UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

ESCOLA POLITÉCNICA

DANIELLY LIMA BEZERRA

Estudo de um motor *brushless* sem ímãs permanentes com controle de variação de fluxo

São Paulo

2021

DANIELLY LIMA BEZERRA

Estudo de um motor *brushless* sem ímãs permanentes com controle de variação de fluxo

Versão Corrigida

Dissertação de Mestrado apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo para
obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de Concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu

São Paulo

2021

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Bezerra, Danielly

Estudo de um motor brushless sem ímãs permanentes com controle de variação de fluxo
Estudo de um motor brushless sem ímãs permanentes com controle de variação de fluxo / D. Bezerra -- versão corr. -- São Paulo, 2021.
77 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Máquina de excitação elétrica 2.Motor brushless 3.Enfraquecimento de campo 4.Tração veicular I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Ivan Eduardo Chabu, pela orientação ao longo do mestrado e durante o desenvolvimento desta dissertação.

Aos Professores Dr. Silvio Ikuyo Nabeta e Dr. Eduardo Lorenzetti Pellini, pelos importantes apontamentos, sugestões e críticas feitos ao meu texto do exame de qualificação.

À minha família, pelo apoio, torcida e confiança que sempre depositaram em mim.

À agência CAPES, pelo auxílio financeiro concedido.

“[...] façam o que é favorável, não façam o que é desfavorável.
Isso parece muito simples, mas é a etapa de ação no mundo, que
significa interagir com as pessoas, falando aquilo que está ao
alcance delas.”

(Lama Padma Samten, A roda da vida)

RESUMO

BEZERRA, Danielly Lima. **Estudo de um motor *brushless* sem ímãs permanentes com controle de variação de fluxo.** 2021. 77 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2021.

Nas últimas décadas, os veículos elétricos (VE) surgiram com o propósito de reduzir o consumo de combustíveis fósseis e, hoje, são uma das principais soluções para atender a demanda mundial de redução de energia dos sistemas de transporte, pois oferecem baixo impacto ao meio ambiente, alta eficiência energética e baixo ruído. Desse modo, a escolha do motor elétrico é fundamental no projeto de sistemas de propulsão elétrica veicular. Atualmente, o mercado é dominado por motores com ímãs permanentes de terras raras. Entretanto, o elevado custo das terras raras e a incerteza da sua disponibilidade, tem despertado o interesse em motores de excitação elétrica para uso em tração. Máquinas com excitação elétrica têm melhor desempenho na região de enfraquecimento de campo em comparação aos motores de ímãs permanentes, por conta de sua capacidade de variar e controlar a corrente de excitação. Além disso, a possibilidade de desligar a excitação em caso de falta evita a circulação de correntes de curto-circuito. Assim sendo, este trabalho tem o propósito de apresentar o estudo de um motor *brushless* livre de ímãs permanentes. Por conseguinte, este trabalho é composto por uma revisão de literatura de máquinas de excitação elétrica que vêm sendo propostas para uso em tração veicular, o modelo matemático do motor *brushless* sem ímãs permanentes, com base no modelo matemático de um motor *brushless* de força contra eletromotriz (FCEM) trapezoidal e a simulação em 3D do motor *brushless* sem ímãs permanentes pelo método dos elementos finitos.

Palavras-chave: máquina de excitação elétrica. motor *brushless*. enfraquecimento de campo. tração veicular.

ABSTRACT

BEZERRA, Danielly Lima. **Study of a permanent-magnet free brushless motor with flux variation control**. 2021. 77 f. Dissertation (Masters in Science in Electrical Engineering) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2021.

In the last decades, electric vehicles (EV) emerged for the purpose of reducing fossil fuels consumption and, currently, they are one of the main solutions to meet the global energy reduction demand of transportation systems, since they offer low environmental impact, high energy efficiency, and low noise. Thus, the choice of the electric motor is fundamental in the design of electric vehicular propulsion systems. Currently, the market's prevalence is permanent-magnet rare earth motors. However, the high cost of the rare earth elements, and the uncertainty of their availability has been arising the interest in electrically excited traction motors. Electrically excited machines have better field weakening performance compared to permanent magnet motors due to their capability of variation and control of the excitation current. In addition, the possibility of turning off the excitation current in the presence of a fault prevents short-circuit current circulation. Therefore, this work aims to present the study of a permanent-magnet free brushless motor. Hence, this work consists of a literature review of electrically excited machines that have been proposed for vehicle traction, the mathematical model of the permanent-magnet free brushless motor, based on the mathematical model of a brushless motor with trapezoidal Counter-electromotive Force (CEMF), and the 3D simulation of the permanent-magnet free brushless motor through the finite element method.

Keywords: electrically excited machine. brushless motor. field weakening. vehicular traction.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	TOPOLOGIAS ALTERNATIVAS AO USO DE ÍMÃS PERMANENTES DE TERRAS RARAS	17
1.1.1	MOTOR DE INDUÇÃO	17
1.1.2	MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA	19
1.1.3	MOTOR DE EXCITAÇÃO HÍBRIDA	20
1.2	MOTOR <i>BRUSHLESS</i> SEM ÍMÃS PERMANENTES	22
1.3	OBJETIVO	23
1.4	JUSTIFICATIVA	23
1.5	METODOLOGIA	24
2	REVISÃO DA LITERATURA	26
2.1	ESTADO DA ARTE DO MOTOR SÍNCRONO DE POLOS SALIENTES	26
2.2	ESTADO DA ARTE DO MOTOR POLOS DE GARRA	28
2.3	CONCLUSÃO	31
3	MOTOR <i>BRUSHLESS</i> SEM ÍMÃS PERMANENTES COM CIRCUITO MAGNÉTICO NÃO USUAL	33
3.1	PARÂMETROS	34
3.2	EQUACIONAMENTO DO MODELO DINÂMICO DO MOTOR	34
3.2.1	MODELO ELÉTRICO	35
3.2.2	MODELO MECÂNICO	36
3.3	CIRCUITO MAGNÉTICO NÃO USUAL	37
3.3.1	DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO	37
3.3.2	CURVA DE MAGNETIZAÇÃO EM VAZIO	42
3.4	ACIONAMENTO DO MOTOR <i>BRUSHLESS</i> SEM ÍMÃS PERMANENTES COM CIRCUITO MAGNÉTICO NÃO USUAL	43

3.4.1	INVERSOR TRIFÁSICO PARA ACIONAMENTO DA ARMADURA.....	44
3.4.2	CONVERSOR CC-CC PWM DO TIPO <i>BUCK</i>	45
3.5	CONCLUSÃO	47
4	MODELAGEM 3D POR ELEMENTOS FINITOS DO MOTOR.....	48
4.1	INTRODUÇÃO AO MAXWELL.....	48
4.2	MODELAGEM DO MOTOR NO MAXWELL 3D	49
4.2.1	GEOMETRIA.....	49
4.2.2	ESPECIFICAÇÃO DOS MATERIAIS.....	50
4.2.3	DESCRIÇÃO DOS ENROLAMENTOS	51
4.2.4	CRIAÇÃO DA MALHA.....	51
4.2.5	CONDIÇÕES DE CONTORNO E EXCITAÇÕES.....	52
4.3	PRODUÇÃO DE FLUXO PELO ENROLAMENTO DE CAMPO.....	53
4.4	CONCLUSÃO	54
5	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO ESTÁTICA.....	55
5.1	MATRIZ DE INDUTÂNCIAS.....	55
5.2	DETERMINAÇÃO DA POSIÇÃO DE TORQUE MÁXIMO	55
5.3	OPERAÇÃO NOMINAL	57
5.4	OPERAÇÃO COM VARIAÇÃO DE FLUXO.....	58
5.5	OPERAÇÃO PARA DIFERENTES VALORES DE CORRENTE DE ARMADURA	60
5.6	CONCLUSÃO	62
6	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	63
	REFERÊNCIAS	64
	APÊNDICE A – CURVA DE SATURAÇÃO EM VAZIO: MÉTODO ANALÍTICO	69
	APÊNDICE B – ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO MOTOR.....	76

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Tecnologia de enrolamentos “hairpin”.....	18
Figura 2 - Rotor de motores síncronos de relutância. (a) Estrutura do rotor com inserção de pontes centrais. (b) Estrutura de rotor com barreiras de fluxo assimétricas.	20
Figura 3 - Secção transversal da máquina de excitação híbrida de duplo estator.	21
Figura 4 - Ilustração do rotor e estator do motor brushless estudado.	23
Figura 5 - Motor síncrono de polos salientes. (a) Topologia convencional da máquina. (b) Distribuição de campo.	27
Figura 6 - Configuração da máquina de polos de garra.	28
Figura 7 - Estrutura do rotor e unidade de campo.	29
Figura 8 - Motor de polos de garra sem escovas. (a) Estrutura do rotor em polos de garra. (b) Estator com enrolamento trifásico CA. (c) Diagrama esquemático do motor.	30
Figura 9 - Caminho do fluxo magnético.	31
Figura 10 - Vista axial do motor brushless sem ímãs permanentes.	33
Figura 11 - Caminho do fluxo principal (seção transversal).	38
Figura 12 - Caminho do fluxo principal (seção longitudinal).	38
Figura 13 - Circuito magnético do motor brushless de topologia não usual.	40
Figura 14 - Caminhos de dispersão no rotor.	41
Figura 15 - Curva de magnetização em vazio do motor brushless sem ímãs permanentes.	43
Figura 16 - Topologia do inversor trifásico.	44
Figura 17 - Sequência de chaveamento para o inversor trifásico.	45
Figura 18 - Conversor CC-CC buck.	46
Figura 19 - Estator e rotor do motor brushless.	49
Figura 20 - Curva de magnetização do estator.	50
Figura 21 - Curva de magnetização do rotor, tampas e carcaça.	50
Figura 22 - Distribuição das bobinas nas ranhuras.	51
Figura 23 - Malha inicial gerada pelo Maxwell 3D.	52
Figura 24 - Distribuição de densidade de campo com enrolamento de campo excitado.	53
Figura 25 - Posição espacial do rotor para torque máximo.	56
Figura 26 - Torque em função da posição relativa entre estator e rotor.	56

Figura 27 - Densidade de fluxo magnético na linha média do entreferro para motor sob carga.....	57
Figura 28 - Distribuição de densidade de fluxo.	58
Figura 29 - Tensão induzida em função da corrente de excitação sob carga.	59
Figura 30 - Torque estático em função da corrente de excitação.	60
Figura 31 - Curvas de torque para diferentes valores da corrente de fase.....	61
Figura 32 - Diagrama para levantar a característica de saturação em vazio.	69
Figura 33 - Geometria das ranhuras do estator – Tipo 1.	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do motor brushless sem ímãs permanentes estudado.	34
Tabela 2 - Cálculo das relutâncias do circuito magnético para uma indução de 0,7 [T] no entreferro principal.....	42
Tabela 3 - Torque estático em função da corrente de fase.	61
Tabela 4 - Pontos de operação para curva de saturação em vazio.....	75

