.

Pyrhonen T. Jokinen, V. H. J. **Design of rotating electrical machines**. 1st edition. ed. [S.l.]: Wiley, 2009. ISBN 9780470695166; 0470695161.

Staunton, R. H.; Ayers, C. W.; Marlino, L. D.; Chiasson, J. N.; Burress, B. A. **Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System**. 5 2006. Disponível em: <<https://www.osti.gov/biblio/890029>>.

TCC. **2019 Tesla Model 3 Overview**. 2019. Disponível em: <https://www.thecarconnection.com/overview/tesla_model-3_2019>. Acesso em: 2021-08-14.

Tesla. **Owner's Manual for the 2017 Tesla Model 3 Standard Range**. 2017. Disponível em: <<https://drive.google.com/file/d/1v9F2sky8jvfij5dddPwcUjSyXCnSotcL/view>>. Acesso em: 2021-08-14.

Veeco Technologies Inc. ***Performance Analysis of the Tesla Model 3 Electric Motor using MotorXP-PM***. 2020. Disponível em: <https://motorxp.com/wp-content/uploads/mxp_analysis_TeslaModel3.pdf>. Acesso em: 2021-08-13.

Wang, Y.; Mengjia, J.; Weizhong, F.; Shen, J. **Cogging torque reduction in permanent magnet flux-switching machines by rotor teeth axial pairing**. *Electric Power Applications, IET*, v. 4, p. 500 – 506, 09 2010.