LISTA DE SÍMBOLOS

h_x	Altura do trecho x
A_x	Área do trecho x
L_s	Autoindutância por fase do estator
B	Coefficiente de fricção
ℓ	Comprimento
ℓ_x	Comprimento do trecho x
ℓ_s	Comprimento útil do condutor
I_f	Corrente de campo ou de excitação
I_s	Corrente de fase
i	Corrente de fase instantânea
i_a, i_b, i_c	Correntes das fases a, b e c
B_g	Densidade de fluxo magnético no entreferro
B_x	Densidade de fluxo magnético no trecho x
D_x	Diâmetro do trecho x
K_ℓ	Fator de dispersão entre polos
ψ	Fator de forma
e_a, e_b, e_c	FCEM por fases a, b e c
ϕ_b	Fluxo básico por polo
$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$	Fluxo concatenado pelas fases a, b e c
ϕ_a	Fluxo magnético de armadura ou fluxo útil
ϕ_f	Fluxo magnético produzido pelas bobinas de campo
$\mathcal{F}_x$	Força magnetomotriz no trecho x
L_d	Indutância de eixo direto
L_q	Indutância de eixo em quadratura
M	Indutância mútua entre duas fases do estator
L_f	Indutância do enrolamento de campo
J	Inércia do motor

H_x	Intensidade de campo no trecho x
w_x	Largura do trecho x
N_s	Número de espiras por fase dos enrolamentos de armadura
p	Número de pares de polos
μ_0	Permeabilidade magnética do ar
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do meio
θ_r	Posição angular do rotor
r_r	Raio do rotor
$\mathcal{R}_{cr}$	Relutância da carcaça
$\mathcal{R}_c$	Relutância da coroa
$\mathcal{R}_t$	Relutância da tampa
$\mathcal{R}_{\ell 1}$	Relutância de dispersão 1
$\mathcal{R}_{\ell 2}$	Relutância de dispersão 2
$\mathcal{R}_d$	Relutância do dente
$\mathcal{R}_{g2}$	Relutância do entreferro auxiliar
$\mathcal{R}_{g1}$	Relutância do entreferro principal
$\mathcal{R}'_r$	Relutância equivalente de rotor fictício
$\mathcal{R}_{pt}$	Relutância transversal do polo
R_f	Resistência no enrolamento de campo
R_s	Resistência por fase
S	Seção transversal
v_s	Tensão de terminal por fase
e	Tensão motriz ou FCEM
v_f	Tensão no enrolamento de campo
v_a, v_b, v_c	Tensões nas fases a, b e c
T_L	Torque da carga
T_e	Torque eletromagnético
ω_m	Velocidade angular do rotor
v	Velocidade do condutor

LISTA DE SIGLAS

BLDC	<i>Brushless direct current motor</i>
CC	Corrente contínua
FCEM	Força contraeletromotriz
FEM	Força eletromotriz
FMM	Força magnetomotriz
FP	Fator de potência
MEF	Método dos elementos finitos
NdFeB	Neodímio Ferro Boro
PMSM	<i>Permanent magnet synchronous motor</i>
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
RMxpert	<i>Rotating Machine Expert</i>
SynRM	<i>Synchronous reluctance motor</i>
VE	Veículos elétricos
VEH	Veículos elétricos híbridos

1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, os veículos elétricos (VE) surgiram com o propósito de reduzir o consumo de combustíveis fósseis e, hoje, são um dos expoentes principais da indústria automotiva. Uma vez que, a eficiência na conversão de energia de um motor elétrico e seu sistema de acionamento é maior do que em um motor de combustão interna, os VE consomem menos energia e emitem menos gases poluentes durante seu funcionamento, contribuindo definitivamente com a questão ambiental.

O motor elétrico e seu sistema de acionamento são partes essenciais do sistema de tração do VE e sua operação afeta diretamente o desempenho do automóvel, exercendo, portanto, um papel fundamental no desenvolvimento da indústria de transporte eletrificado. Os modos de operação e as condições de trabalho de um veículo impõem requisitos específicos aos motores elétricos e ao sistema de acionamento, que diferem das condições de funcionamento de aplicações industriais. Desse modo, os principais requisitos para uso do motor elétrico na tração veicular são: alta densidade de torque, alta capacidade de sobrecarga, baixa ondulação de torque, capacidade de operação na região de enfraquecimento de campo e alta eficiência (BIANCHI et al., 2016), além de um custo aceitável.

Tais demandas são atingidas com a topologia do motor síncrono de ímãs permanentes (*permanent magnet synchronous motor* – PMSM), como pode ser verificado nos diversos modelos de VEH comercializados atualmente (RAMESH; LENIN, 2019). Nesta máquina, o campo magnético principal é gerado pelos ímãs permanentes, sem a necessidade de excitação elétrica, e interage com o campo produzido pela armadura, dando origem a um conjugado de mútua. O PMSM utilizado em tração elétrica é fabricado com ímãs permanentes de terras raras, em particular com a liga Neodímio Ferro Boro (NdFeB), que tem como características uma alta coercividade, alta magnetização remanescente e alto valor de produto de energia máximo (SHIN-ETSU CHEMICAL CO., 2007).

Além disso, ímãs permanentes de NdFeB, empregados em motores elétricos de alto desempenho, contam com a adição do metal de terra rara pesada Disprósio (Dy) para sustentar sua coercividade sob altas temperaturas (CUI et al., 2018), evitando a possibilidade de desmagnetização irreversível, atingidas quando o motor opera na região de enfraquecimento de campo. Como resultado do uso de Nd e Dy, os ímãs permanentes de terras raras sofrem com

problemas relacionados à instabilidade de seus suprimentos, devido à localização da matéria-prima, o custo elevado e os impactos ambientais (SIMIZU; OHODNICKI; MCHENRY, 2018), inerentes aos processos de extração e refinamento das terras raras (WIDMER; MARTIN; KIMIABEIGI, 2015). Ademais, quando a máquina opera sob falta, sem alimentação no circuito do estator, são induzidas altas tensões nos terminais do motor (para circuito aberto) e altas correntes nos enrolamentos do estator (para curto-circuito), o que pode levar, no último caso, a uma brusca redução na velocidade do veículo e à dissipação de toda a energia cinética do mesmo em forma de calor no próprio enrolamento do motor, podendo danificá-lo permanentemente (WIDMER; MARTIN; KIMIABEIGI, 2015).

1.1 TOPOLOGIAS ALTERNATIVAS AO USO DE IMÃS PERMANENTES DE TERRAS RARAS

Como resposta ao elevado custo e às restrições operacionais, a comunidade científica vem estudando diferentes topologias de motores elétricos para uso em tração veicular, cujo objetivo é reduzir ou eliminar o uso de ímãs permanentes de terras raras (ESTENLUND; ALAKÜLA; REINAP, 2016; JAHNS, 2017). Todavia, encontrar uma alternativa que atenda aos requisitos impostos pela tração elétrica e, além disso, seja capaz de entregar um desempenho similar, ou superior, ao do PMSM de terras raras ainda é um desafio. A seguir são apresentadas três topologias de máquinas elétricas, nas quais o uso de terras raras foi reduzido ou eliminado, bem como as otimizações propostas para que estes motores possam atingir os requisitos para aplicação em tração elétrica.

1.1.1 MOTOR DE INDUÇÃO

A máquina de indução, além de ser uma tecnologia madura e consolidada na indústria, é uma das principais alternativas ao uso de PMSM de terras raras, tendo em vista, sua conhecida presença nos veículos elétricos (VE) da fabricante de fabricantes como General Motors, Audi e Mercedes (RAMESH; LENIN, 2019). Outrossim, as características intrínsecas ao motor de indução, tais como, sua simplicidade, robustez, capacidade de tolerância à faltas e custo-benefício de fabricação (POPESCU et al., 2019) são fatores importantes para que esta topologia seja consolidada na indústria automotiva.

POPESCU et al. (2019) e RIVIERE et al. (2019) analisaram o emprego de uma gaiola de cobre fundida na estrutura rotórica e a substituição de enrolamentos de fios cilíndricos por

enrolamentos do tipo “*hairpin*”¹, ilustrado na Figura 1. O uso do cobre no circuito do rotor aumenta a condutividade elétrica, o que reduz as perdas Joule da máquina, além de proporcionar maior rigidez mecânica, resultando em um rotor ainda mais robusto e favorável à operação em altas velocidades. O enrolamento “*hairpin*” melhora a dissipação térmica através das ranhuras e proporciona cabeças de bobinas mais curtas, o que reduz o comprimento axial da máquina. Ambos os motores alcançaram eficiência acima de 93%, próxima à demandada para a operação no ciclo WLTP3². Akhtar e Behera (2019) estudaram a otimização da geometria das ranhuras de estator e rotor, notando que aberturas mais largas e curtas melhoram a eficiência, o fator de potência e aumentam a capacidade de torque máximo do motor, uma vez que fornecem menores valores de indutância de dispersão.

Figura 1 - Tecnologia de enrolamentos “*hairpin*”.

Fonte: (RIVIERE et al., 2019).

Dessa forma, o desempenho do motor de indução vem sendo aprimorado pela otimização de seus parâmetros geométricos e o uso de diferentes técnicas de fabricação, porém essa máquina tem como desvantagens menores densidades de potência e torque devido ao seu maior peso e volume, quando comparada ao PMSM. Além disso, motores de indução demandam sistemas de resfriamento mais sofisticados, pois as perdas Joule na gaiola do rotor escoam, predominantemente, via condução e propagam-se até o eixo e rolamentos, podendo danificá-los.

¹ Enrolamentos com condutores de perfil retangular que possibilitam um fator de preenchimento de ranhura maior do que enrolamentos de fios cilíndricos tradicionais.

² Ciclo Worldwide Harmonised Light Vehicles Test Procedure (WLTP) 3: ciclo de direção urbana adotado pela União Europeia para medir o consumo de combustível, emissões de CO_2 , autonomia elétrica e autonomia total dos veículos automotores.

1.1.2 MOTOR SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA

O motor síncrono de relutância (*synchronous reluctance motor* – SynRM) produz conjugado de relutância proporcional a relação entre a indutância de eixo direto (L_d) e de eixo em quadratura (L_q), grandeza conhecida como índice de saliência (L_d/L_q). A variação das indutâncias é proporcional a adição de barreiras de fluxo ao longo da direção radial do rotor, de forma que, quanto maior for a quantidade de barreiras de fluxo mais alto é o índice de saliência. Além disso, uma alta relação L_d/L_q resulta em maior conjugado de saída e melhor o fator de potência.

Quando comparado ao PMSM o motor síncrono de relutância apresenta menor densidade de torque, fator de potência (FP) e eficiência (OOI et al., 2013). Para aperfeiçoar o desempenho eletromagnético do motor de modo a atender aos requisitos da tração elétrica, vem-se estudando o efeito da inserção de ímãs permanentes livres de terras raras nas barreiras de fluxo. Tal modificação, faz com que o motor produza conjugado de mútua, em adição ao conjugado de relutância, o que aumenta o torque de saída e o fator de potência. Em contrapartida, a capacidade de sobrecarga da máquina fica limitada por uma possível desmagnetização do ímã permanente (BIANCHI et al., 2016). Além disso, existe um balanço entre a massa de ímãs permanentes e o torque total da máquina, uma vez que, em um SynRM com alto conjugado de relutância, uma grande massa de ímãs permanentes não oferecerá acréscimos significativos de torque (HUYNH; HSIEH, 2017), como acontece em um PMSM. Porém, caso a quantidade seja muito pequena o motor fica sujeito a desmagnetização, o que reduz sua eficiência, apesar de não afetar de forma significativa a potência e o torque máximo, pois o conjugado de relutância é predominante (KOBAYASHI et al., 2018), diferentemente, do que acontece em um PMSM sob falta.

Ademais, máquinas de tração são sujeitas a tensões mecânicas significativas, portanto, a avaliação de seu desempenho também deve levar em conta tal parâmetro. Nesse sentido, a rigidez mecânica pode ser melhorada com o aumento da largura das pontes de saturação e a inserção de pontes centrais (OOI et al., 2013) entre as barreiras de fluxo, conforme apresentado na Figura 2a. Por outro lado, a adição das pontes centrais limita a modificação da geometria das barreiras de fluxo, um dos parâmetros otimizados para reduzir o torque de alinhamento³. À vista disso, CREDO et al. (2019) propuseram um SynRM com uma estrutura de rotor com barreiras de fluxo

³ Torque de alinhamento: força magnética originada da variação da relutância do entreferro devido a abertura das ranhuras do estator.

assimétricas e sem pontes centrais, ilustrado na Figura 2b, de modo a diminuir o torque de alinhamento e aumentar a eficiência da máquina, neste caso, a resistência mecânica do núcleo rotórico foi reforçada pelo preenchimento das barreiras de fluxo com uma resina adesiva epóxi disponível comercialmente, porém, esta solução apresentou o descolamento entre a resina e o aço rotórico durante a operação em alta velocidade (16000 rpm).

Figura 2 - Rotor de motores síncronos de relutância. (a) Estrutura do rotor com inserção de pontes centrais. (b) Estrutura de rotor com barreiras de fluxo assimétricas.

Fonte: modificado de (OOI et al., 2013); (CREDO et al., 2019).

Em suma, o SynRM quando assistido por pequenas quantidades de ímãs permanentes tem sua densidade de potência e eficiência aprimoradas, contando ainda com a vantagem da operação sob falta, pois a maior parte do seu conjugado é devido a variação da relutância. De modo que, um alto torque de saída está relacionado com um alto índice de saliência, cujo valor é proporcional ao número de barreiras de fluxo. Porém, a adição destas diminui a rigidez mecânica do rotor, dificultando a operação em altas velocidades.

1.1.3 MOTOR DE EXCITAÇÃO HÍBRIDA

Motores de excitação híbrida, parte via ímãs permanentes e parte via enrolamentos de excitação associados ao rotor, têm sido propostos com certa frequência, objetivando à redução da dependência de ímãs de terras raras (DOPPELBAUER; WINZER, 2017; WINZER; DOPPELBAUER, 2016). (KIM et al., 2016) apresentou um motor híbrido de duplo estator com torque máximo similar ao motor de ímãs permanentes de terras raras utilizado em um VEH. A topologia proposta é ilustrada na Figura 3. Esta configuração possibilita a redução da saturação magnética, uma vez que o fluxo de excitação das bobinas é reduzido com o aumento da relutância

– imposta pela configuração de duplo estator, enquanto o fluxo entregue pelos ímãs se mantém inalterado. (SIMIZU; OHODNICKI; MCHENRY, 2018) apresentaram um motor de excitação híbrida com concentração de fluxo, o que permite um baixo valor de campo magnético no ímã permanente, ao mesmo tempo em que a densidade de fluxo no entreferro é capaz de atingir um alto valor, de 1,1T.

Figura 3 - Secção transversal da máquina de excitação híbrida de duplo estator.

Fonte: modificado de (KIM et al., 2016).

Um motor síncrono com enrolamento de campo convencional no rotor, e com alimentação chaveada no estator, tal qual um motor de comutação chaveada (*brushless direct current motor* – BLDC), obviamente, pode operar de forma equivalente a uma máquina de ímãs permanentes, com a vantagem da possibilidade de atenuação de fluxo. Todavia, tanto esta quanto uma máquina de excitação híbrida, possuem enrolamentos na parte rotativa, além de anéis coletores e escovas que, embora sejam menos críticos que o comutador da máquina CC convencional, ainda demandam cuidados com a manutenção, reduzem a confiabilidade e dificultam a extração do calor gerado no rotor.

Dessa forma, a configuração que motivou este trabalho compreende um BLDC, sem ímãs permanentes e com topologia não usual apresentado por (YABIKU, 2003), que conta com as vantagens da máquina CC convencional, como facilidade de controle e operação na região de enfraquecimento de campo, para ampliação da faixa de velocidade. Além disso, em relação às suas

características construtivas, agrega todos os benefícios da máquina BLDC, como alta densidade de potência, confiabilidade, robustez e maior vida útil, em virtude da ausência de comutadores mecânicos.

1.2 MOTOR *BRUSHLESS* SEM ÍMÃS PERMANENTES

No motor *brushless* – isto é, sem escovas – proposto, no lugar dos ímãs permanentes alojados no rotor é empregado um par de bobinas de excitação de campo CC em cada uma das extremidades axiais do estator que, graças a uma configuração não usual do circuito magnético, produzem o fluxo necessário à operação da máquina. Desse modo, o rotor torna-se um elemento passivo, sem ímãs ou bobinas de qualquer espécie, constituído exclusivamente de material ferromagnético, que condiciona adequadamente o fluxo magnético criado pelas bobinas de excitação estacionárias, sob o enrolamento induzido do estator. Outra vantagem, é a otimização da troca de calor, uma vez que todas as fontes de perdas como o núcleo magnético e os enrolamentos induzido e indutor estão no estator, obtendo-se uma máquina elétrica robusta e compacta que se constitui numa forte candidata para uso em tração elétrica.

Neste motor, o rotor é constituído de duas peças polares de material ferromagnético dotadas de um anel com reentrâncias que são encaixadas uma contra a outra e apoiadas no eixo da máquina. As bobinas de campo, em formato anelar, são alojadas no estator junto às cabeças de bobina do enrolamento induzido, sendo responsáveis pela produção de um fluxo magnético homopolar ao longo do circuito magnético. Esse fluxo é conduzido através da carcaça e das tampas laterais, sendo concatenado com o rotor por meio de um entreferro auxiliar, o que torna uma das peças polares magneticamente norte e a outra magneticamente sul, emulando o fluxo fornecido por ímãs permanentes. A Figura 4 ilustra a topologia do motor *brushless* descrito.

Figura 4 - Ilustração do rotor e estator do motor *brushless* estudado.

Fonte: (YABIKU, 2003).

O emprego das bobinas de excitação no lugar dos ímãs permanentes permite a operação na região de enfraquecimento de campo, através do controle direto da corrente de excitação, o que torna possível a ampliação da faixa de variação da velocidade no modo potência constante, sem necessidade de um conversor de maior potência e mais complexo na alimentação do estator.

Adicionalmente, a possibilidade de extinção do fluxo magnético em situações de falha, como curto-circuito, protege a máquina contra danos permanentes (THYROFF; HAHN, 2019), bem como de transitórios de torque que possam comprometer a estrutura mecânica do veículo. Outra vantagem desta máquina é a simplicidade do controle de regeneração durante as frenagens, feito pelo ajuste adequado da tensão induzida via corrente de excitação. Tais características são fortemente desejadas num motor aplicado em tração elétrica.

1.3 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é estudar as características eletromagnéticas da máquina apresentada por (YABIKU, 2003) por meio da simulação por elementos finitos para melhor compreender seu funcionamento, além de sua capacidade de operação na região de enfraquecimento de campo por meio do controle da corrente de excitação.

1.4 JUSTIFICATIVA

Os veículos elétricos híbridos vêm recebendo a atenção de grandes fabricantes de automóveis e centros de pesquisa e são a principal solução para atender a demanda mundial de energia dos sistemas de transporte atuais e futuros, pois oferecem baixo impacto ao meio ambiente,

alta eficiência energética e baixo ruído. Nesse sentido, a escolha do motor elétrico é fundamental no projeto de sistemas de propulsão elétrica veicular. Atualmente, o mercado é dominado por PMSM com ímãs permanentes de terras raras e motores de indução. O elevado custo das terras raras, a incerteza da sua disponibilidade e o fato dos processos de extração e refinamento de terras raras impactar fortemente o meio ambiente (WIDMER; MARTIN; KIMIABEIGI, 2015), motiva a busca por alternativas de motores elétricos que reduzam ou dispensem o uso de ímãs permanentes de terras raras (JAHNS, 2017).

Nesse sentido, diferentes topologias de máquinas elétricas e conversores eletrônicos vêm sendo desenvolvidos para fornecer melhor desempenho e alta integração com a próxima geração de VE. Portanto, uma das tendências atuais é a pesquisa e desenvolvimento de topologias de motores que não utilizem ímãs permanentes de terras raras.

À vista disso, o estudo do motor CC *brushless* com topologia não usual desenvolvido por (YABIKU, 2003) e torna-se promissor uma vez que descarta o uso de ímãs permanentes, utilizando como alternativa a excitação por bobinas de campo estacionárias. As implicações ocorrem na redução de custos, facilidade de proteção da máquina sob falta, emprego da técnica de enfraquecimento de campo de forma simples – pelo controle direto das correntes de excitação – e aumento da densidade de potência, em sistemas com troca de calor otimizada. Tais benefícios, tornam a máquina competitiva para uso em tração elétrica, o que justifica um trabalho de investigação.

1.5 METODOLOGIA

Neste trabalho, será adotada a abordagem pelo método dos elementos finitos (MEF) e o método analítico, por meio das equações diferenciais que regem o comportamento dinâmico da máquina para o estudo do funcionamento eletromagnético do motor. Dessa forma, a metodologia fica dividida da seguinte maneira:

- Revisão bibliográfica dos motores eletricamente excitados aplicados em tração elétrica;
- Estudo do modelo matemático, por meio das equações analíticas para determinar as características funcionais básicas da máquina;

- Estudo das questões de caráter eletromagnético do motor CC *brushless* sem ímãs permanentes por meio do MEF na ferramenta Maxwell 3D;

2 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo, apresenta-se o estado da arte das principais topologias de máquinas com excitação elétrica que vêm sendo propostas para uso em tração automotiva. O alto custo e a instabilidade no suprimento dos ímãs permanentes (KOBAYASHI et al., 2018), tem despertado o interesse em motores de excitação elétrica para uso em tração. Estas máquinas têm melhor capacidade de enfraquecimento de campo, por meio da variação da corrente de excitação, e apresentam maior eficiência na região de potência constante, do que os motores de ímãs permanentes. Além disso, a possibilidade de desligar a excitação em caso de falta evita a circulação de correntes de curto-circuito e aumenta a segurança da máquina (THYROFF; HAHN, 2019). Dentre as principais topologias de máquinas de excitação elétrica estão: o motor síncrono de polos salientes e o motor com rotor de polos de garra.

2.1 ESTADO DA ARTE DO MOTOR SÍNCRONO DE POLOS SALIENTES

Máquinas síncronas de polos salientes possuem uma excelente capacidade de regulação de fluxo por meio do ajuste direto da corrente de excitação. Além disso, a variação da função de relutância do entreferro devido aos polos salientes do rotor contribui para a produção de torque, de modo, que o motor produz tanto conjugado de mútua, como de relutância. Ademais, outras vantagens da máquina eletricamente excitada em relação a máquina de ímãs permanentes é que a primeira é capaz de entregar maior torque de pico (uma vez que é possível injetar altos valores de corrente de campo, em um curto espaço de tempo sem danificar o isolamento), uma maior faixa de velocidade – devido à capacidade de reduzir o fluxo rotórico de forma direta, bem como o controle do fator de potência pelo ajuste do nível de excitação (HUANG; ZHU; CHU, 2016; TANG; LIU, 2018). Tendo em vista essas características, o motor síncrono de polos salientes apresenta-se como um forte candidato para uso tração elétrica.

(HUANG; ZHU; CHU, 2016) apresentaram um motor síncrono de polos salientes capaz de atingir um desempenho comparável ao de um motor de ímãs permanentes de terras raras utilizado em um VEH, por meio da otimização dos parâmetros construtivos da máquina sob a condição de carregamento total. A Figura 5a ilustra a máquina proposta, nesta configuração os enrolamentos de armadura encontram-se no estator e o enrolamento de excitação é alojado nos polos do rotor. Uma

das principais desvantagens da máquina proposta é sua baixa densidade de torque que é limitada pelo forte efeito de saturação no rotor, conforme apresentado na Figura 5b. O fluxo gerado pela reação de armadura produz uma distribuição de densidade de fluxo magnético assimétrica no rotor, saturando fortemente a parte superior da sapata polar. Este efeito pode ser minimizado pela inserção de ímãs permanentes na região entre as sapatas polares do rotor. Nesta nova configuração, a alta relutância magnética do entreferro restringe a passagem do fluxo gerado pelo ímã para o estator, de modo que a maior parcela do fluxo flui pela sapata polar e corpo do rotor, na direção oposta à do fluxo produzido pelas bobinas de excitação, o que alivia o efeito de saturação magnética e aumenta o torque máximo disponível.

Figura 5 - Motor síncrono de polos salientes. (a) Topologia convencional da máquina. (b) Distribuição de campo.

Fonte: modificado de (HUANG; ZHU; CHU, 2016).

Outra desvantagem da máquina síncrona de polos salientes convencional é a necessidade de sistema de escovas e anéis deslizantes para alimentação do circuito de campo, que aumentam as perdas elétricas e a necessidade de manutenção. Neste sentido, (STANCU et al., 2018; TANG; LIU, 2018) propõe o uso de transformadores rotativos como uma alternativa para alimentar as bobinas de excitação de máquinas síncronas usada na tração de veículos elétricos, ambos os acionamentos atingiram um alto desempenho, semelhante ao observado em motores de ímãs permanentes, apresentando uma eficiência superior ao seu concorrente na região de potência constante.

Apesar do transformador rotativo eliminar o uso de escovas e anéis deslizantes, essa configuração agrega custos adicionais, devido a adição do próprio transformador e do conversor

de potência necessário para o seu acionamento. Portanto, para solucionar as desvantagens inerentes a uma alimentação de bobinas de campo alojadas no rotor, uma opção é transferi-las para o estator.

2.2 ESTADO DA ARTE DO MOTOR POLOS DE GARRA

A máquina elétrica com rotor de polos de garra é empregada pela indústria automotiva como o alternador dos veículos a combustão interna, sendo também conhecida como gerador Lundell, esta máquina se popularizou devido ao seu baixo custo, estrutura do rotor robusta e confiabilidade (UPADHAYAY, 2019). Por outro lado, o estudo da operação dessa máquina no modo motor para aplicação em tração elétrica é recente e tem despertado o interesse tanto da academia, quanto dos centros de pesquisa da indústria automotiva, como uma alternativa de eletrificação veicular.

A topologia tradicional do motor de polos de garra é ilustrada na Figura 6, na qual observa-se que o rotor é uma estrutura sólida com bobina de excitação CC em formato anelar posta na parte interna do rotor sendo, usualmente, conectada à uma fonte CC por meio de um sistema de escovas e anéis deslizantes (LEE et al., 2009). Isto permite, o controle direto do fluxo através da corrente de excitação, além de reduzir as perdas no cobre e o comprimento axial do rotor devido à ausência das cabeças de bobina.

Figura 6 - Configuração da máquina de polos de garra.

Fonte: modificado de (LEE et al., 2009).

Em (AZUMA et al., 2012, 2014; KURODA et al., 2010) são apresentados os protótipos de segunda e terceira geração de um motor polo de garras, baseado em um alternador. Inicialmente, a máquina proposta atingia uma eficiência de apenas 80%. Ao mudar a superfície das garras de núcleo sólido para laminado e inserir ímãs permanentes de ferrites entre as garras para reduzir a saturação magnética a eficiência subiu para 89%. Na terceira geração, aumentou-se o diâmetro externo do rotor, o que além de reduzir a saturação magnética no eixo, também contribuiu para reduzir a dispersão do fluxo entre os polos levando a uma eficiência de 90% e uma densidade de torque de 5Nm/kg, atingindo um desempenho próximo ao dos motores de ímãs permanentes de mesmo porte. Além disso, neste terceiro modelo, apesar da unidade que sustenta a bobina de campo encontrar-se no interior do rotor – conforme apresentado na Figura 7, essa é mantida solidária ao estator, portanto, eliminando o sistema de escovas e anéis deslizantes.

Figura 7 - Estrutura do rotor e unidade de campo.

Fonte: modificado de (AZUMA et al., 2014).

De forma semelhante, (ABE; MAEDA; HIGUCHI, 2016; NAKASHIMA; ABE; HIGUCHI, 2017) propuseram um motor polos de garra que opera a partir de um método de autoexcitação sem escovas, nesta máquina o enrolamento de campo é curto-circuitado por um diodo localizado de forma central nos enrolamentos de campo do rotor, que opera como um retificador de meia onda. A Figura 8a mostra a estrutura do rotor em polos de garra e o enrolamento de campo. Na Figura 8b é apresentado o estator, bem como as bobinas de armadura. Por último, a Figura 8c apresenta o diagrama esquemático do motor, evidenciando o uso do diodo em série com o enrolamento de campo, cuja ação permite manter um fluxo principal constante e próximo do seu valor máximo.

Para a operação da máquina são fornecidas correntes trifásicas alternadas, compostas por duas parcelas, uma cossenoidal modulada por uma função triangular, que induz tensão no enrolamento de campo dando origem à corrente de excitação, e uma parcela senoidal proporcional ao torque do motor.

Figura 8 - Motor de polos de garra sem escovas. (a) Estrutura do rotor em polos de garra. (b) Estator com enrolamento trifásico CA. (c) Diagrama esquemático do motor.

Fonte: modificado de (NAKASHIMA; ABE; HIGUCHI, 2017).

Outra topologia de máquina de polos de garra sem escovas foi proposta por (JUNG; JEONG; NAM, 2012), nesta configuração os enrolamentos de campo são alocados dentro de estruturas ferromagnéticas estacionárias localizadas no exterior do estator, esta estrutura adicional é chamada de guia de campo, conforme apresentado na Figura 9. As guias de campo evitam a passagem do fluxo magnético através do eixo, oferecendo um caminho para o fluxo entre uma das peças polares do rotor e a parte externa do núcleo do estator. Esta configuração aprimora a concatenação do fluxo magnético, contribuindo para o aumento do torque disponível, além de eliminar o uso de um sistema de escovas e anéis deslizantes.

Figura 9 - Caminho do fluxo magnético.

Fonte: modificado de (JUNG; JEONG; NAM, 2012).

Desse modo, o motor com rotor de polos de garra permite que a bobina de campo seja alocada de diferentes formas, desde a usada na topologia tradicional, com o enrolamento de campo localizado no interior do rotor – alimentado por meio de anéis deslizantes, até uma forma não usual na qual as bobinas de campo são estacionárias, com uma estrutura de suporte solidária ao estator, facilitando ainda o resfriamento da máquina.

Uma segunda topologia de motor com rotor em polos de garra e enrolamentos de campo estacionários semelhante a apresentada por (JUNG; JEONG; NAM, 2012) foi proposta por (YABIKU, 2003), sendo o objeto de estudo deste trabalho. Nesse motor, o fluxo produzido pelas bobinas de campo estacionárias é concatenado graças a uma configuração não usual do circuito magnético, sendo apresentado em detalhes no próximo capítulo.

2.3 CONCLUSÃO

Máquinas de excitação elétrica tem como grande vantagem a capacidade de regulação do fluxo por meio da corrente de excitação, o que permite a ampliação da faixa de velocidade em potência constante. Além disso, a ausência de ímãs permanentes no rotor traduz-se em motores com maior capacidade de resistência mecânica e térmica, para operação em altas velocidades, ademais a capacidade de extinguir o fluxo magnético, torna as máquinas de excitação elétrica mais seguras do que sua contrapartida com ímãs permanentes.

Dentre as máquinas apresentadas, o motor com rotor de polos de garra permite configurações onde não é necessário empregar enrolamentos de campo na parte rotativa. Além disso, ambas as máquinas de excitação elétrica apresentadas permitem a inserção de ímãs permanentes na região entre polos, cujo objetivo é reduzir o efeito de saturação magnética. Essa alternativa, resulta no aumento da densidade de torque disponível, característica essa conveniente para uso da máquina em tração elétrica.

3 MOTOR *BRUSHLESS* SEM ÍMÃS PERMANENTES COM CIRCUITO MAGNÉTICO NÃO USUAL

O motor *brushless* sem ímãs permanentes com circuito magnético não usual apresentado por (YABIKU, 2003) tem uma topologia de rotor em polos de garras, formado a partir de duas peças polares entre as quais não existe uma conexão física. Ademais, são empregadas bobinas de campo estacionárias, o que facilita a troca de calor na máquina, aumenta a robustez e a vida útil do motor, devido à ausência de comutadores mecânicos. Neste capítulo é apresentado o funcionamento do motor, a partir da descrição da sua topologia, parâmetros, circuito elétrico equivalente, circuito magnético e acionamento.

A Figura 10 apresenta um corte longitudinal do motor. O rotor é formado por duas peças polares dotadas de um anel com reentrâncias, encaixadas uma contra a outra e apoiadas em um eixo de material não ferromagnético (não ilustrado). As bobinas de campo, em formato anelar, são alojadas no estator junto às cabeça de bobina do enrolamento de armadura e são responsáveis pela produção do fluxo magnético homopolar, que irá magnetizar as peças polares produzindo polos norte e sul. As tampas laterais e carcaça que usualmente não fazem parte do circuito magnético, nesta topologia são utilizadas para condicionar o fluxo magnético que flui do polo sul ao polo norte.

Figura 10 - Vista axial do motor brushless sem ímãs permanentes.

3.1 PARÂMETROS

A potência do motor é de 3kW, a tensão nominal do barramento CC é de 200V, a velocidade nominal é de 3000 rpm, a corrente de fase nominal é 24 A e a corrente nominal de campo é de 0,65 A, os outros parâmetros do motor são listados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do motor *brushless* sem ímãs permanentes estudado.

Variável	Valor
Potência	3 kW
Velocidade nominal	3000 rpm
Torque	15,5 N.m
Tensão barramento	200 V
Corrente de fase nominal	24 A
Corrente de campo nominal	0,65 A
Material rotor, tampas e carcaça	SAE-1020
Material do estator	E230-C3
Número de polos	6
Resistência por fase	0,192 Ω
Indutância por fase	3,0 mH
Indutância mútua	1,15 mH
Entreferro principal	0,8 mm
Entreferro auxiliar	0,25 mm
Diâmetro externo estator	200 mm
Diâmetro externo rotor	140 mm
Comprimento do empilhamento	60 mm

3.2 EQUACIONAMENTO DO MODELO DINÂMICO DO MOTOR

O modelo dinâmico de um motor elétrico é descrito a partir do equacionamento do circuito elétrico equivalente e das características mecânicas da máquina. O circuito elétrico equivalente, ou modelo elétrico, descreve o comportamento do motor durante o regime transitório e permanente, sendo representado por meio das equações das tensões de fase dos circuitos da armadura e do campo. O comportamento mecânico descreve a relação entre as grandezas mecânicas do motor e a carga aplicada.

3.2.1 MODELO ELÉTRICO

As tensões de fase da armadura são descritas por três parcelas, a primeira corresponde à variação do fluxo concatenado nas bobinas do estator, devido à mudança na posição angular dos polos excitados do rotor, dá origem a uma tensão induzida (Lei de Faraday), também chamada de tensão motocional (e) ou força contra eletromotriz (FCEM) (HENDERSHOT; MILLER, 1994). A segunda dada pela variação das correntes de fase da armadura, devido ao chaveamento do conversor, que também induz tensões nos enrolamentos do estator. Essas são relacionadas à variação de corrente na própria bobina (auto indutância $L_s di/dt$) e à variação da corrente nas outras duas fases em relação a mesma bobina (indutância mútua $M di/dt$). Em terceiro lugar, existe a parcela associada a queda de tensão na resistência dos enrolamentos de fase do estator, R_s , isto é, $R_s i$. Portanto, pela Lei de Kirchhoff tem-se que a tensão de fase é dada por:

$$v_s = e + L_s di/dt + M di/dt + R_s i \quad (1)$$

O efeito da variação das indutâncias dos enrolamentos, que seria observado devido às aberturas presentes entre os polos do rotor é desconsiderado no equacionamento, uma vez que o motor tem as ranhuras do estator inclinadas. Desse modo, o modelo matemático apresentado considera indutâncias constantes em relação a posição do rotor.

A representação da equação anterior na forma matricial, explicita a dependência entre as tensões e correntes de fase:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

De forma semelhante ao BLDC, no motor brushless sem ímãs permanentes, a FCEM apresenta uma forma de onda trapezoidal, devido à distribuição uniforme dos enrolamentos de fase ao longo da periferia interna do estator. O valor de pico da FCEM induzida (KRISHNAN, 2001) vale:

$$E_p = (B_g \ell_s v) N_s = N_s B_g \ell_s r_r \omega_m \quad (3)$$

Onde, B_g = densidade de fluxo magnético no entreferro (T);

ℓ_s = comprimento útil do condutor (m);

v = velocidade do condutor (m/s);

N_s = número de espiras por fase dos enrolamentos da armadura;

r_r = raio do rotor (m);

O valor instantâneo da FCEM induzida por fase é obtido reescrevendo a equação (3), tal que:

$$\begin{aligned} e_a &= E_p f(\theta_r) \\ e_b &= E_p f(\theta_r - 2\pi/3) \\ e_c &= E_p f(\theta_r + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (4)$$

Onde, θ_r é a posição angular do rotor e $f(\theta_r)$ é uma função normalizada de perfil trapezoidal (CHIASSON, 2005), dada por:

$$f(\theta_r) = \begin{cases} 6\theta_r/\pi, & -\frac{\pi}{6} \leq \theta_r \leq \frac{\pi}{6} \\ 1, & \frac{\pi}{6} \leq \theta_r \leq \frac{5\pi}{6} \\ -6(\theta_r - \pi)/\pi, & \frac{5\pi}{6} \leq \theta_r \leq \frac{7\pi}{6} \\ -1, & \frac{7\pi}{6} \leq \theta_r \leq \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (5)$$

A tensão no enrolamento de campo, v_f , é dada por:

$$v_f = R_f i_f + L_f di_f/dt \quad (6)$$

Onde, R_f = resistência do enrolamento de campo;

L_f = indutância do enrolamento de campo;

i_f = corrente de campo ou de excitação.

3.2.2 MODELO MECÂNICO

Além do modelo elétrico, faz-se necessário determinar as características da dinâmica mecânica da máquina. O torque eletromagnético total, T_e , é obtido a partir das correntes de fase e FCEM induzida por fase (KRISHNAN, 2001), tal que:

$$T_e = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \frac{1}{\omega_m} \quad (7)$$

As propriedades mecânicas do motor são representadas pela inércia, J , e pelo coeficiente de fricção, B . Por fim, a carga pode ser representada por uma parcela de torque, T_L , que se opõe ao torque entregue pelo motor. Desse modo, a equação mecânica do motor é dada por

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m = T_e - T_L \quad (8)$$

3.3 CIRCUITO MAGNÉTICO NÃO USUAL

Uma vez que o motor *brushless* estudado tem a densidade de fluxo magnético do rotor, estabelecida a partir do fluxo imposto pelas bobinas de campo, isto é, por uma fonte de força magnetomotriz (FMM) ideal. Esse fluxo pode ser alterado por meio da variação da corrente CC de campo, I_f , ao contrário do que ocorre em uma fonte de fluxo ideal (ímãs permanentes) na qual o valor do campo magnético é constante (OSTOVIC, 1989). Desse modo é possível modificar a FCEM por meio da variação da corrente de campo, característica desejável para operação na região de enfraquecimento de campo.

A relação entre a corrente de excitação, I_f , no enrolamento de campo e a densidade de fluxo magnético estabelecida no entreferro, B_g , será descrita pela curva de saturação em vazio, levantada por meio da análise do modelo analítico do circuito magnético do motor *brushless* de topologia não convencional.

3.3.1 DETERMINAÇÃO DO CIRCUITO MAGNÉTICO

No motor *brushless* sem ímãs permanentes, o fluxo é gerado a partir de uma fonte de FMM e o circuito magnético da máquina não se fecha da maneira usual, como acontece em motores de fluxo radial. A Figura 11 e a Figura 12 ilustram o caminho percorrido pelo fluxo para a máquina analisada.

O fluxo magnético homopolar, ϕ_f , produzido pelas bobinas de campo estabelece uma das peças polares como norte magnético e outra como um sul magnético. O caminho do fluxo será analisado da seguinte forma:

- Inicialmente, ϕ_f deixa o polo norte atravessando o entreferro principal, na direção radial, entra pelo dente do estator e divide-se na coroa, deixa o estator e ultrapassa novamente o

entreferro em direção ao polo sul adjacente, este caminho é representado por uma reta tracejada ilustrada na Figura 11.

- Em seguida, o fluxo deixa o polo sul ao transpor o entreferro auxiliar na direção axial, distribui-se pela tampa direita, retorna através da carcaça e da tampa esquerda, atravessando novamente o entreferro auxiliar para adentrar o polo norte, conforme apresentado na Figura 12.

Figura 11 - Caminho do fluxo principal (seção transversal).

Fonte: Autora.

Figura 12 - Caminho do fluxo principal (seção longitudinal).

Fonte: Autora.

Dessa forma, observa-se que o fluxo do motor estudado percorre um caminho tal qual em um motor com fluxo radial, porém o novo circuito magnético se fecha através do conjunto: entreferro auxiliar, tampa e carcaça. Portanto, o caminho percorrido pelo fluxo será:

O caminho alternativo percorrido pelo fluxo para fechar o circuito magnético, pode ser compreendido como um rotor fictício⁴, cuja relutância equivale a soma das relutâncias do entreferro auxiliar, tampa e carcaça, isto é,

$$\mathcal{R}'_r = 2 \mathcal{R}_{g2} + 2\mathcal{R}_t + \mathcal{R}_{cr} \quad (9)$$

Onde, $\mathcal{R}'_r$ = relutância de rotor fictício;

$\mathcal{R}_{g2}$ = relutância do entreferro auxiliar;

$\mathcal{R}_t$ = relutância da tampa;

$\mathcal{R}_{cr}$ = relutância da carcaça.

O circuito magnético referente ao caminho percorrido pelo fluxo é apresentado na Figura 13.

⁴ Este conceito é válido, pois as relutâncias do entreferro auxiliar, tampas e carcaça não variam com a posição rotor.

Figura 13 - Circuito magnético do motor *brushless* de topologia não usual.

Fonte: Autora.

Onde, $\mathcal{R}_{g1}$ = relutância do entreferro principal na direção radial;

$\mathcal{R}_c$ = relutância da coroa;

$\mathcal{R}_d$ = relutância do dente;

$\mathcal{R}_{pt}$ = relutância transversal do polo;

$\mathcal{R}_{\ell 1}$ = relutância de dispersão 1;

$\mathcal{R}_{\ell 2}$ = relutância de dispersão 2;

Na Figura 13, observa-se que o fluxo ϕ_f produzido pelas bobinas de campo deve suprir tanto o fluxo consumido na armadura ϕ_a , isto é, a parcela de fluxo útil utilizada durante o processo de conversão de energia, como também as parcelas referentes aos fluxos de dispersão, $\phi_{\ell 1}$ e $\phi_{\ell 2}$, que passam diretamente de uma peça polar para a outra, representados por duas relutâncias de dispersão associadas em paralelo. Dada a geometria dos polos, o fluxo de dispersão percorre dois caminhos diferentes conforme ilustrado na Figura 14.

Figura 14 - Caminhos de dispersão no rotor.

Fonte: modificado de (YABIKU, 2003).

A relutância $\mathcal{R}$ associada a cada trecho do circuito, depende de parâmetros geométricos e da permeabilidade magnética, sendo dada por:

$$\mathcal{R} = \frac{\ell}{\mu_0 \mu_r S} \quad (H^{-1}) \quad (10)$$

Onde, ℓ = comprimento médio do trecho;

S = seção transversal;

μ_r = permeabilidade magnética relativa do meio;

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (H/m)$ = permeabilidade magnética no ar.

Os parâmetros geométricos de cada trecho e a sua respectiva relutância são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Cálculo das relutâncias do circuito magnético para uma indução de 0,7 [T] no entreferro principal.

Trecho	Permeabilidade relativa do meio ⁵	Comprimento [mm]	Área [mm ²]	Relutância [$\times 10^3 \text{ H}^{-1}$]
Entreferro principal	1	0,86	4400,00	155,60
Dente	600	15,70	1600,00	13,14
Coroa	5684	112,00	2700,00	5,89
Entreferro auxiliar	1	0,25	12300,00	16,14
Tampa	1082	18,00	6400,00	2,01
Carcaça	1519	113,00	10100,00	5,81
Polo transversal	667	35,00	2100,00	13,14
Dispersão (1)	1	18,00	4300,00	3360,5
Dispersão (2)	1	20,00	1700,00	9296,9
Dispersão total ⁶	-	-	-	2468,3

Os valores apresentados na Tabela 2 caracterizam o motor em apenas um ponto de operação, neste caso, para uma densidade de fluxo magnético nominal de 0,7 T no entreferro principal. A caracterização do motor em toda sua faixa de operação é realizada a partir da curva de magnetização em vazio, que pode ser obtida por meio do ensaio em vazio ou analiticamente, conforme descrito no Apêndice A.

3.3.2 CURVA DE MAGNETIZAÇÃO EM VAZIO

A partir dos dados apresentados na Tabela 4, das equações desenvolvidas anteriormente e dos dados do Apêndice A, plota-se a curva de magnetização em vazio, ilustrada na Figura 15. Por meio da curva de magnetização é possível conhecer a FMM necessária para estabelecer a densidade de fluxo magnético desejada no entreferro. Além disso, a partir dessa curva pode-se estimar a tensão induzida para diferentes valores de corrente de excitação.

⁵ A permeabilidade relativa é obtida a partir da curva de magnetização do material considerando a indução em cada trecho do circuito magnético, a partir de uma indução magnética de 0,7 [T] no entreferro principal, conforme descrito no Apêndice A.

⁶ Corresponde à dispersão total entre os polos, cuja relutância é calculada pela associação em paralelo entre as relutâncias de dispersão (1) e (2), referir-se a Figura 13.

Figura 15 - Curva de magnetização em vazio do motor *brushless* sem ímãs permanentes.

Fonte: Autora

Na Figura 15, observa-se que até a indução nominal de 0,7 T o motor opera na região praticamente linear da curva de magnetização e para induções acima desse valor, a máquina passa a operar de forma saturada. Dessa forma, para estender a faixa de velocidade do motor controla-se o fluxo por meio da redução da corrente de excitação do enrolamento de campo.

3.4 ACIONAMENTO DO MOTOR *BRUSHLESS* SEM ÍMÃS PERMANENTES COM CIRCUITO MAGNÉTICO NÃO USUAL

O motor *brushless* sem ímãs permanentes opera com FCEM induzida de forma de onda trapezoidal. Por conseguinte, a produção de conjugado eletromagnético constante fica condicionada a operação com correntes alternadas de onda quadrada e sincronizadas com a posição do rotor. Nesta condição, a distribuição de FMM no entreferro permanece estática por um intervalo de 60° elétricos, após esse período ela muda de forma discreta para uma posição de 60° elétricos em avanço (HENDERSHOT; MILLER, 1994). A variação das correntes de fase é possível graças ao chaveamento sequencial, em concordância com a posição do rotor, dos transistores de potência de um inversor trifásico. Desse modo, a variação da velocidade do motor é proporcional às correntes nas fases da armadura até o motor atingir a velocidade nominal, região na qual a máquina

opera com torque constante. Por outro lado, para trabalhar em velocidades acima da nominal deve-se empregar o enfraquecimento de campo, isto é, reduzir a indução magnética do rotor, $\vec{B}_r$, por meio da variação da corrente de excitação do circuito de campo.

Desta forma, o acionamento do motor *brushless* sem ímãs permanentes demanda o emprego de dois conversores de potência, um para variar as correntes de fase da armadura e outro para variar a corrente de excitação. O primeiro, usualmente, é um inversor trifásico de dois níveis operando no modo de seis pulsos 120° (BARATIERI, 2011). O segundo, pode ser realizado a partir de um conversor CC-CC PWM do tipo *buck* para variar a tensão nos enrolamentos de campo.

3.4.1 INVERSOR TRIFÁSICO PARA ACIONAMENTO DA ARMADURA

A Figura 16 ilustra a topologia de um inversor trifásico. No motor brushless com FCEM trapezoidal apenas duas fases operam simultaneamente, enquanto a terceira permanece desenergizada, a decisão de quais fases serão energizadas é realizada a partir da posição do rotor. De modo geral, essa posição é obtida a partir de sensores de efeito Hall, que são posicionados no estator a uma distância de 120° elétricos entre si, de modo a detectar o campo magnético produzido pelo fluxo oriundo dos polos do rotor. A partir disso, a posição do rotor é dividida em seis seções distintas que, juntas, correspondem a um ciclo elétrico (KIM, 2017).

Figura 16 - Topologia do inversor trifásico.

Fonte: Autora.

Na Figura 17, observa-se a comutação sequencial das chaves em intervalos de 60° elétricos, o que possibilita a variação espacial da FCEM resultante no entreferro. A inversão do sentido de rotação é meramente uma questão de chavear o transistor complementar no lugar daquele apresentado acima, isto é, ao invés de iniciar-se o intervalo base com a ativação de S1, esse seria

iniciado com a ativação de S4 e assim por diante. Alternativamente, a inversão da rotação pode ser obtida simplesmente pela inversão da corrente de excitação nas bobinas de campo.

Figura 17 - Sequência de chaveamento para o inversor trifásico.

Fonte: modificado de (KIM, 2017).

3.4.2 CONVERSOR CC-CC PWM DO TIPO *BUCK*

O conversor CC-CC PWM do tipo *buck* é empregado para variar tensão nos enrolamentos de campo, o que permite a redução da corrente de excitação e, portanto, a atenuação do fluxo principal para que o motor opere em velocidades acima da nominal. O conversor CC deve operar como uma

fonte de tensão capaz de manter em sua saída uma tensão constante, ainda que ocorram variações na tensão de entrada, para tanto, o conversor é controlado em malha fechada por meio da modulação por largura de pulso.

O controle de variação de fluxo é utilizado para que a máquina opere em velocidades acima da nominal, por meio da atenuação do fluxo principal controlado a partir da corrente de excitação do circuito de campo. Para operação na região de torque constante, o motor trabalha com indução nominal, $B_g = 0,7 T$, e a velocidade do motor é modificada a partir da tensão aplicada nos terminais da armadura, acima da velocidade nominal a indução B_r deve ser reduzida, pois o valor de FCEM induzida não deve se aproximar muito do valor de tensão máxima disponível nos terminais da máquina. Caso contrário ocorre a redução do valor médio de corrente, o que resulta na diminuição significativa do conjugado disponível. Desse modo, o conversor CC-CC PWM do tipo *buck*, ou conversor abaixador, deve reduzir a corrente de excitação de campo, que reduz a densidade de fluxo magnético no entreferro e permite a ampliação da faixa de velocidade do motor.

A Figura 18 apresenta a topologia do conversor abaixador, a tensão de saída do conversor é controlada a partir do ciclo de trabalho utilizado para operar a chave de potência. Nesta configuração, o MOSFET é ligado e desligado por um sinal de tensão v_{GS} aplicado em seus terminais de *gate* e *source*. O diodo de roda livre D conduz apenas quando a chave de potência é desligada oferecendo um caminho para a circulação de corrente, e o filtro LC segunda ordem elimina as componentes harmônicas introduzidas pela alta frequência de chaveamento, o que reduz as ondulações na tensão de saída do conversor (CHOI, 2013).

Figura 18 - Conversor CC-CC buck.

Fonte: Autora.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi descrito o funcionamento do motor brushless por meio equacionamento do modelo dinâmico. Tendo em vista, a possibilidade da variação do fluxo magnético no entreferro, oriunda do emprego de excitação elétrica, foi apresentada a relação entre a FMM do circuito de campo e a densidade de fluxo magnético no entreferro. Essa relação, foi caracterizada a partir da curva de magnetização em vazio, levantada analiticamente. Por fim, o funcionamento básico dos conversores eletrônicos, inversor trifásico e conversor CC-CC *buck*, necessários para acionar o motor foram descritos.

4 MODELAGEM 3D POR ELEMENTOS FINITOS DO MOTOR

Este capítulo apresenta a construção do modelo em 3D do motor no *software* ANSYS Electronics 2019. Os passos envolvidos na construção do modelo, definição da geometria e dos enrolamentos, especificação dos materiais, criação da malha e seleção do tipo de análise são descritos. Por meio das simulações é possível projetar uma máquina com características ótimas para atingir um alto desempenho, para então construir um protótipo para realizar os testes de desempenho.

O *software* ANSYS Electronics engloba uma série de ferramentas utilizadas na análise dos fenômenos elétrico e magnético em diferentes dispositivos. Dentre essas ferramentas destacam-se três: RMxpert, Maxwell 2D e Maxwell 3D.

O *Rotating Machine Expert* (RMxpert) é uma ferramenta de projeto de máquinas que emprega a teoria analítica do motor clássico e método do circuito magnético equivalente para calcular o desempenho da máquina (ANSYS, 2019). Além disso, através da ferramenta é possível configurar automaticamente projetos em Maxwell 2D e 3D, por meio da entrada das dimensões da máquina e das características nominais.

Tanto o Maxwell 2D, como o Maxwell 3D empregam a análise por elementos finitos para solucionar problemas de natureza elétrica ou magnética. Portanto, o software emprega o Método dos Elementos Finitos (MEF) para resolver problemas para os quais a solução das equações diferenciais que o descrevem é, em geral, muito complexa. Na prática seriam necessárias tantas simplificações para resolver o problema que a solução desviaria demasiadamente do caso real.

4.1 INTRODUÇÃO AO MAXWELL

A ferramenta ANSYS Maxwell resolve problemas relacionados a campos eletromagnéticos por meio da solução das equações de Maxwell em uma região finita, tendo sido definidas as condições de contorno apropriadas e especificadas as condições iniciais. A seleção das equações empregadas é determinada pela seleção do tipo de análise utilizada.

Usualmente, os motores elétricos são avaliados utilizando dois tipos de análise: eletromagnética estática (*Magnetostatic*) ou eletromagnética transitória (*Magnetic Transient*). Na primeira, calcula-se a distribuição de campo magnético estático produzida por uma dada combinação de vetores de densidade de corrente CC que fluem em uma bobina. Uma vez que, os

campos magnéticos e elétricos estão desacoplados, as únicas perdas associadas são as perdas ôhmicas nos condutores onde há fluxo de corrente. Geralmente, para esse tipo de simulação as grandezas analisadas são: a densidade de fluxo magnético, intensidade de campo, forças, torques, indutâncias e fluxo concatenado.

Na segunda, calcula-se distribuições de campos magnéticos variantes no tempo, tal que, a simulação soluciona campos magnéticos de modo instantâneo a cada passo de simulação. As fontes de campo magnético podem ser correntes ou tensões variantes no tempo, fontes ou ímãs permanentes móveis. Ademais, é possível definir a fonte de alimentação a partir de circuitos externos. As quantidades de interesse na simulação transitória são funções temporais da densidade de fluxo magnético, intensidade de campo, forças, torques, fluxo concatenado, perdas por correntes induzidas e histeréticas.

4.2 MODELAGEM DO MOTOR NO MAXWELL 3D

A modelagem do motor envolve a criação da geometria, a especificação dos materiais utilizados, a configuração da distribuição dos enrolamentos de armadura, a criação da malha e a imposição das condições de contorno.

4.2.1 GEOMETRIA

A geometria do motor em 3D foi criada em duas partes. O estator e a distribuição dos enrolamentos foram gerados a partir da ferramenta RMxpert e exportada para criar o modelo no Maxwell 3D. No Apêndice B foram detalhadas as características construtivas utilizadas na ferramenta RMxpert. As peças polares, tampas laterais e carcaça foram desenhadas diretamente no ambiente 3D. A Figura 19 ilustra a geometria do estator e rotor utilizadas na simulação.

Figura 19 - Estator e rotor do motor *brushless*.

4.2.2 ESPECIFICAÇÃO DOS MATERIAIS

Após definir a geometria, é necessário especificar as curvas de magnetização dos materiais ferromagnéticos do estator e do rotor, carcaça e tampas laterais. A Figura 20 apresenta a curva BH do aço silício E230-C3 utilizado no estator e a Figura 21 apresenta a curva BH do aço carbono SAE1020 empregado na fabricação das peças polares, tampas e carcaça.

Figura 20 - Curva de magnetização do estator.

Fonte: Autora.

Figura 21 - Curva de magnetização do rotor, tampas e carcaça.

Fonte: Autora.

4.2.3 DESCRIÇÃO DOS ENROLAMENTOS

Os dados do enrolamento de armadura são inseridos na ferramenta RMxpert, de acordo com a seguinte configuração:

Tipo imbricado – 2 camadas – 12 condutores/ranhura – 6 espiras/bobina – 2 bobinas/grupo – 6 grupos/fase

Com todas as bobinas em série por fase, que resulta em 72 espiras em série por fase, com cada condutor tendo uma secção de 4,8mm². A partir desses dados a distribuição das bobinas nas ranhuras é gerada pela ferramenta, sendo apresentada na Figura 22.

Figura 22 - Distribuição das bobinas nas ranhuras.

Fonte: Autora.

4.2.4 CRIAÇÃO DA MALHA

Para utilizar o MEF é necessário que a geometria seja discretizada em elementos menores, neste caso, em tetraedros, o resultado dessa subdivisão é denominado de malha e tem um papel importante na precisão dos resultados. Por conseguinte, a malha requer maior refinamento em

regiões onde estão localizadas as distribuições de campos de interesse ou onde o gradiente do campo é alto.

Para o modo de simulação estático, a malha inicial é gerada automaticamente pelo programa, sendo adaptada de maneira automática até atingir o nível de precisão, neste caso o erro de energia, ou o número de passos máximo, ambos definidos pelo usuário. Todavia, o modo transitório não realiza refinamento de malha, portanto, o usuário é responsável pela definição da malha, em todos os objetos do modelo simulado ou por sua importação a partir de uma malha gerada pelo modo estático.

A Figura 23 apresenta a malha inicial gerada pelo Maxwell 3D. Apesar de ser apenas a malha inicial, na região do entreferro principal nota-se que a malha é mais refinada que no rotor ou estator. Isto é, necessário uma vez que os principais campos de interesse estão no entreferro.

Figura 23 - Malha inicial gerada pelo Maxwell 3D.

Fonte: Autora.

4.2.5 CONDIÇÕES DE CONTORNO E EXCITAÇÕES

As condições de contorno são impostas nas regiões de fronteira para definir o comportamento do campo magnético na interface entre meios. Para as superfícies de interface entre dois objetos,

considera-se que o campo entre elas é contínuo. Em contrapartida, para as superfícies externas o campo é tangencial a região de fronteira, de forma que o fluxo não é capaz de atravessar a região delimitada.

A excitação dos enrolamentos foi definida a partir do sentido e do valor da corrente em cada condutor, definido em A.esp. Para as bobinas de campo o sentido da corrente é o mesmo, produzindo o fluxo homopolar necessário à operação do motor. Para os enrolamentos de armadura, o sentido da corrente é definido de acordo com a distribuição apresentada na Figura 22, onde A indica uma corrente saindo do plano do papel e $-A$ indica uma corrente no sentido oposto, para as outras duas fases o sentido da corrente foi estabelecido de forma semelhante.

4.3 PRODUÇÃO DE FLUXO PELO ENROLAMENTO DE CAMPO

A Figura 24 ilustra a distribuição de densidade de fluxo magnético ao longo do motor, quando apenas as bobinas de campo são excitadas. Observa-se que as peças polares são magnetizadas pela densidade de fluxo produzida pelo enrolamento de campo, que circula do polo sul ao polo norte através das tampas laterais e da carcaça, conforme indicado na Figura 24. Além disso, é evidente que na base das peças polares existe maior concentração de fluxo devido a reentrância.

Figura 24 - Distribuição de densidade de campo com enrolamento de campo excitado.

Fonte: Autora.

4.4 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou o *software* utilizado na simulação por elementos finitos, descreveu a criação das geometrias do motor, os materiais empregados, a configuração dos enrolamentos, bem como, as condições de contorno e excitação para realização da simulação. Além disso, foi apresentada a distribuição de densidade de fluxo homopolar no motor, capaz de tornar as peças em polos magnéticos norte e sul. No capítulo a seguir são apresentados os resultados para o modo de simulação estático, além das configurações adicionais necessárias.

5 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO ESTATICA

Por meio da simulação estática foram obtidas a matriz de indutâncias, a distribuição de densidade de fluxo e o torque estático em função da corrente de excitação, corrente de armadura e da posição do rotor.

5.1 MATRIZ DE INDUTÂNCIAS

A indutância é uma grandeza calculada a partir da energia armazenada no campo magnético gerado por correntes fluindo através de condutores. Desse modo, a matriz de indutâncias do motor representa o fluxo magnético concatenado entre as diferentes fases da armadura. Portanto, a corrente que circula pelas fases e o fluxo concatenado entre elas, pode ser representado por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}}_{L_{matriz}} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$L_{matriz} = \begin{bmatrix} 3,4042 & -1,3321 & -1,1426 \\ -1,3321 & 3,0385 & -1,3777 \\ -1,1426 & -1,3777 & 2,7777 \end{bmatrix} [mH]$$

5.2 DETERMINAÇÃO DA POSIÇÃO DE TORQUE MÁXIMO

A posição de torque máximo, em geral, ocorre quando o eixo direto do rotor está alinhado no ponto médio entre as bobinas pelas quais há circulação de corrente. Para a simulação estática, as fases A e B foram excitadas, dessa forma, o torque máximo ocorre com o eixo direto alinhado entre as bobinas A+ e B-, que corresponde ao eixo segundo o qual a FMM resultante da fase C conforme ilustrado na Figura 25. Para a condição analisada, as correntes de fase são alimentadas com seu valor nominal de $I_a = 24$ A, $I_b = -24$ A e $I_c = 0$, o que equivale a uma FMM de 144 A.esp por bobina.

Figura 25 - Posição espacial do rotor para torque máximo.

Fonte: Autora.

A Figura 26 apresenta a variação de torque estático em função do ângulo do rotor, considerando como posição inicial nula $\theta_r = 0$, a posição ilustrada na Figura 25. A curva pontilhada é estimada por meio de interpolação dos pontos obtidos pela simulação, desse modo, o torque máximo é estimado para ocorrer na posição de $\theta_r = 2^\circ$ e vale $T_{m\acute{a}x} = 15,49$ N.m, com $I_s = 24$ A e $I_f = 0,65$ A.

Figura 26 - Torque em função da posição relativa entre estator e rotor.

Fonte: Autora.

5.3 OPERAÇÃO NOMINAL

Na condição de operação nominal, $I_s = 24$ A, portanto, tem-se $I_a = I_s$, $I_b = I_s$ e $I_c = 0$ para as fases A e B conduzindo simultaneamente, já a corrente de campo vale $I_f = 0,65$ A. Além disso, o motor é estudado mantendo o rotor na posição indicada na Figura 25.

A Figura 27 apresenta a distribuição de densidade de fluxo na linha média do entreferro sob uma face polar. Observa-se que a redução de densidade de fluxo ocorre de forma mais acentuada, devido ao efeito de reação da armadura, que surge quando a máquina opera carregada.

Figura 27 - Densidade de fluxo magnético na linha média do entreferro para motor sob carga.

Fonte: Autora.

A Figura 28 apresenta as distribuições de densidade de fluxo nos planos radial e axial. A Figura 28a ilustra a densidade de fluxo ao longo da direção radial no plano xy, localizada no ponto médio do motor, indica que sob operação nominal não existem pontos de saturação excessiva. Todavia, para o plano xz localizado ao longo da direção axial ilustrado na Figura 28b, a geometria das peças polares faz com que a densidade de fluxo aumente para na base das peças polares.

Figura 28 - Distribuição de densidade de fluxo.

Fonte: Autora.

5.4 OPERAÇÃO COM VARIAÇÃO DE FLUXO

A facilidade de controle do fluxo, por meio da corrente de excitação, permite que o motor opere de forma simplificada na região de enfraquecimento de campo, o que é desejável, para estender a faixa de velocidade do motor. Nessa região, as correntes de fase do estator são mantidas em seu valor nominal e a corrente de campo é reduzida progressivamente, controlando a densidade de fluxo magnético no entreferro do motor. Dado que, a FCEM induzida nos enrolamentos de armadura é diretamente proporcional a velocidade de rotação do motor, como indicado pela Equação (3), a redução do fluxo gerado pelo enrolamento de campo possibilita a operação do motor acima da velocidade nominal, sem aumentar a demanda de potência no inversor trifásico.

O valor da FCEM induzida é calculado a partir da Equação (3), onde a densidade de fluxo magnético é calculada a partir do fluxo por polo medido na linha média do entreferro. A Figura 29 apresenta a variação da FCEM induzida em função da corrente de campo para o motor sob carga, para a velocidade de 3000 rpm. Para corrente de campo nominal de 0,65 A, a tensão induzida é de 78,87 V, ao reduzir a corrente de campo em aproximadamente 60%, $I_f = 0,25$ A, a tensão induzida cai para 25,75 V, o que equivale a uma redução de aproximadamente 67%. Dessa forma, cria-se uma folga para que a FCEM induzida aumente quando o motor é operado em velocidades acima de 3000 rpm.

Figura 29 - Tensão induzida em função da corrente de excitação sob carga.

Fonte: Autora.

De acordo com a Equação (7), o torque no motor é proporcional as correntes de fase e a FCEM por fase. Por conseguinte, durante a operação na região de enfraquecimento de campo é esperado que ocorra uma redução no torque disponível, isso pode ser observado a partir da Figura 30 que apresenta a variação de torque estático em função da corrente de campo. Para uma corrente de campo de $I_f = 0,65$ A, o torque disponível é de 15,49 N.m, já para $I_f = 0,25$ A, o torque resultante cai para 8,00 N.m. Dessa forma, com uma redução de aproximadamente 60% na excitação, o torque reduz para um valor próximo de 50% do máximo observado.

Figura 30 - Torque estático em função da corrente de excitação.

Fonte: Autora.

5.5 OPERAÇÃO PARA DIFERENTES VALORES DE CORRENTE DE ARMADURA

O comportamento da curva de torque para diferentes valores de corrente de fase no estator I_s em função da variação da corrente de campo é apresentado na Figura 31. O torque cresce com o aumento da corrente de fase, de modo que durante curtos intervalos de tempo é possível fornecer maior torque à carga ao aumentar I_s . As curvas pontilhadas para os diferentes valores de corrente de fase foram estimadas por meio de interpolação dos pontos em destaque obtidos via simulação numérica.

Figura 31 - Curvas de torque para diferentes valores da corrente de fase.

Fonte: Autora.

A Tabela 3 descreve os valores de torque para diferentes valores de corrente de fase, na condição de excitação nominal. De modo que um acréscimo de 10 A na corrente de fase, de 25 A para 35 A, o torque disponível aumenta em aproximadamente 7 N.m.

Tabela 3 - Torque estático em função da corrente de fase.

I_s (A)	T (N. m)
20	12,42
25	15,49
30	18,87
35	21,69

5.6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou os resultados da simulação por elementos finitos estática, da qual obteve-se a matriz de indutâncias, que apresentou pequenas variações entre os valores de autoindutância por fase e indutância mútua entre fases. Além disso, as distribuições de densidade de fluxo indicam que para operação nominal não há saturação magnética significativa.

Para operação na região de enfraquecimento de campo, o controle do fluxo permite que o motor opere em velocidades acima da nominal sem aumentar a demanda de potência do conversor trifásico, uma vez que a redução do fluxo diminui de forma significativa a FCEM induzida nas fases, entretanto, ocorre também a redução do torque disponível.

6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou a simulação por elementos finitos de um motor *brushless* sem ímãs permanentes de topologia não convencional de 3kW. Para a simulação foi desenvolvido um modelo tridimensional do motor na ferramenta Maxwell 3D do software ANSYS Electronics, para estudar as características da máquina no modo de simulação estático.

Dentre os motores de excitação elétrica, aqueles com enrolamento de campo estacionário são preferíveis para uso em tração elétrica, devido a melhor capacidade de troca de calor, a facilidade de operação na região de enfraquecimento de campo e possibilidade de retirar a excitação na ocorrência de faltas elétricas. Nesse sentido, o motor foi caracterizado, inicialmente, a partir da curva de magnetização em vazio levantada analiticamente e, em seguida, por meio dos resultados obtidos na simulação por elementos finitos.

Os detalhes do desenvolvimento da geometria e das configurações adotadas para a simulação foram apresentados. A magnetização das peças polares, quando apenas o enrolamento de campo é excitado, foi ilustrada por meio da distribuição de densidade de fluxo ao longo da geometria evidenciando a distribuição de tridimensional do fluxo magnético. Os resultados da simulação estática indicaram que tanto a FCEM induzida, como o torque do motor são diretamente proporcionais à corrente de campo aplicada no enrolamento de excitação, portanto, ambos são reduzidos quando o motor opera na região de enfraquecimento de campo. Nesta região, é possível estender a faixa de velocidade do motor sem aumentar a demanda de potência no inversor trifásico.

Algumas sugestões para trabalhos futuros são:

- Realizar a simulação no modo transitório para estudar operação do motor alimentado a partir de circuitos externos, inversor trifásico para o enrolamento de armadura e conversor CC-CC do tipo buck para enrolamento de campo;
- Realizar ensaios no protótipo para levantar as curvas características do motor e comparar com os resultados obtidos via simulação.

REFERÊNCIAS⁷

- ABE, Takashi; MAEDA, Kyosuke; HIGUCHI, Tsuyoshi. Variable field flux characteristics of a novel claw pole type half-wave rectified variable field flux motor. **2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2015**, [S. l.], p. 2003–2007, 2016. DOI: 10.1109/ICEMS.2015.7385369.
- AKHTAR, Mohammad Junaid; BEHERA, Ranjan Kumar. Optimal design of stator and rotor slot of induction motor for electric vehicle applications. **IET Electrical Systems in Transportation**, [S. l.], v. 9, n. 1, p. 35–43, 2019. DOI: 10.1049/iet-est.2018.5050.
- ANSYS. **Maxwell Help** Canonsburg, 2019.
- AZUMA, M.; HAZEYAMA, M.; MORITA, M.; KURODA, Y.; DAIKOKU, A.; INOUE, M. Optimal field excitation control of a claw pole motor for hybrid electric vehicle. **2014 International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014**, [S. l.], p. 1892–1897, 2014. DOI: 10.1109/IPEC.2014.6869843.
- AZUMA, M.; MORITA, M.; HAZEYAMA, M.; KURODA, Y.; DAIKOKU, A.; INOUE, M. Fundamental characteristics of a claw pole motor using additional ferrite magnets for HEV. **2012 IEEE International Electric Vehicle Conference, IEVC 2012**, [S. l.], p. 1–4, 2012. DOI: 10.1109/IEVC.2012.6183175.
- BARATIERI, Cássio Luciano. **Controle de Velocidade Sensorless de Motores Brushless DC submetidos a variações periódicas de carga**. 2011. Universidade Federal de Santa Maria, [S. l.], 2011.
- BIANCHI, Nicola; BOLOGNANI, Silverio; CARRARO, Enrico; CASTIELLO, Mose; FORNASIERO, Emanuele. Electric Vehicle Traction Based on Synchronous Reluctance Motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S. l.], v. 52, n. 6, p. 4762–4769, 2016.
- CHIASSON, John Nelson. **Modeling and high performance control of electric machines**. New Jersey, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 2005.

⁷ De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT NBR 6023).

CHOI, Byungcho. **Pulsewidth modulated DC-to-DC power conversion: circuits, dynamics, and control designs**. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2013.

CREDO, Andrea; VILLANI, Marco; POPESCU, Mircea; RIVIERE, Nicolas. Synchronous reluctance motors with asymmetric rotor shapes and epoxy resin for electric vehicles. **2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2019**, [S. l.], p. 4463–4469, 2019. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912668.

CUI, Jun; KRAMER, Matthew; ZHOU, Lin; LIU, Fei; GABAY, Alexander; HADJIPANAYIS, George; BALASUBRAMANIAN, Balamurugan; SELLMYER, David. Acta Materialia Current progress and future challenges in rare-earth-free permanent magnets. **Acta Materialia**, [S. l.], v. 158, p. 118–137, 2018. DOI: 10.1016/j.actamat.2018.07.049. Disponível em: <https://doi.org/10.1016/j.actamat.2018.07.049>.

DOPPELBAUER, Martin; WINZER, Patrick. Enough about the batteries! The key to a better EV is more efficient propulsion. **IEEE Spectrum**, [S. l.], v. 54, n. 7, p. 26–31, 2017.

ESTENLUND, Samuel; ALAKÜLA, Mats; REINAP, Avo. PM-less machine topologies for EV traction: A literature review. **2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles and International Transportation Electrification Conference, ESARS-ITEC 2016**, [S. l.], 2016. DOI: 10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841341.

HENDERSHOT, James R.; MILLER, T. J. E. **Design of brushless permanent magnet motors**. Hillsboro, OH: Magna Physics Div. Tridelta Industries Inc. and Oxford University Press Inc., 1994. DOI: 10.1109/NUICONE.2015.7449616.

HUANG, L. R.; ZHU, Z. Q.; CHU, W. Q. Optimization of electrically excited synchronous machine for electrical vehicle applications. **IET Conference Publications**, [S. l.], v. 2016, n. CP684, p. 1–6, 2016. DOI: 10.1049/cp.2016.0204.

HUYNH, T. A.; HSIEH, M. Comparative study of PM-assisted SynRM and IPMSM on constant power speed range for EV applications. **2017 IEEE International Magnetism Conference, INTERMAG 2017**, [S. l.], v. 53, n. 11, 2017. DOI: 10.1109/INTMAG.2017.8008078.

JAHNS, Thomas. Getting Rare-Earth Magnets Out of EV Traction Machines: A review of the

many approaches being pursued to minimize or eliminate rare-earth magnets from future EV drivetrains. **IEEE Electrification Magazine**, [*S. l.*], v. 5, n. 1, p. 6–18, 2017. DOI: 10.1109/MELE.2016.2644280.

JUNG, Sung Yoon; JEONG, Ilsu; NAM, Kwang Hee. A claw pole motor design with two field windings. **2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2012**, [*S. l.*], p. 1092–1094, 2012. DOI: 10.1109/VPPC.2012.6422787.

KIM, Dongjae; HWANG, Hongsik; BAE, Sungwoo; LEE, Cheewoo. Analysis and Design of a Double-Stator Flux-Switching Permanent Magnet Machine Using Ferrite Magnet in Hybrid Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Magnetics**, [*S. l.*], v. 52, n. 7, 2016. DOI: 10.1109/TMAG.2016.2532360.

KIM, Sang-Hoon. Electric motor control: DC, AC, and BLDC motors. *In*: [s.l.] : Elsevier, 2017. p. 389–416. DOI: 10.1016/B978-0-12-812138-2.00010-6.

KOBAYASHI, Marika; MORIMOTO, Shigeo; SANADA, Masayuki; INOUE, Yukinori. Investigation of PMASynRM with Dy-Free Bonded Magnets for Traction Applications Considering Irreversible Demagnetization. *In*: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE) 2018, Portland, OR. **Anais [...]**. Portland, OR p. 1627–1632.

KRISHNAN, R. **Electric motor drives: modeling, analysis, and control**. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001.

KURODA, Y.; MORITA, M.; HAZEYAMA, M.; AZUMA, M.; INOUE, M. Improvement of a claw pole motor using additional ferrite magnets for hybrid electric vehicles Ferrite magnet. *In*: XIX INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES - ICEM 2010 2010, Rome. **Anais [...]**. Rome: IEEE, 2010. p. 18–20.

LEE, Sang Ho; KWON, Soon O.; LEE, Jeong Jong; HONG, Jung Pyo. Characteristic analysis of claw-pole machine using improved Equivalent Magnetic Circuit. **IEEE Transactions on Magnetics**, [*S. l.*], v. 45, n. 10, p. 4570–4573, 2009. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2023429.

NAKASHIMA, Yuta; ABE, Takashi; HIGUCHI, Tsuyoshi. Experimental investigations on variable field flux control of a claw pole type half-wave rectified variable field flux motor. **19th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2016**, [*S. l.*], 2017.

OOI, Shohei; MORIMOTO, Shigeo; SANADA, Masayuki; INOUE, Yukinori. Performance evaluation of a high-power-density PMASynRM with ferrite magnets. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S. l.], v. 49, n. 3, p. 1308–1315, 2013. DOI: 10.1109/TIA.2013.2253293.

OSTOVIC, Vlado. **Dynamics of saturated electric machines**. New York, NY: Springer-Verlag New York Inc., 1989. DOI: 10.1017/CBO9781107415324.004.

POPESCU, Mircea; RIVIERE, Nicolas; VOLPE, Giuseppe; VILLANI, Marco; FABRI, Giuseppe; DI LEONARDO, Lino. A Copper Rotor Induction Motor Solution for Electrical Vehicles Traction System. **2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2019**, [S. l.], p. 3924–3930, 2019. DOI: 10.1109/ECCE.2019.8912248.

RAMESH, P.; LENIN, N. C. High Power Density Electrical Machines for Electric Vehicles- Comprehensive Review Based on Material Technology. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S. l.], v. 55, n. 11, 2019. DOI: 10.1109/TMAG.2019.2929145.

RIVIERE, Nicolas; VOLPE, Giuseppe; VILLANI, Marco; FABRI, Giuseppe; DI LEONARDO, Lino; POPESCU, Mircea. Design Analysis of a High Speed Copper Rotor Induction Motor for a Traction Application. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, [S. l.], v. 2019- Octob, p. 2720–2725, 2019. DOI: 10.1109/IECON.2019.8927627.

SHIN-ETSU CHEMICAL CO., Ltd. **Rare earth magnets**. 2007. Disponível em: https://www.shinetsu-rare-earth-magnet.jp/e/design/words/r_e_m.html. Acesso em: 6 jul. 2020.

SIMIZU, Satoru; OHODNICKI, Paul R.; MCHENRY, Michael E. Metal Amorphous Nanocomposite Soft Magnetic Material-Enabled High Power Density, Rare Earth Free Rotational Machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S. l.], v. 54, n. 5, 2018. DOI: 10.1109/TMAG.2018.2794390.

STANCU, Constantin; WARD, Terence; RAHMAN, Khwaja M.; DAWSEY, Robert; SAVAGIAN, Peter. Transformer for Hybrid Vehicle Application. [S. l.], v. 54, n. 1, p. 223–232, 2018.

TANG, Junfei; LIU, Yujing. Design and Experimental Verification of a 48 v 20 kW Electrically Excited Synchronous Machine for Mild Hybrid Vehicles. **Proceedings - 2018 23rd**

International Conference on Electrical Machines, ICEM 2018, [S. l.], p. 649–655, 2018. DOI: 10.1109/ICELMACH.2018.8507259.

THYROFF, Dominik; HAHN, Ingo. Investigation of an Electrically Excited Vernier Machine with a Concentrated Winding intended for Traction Applications. **2019 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives, IWED 2019 - Proceedings**, [S. l.], p. 4–8, 2019. DOI: 10.1109/IWED.2019.8664396.

UPADHAYAY, Pranshu. **Electrical machine designs based on 3D flux paths with reuse & recycle magnet concepts for automotive applications**. 2019. Université Grenoble Alpes, [S. l.], 2019.

WIDMER, James D.; MARTIN, Richard; KIMIABEIGI, Mohammed. Electric vehicle traction motors without rare earth magnets. **Sustainable Materials and Technologies**, [S. l.], v. 3, p. 7–13, 2015. DOI: 10.1016/j.susmat.2015.02.001. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1016/j.susmat.2015.02.001>.

WINZER, Patrick; DOPPELBAUER, Martin. A hybrid permanent magnet and wound field synchronous machine with displaced reluctance axis capable of symmetric four quadrant operation. **2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2016 ECCE Europe**, [S. l.], 2016. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695296.

YABIKU, Renato Motohide. **Motor de corrente contínua sem escovas, sem ímãs permanentes, com circuito magnético não usual**. 2003. Universidade de São Paulo, São Paulo, 2003.

APÊNDICE A – CURVA DE SATURAÇÃO EM VAZIO: MÉTODO ANALÍTICO

A curva de saturação em vazio, ou curva de magnetização, relaciona o valor da corrente de excitação, no enrolamento de campo, com a indução magnética estabelecida no entreferro. Devido à saturação do material ferromagnético a relação entre B_g e I_f é não linear e pode ser estudada determinando a FMM necessária para enviar um certo fluxo ϕ_b , fluxo básico por polo, através do entreferro da máquina. A FMM total será dada pela soma dos produtos entre a intensidade de campo, H , e comprimento de cada trecho do circuito, ℓ .

Dessa forma, para levantar a característica de saturação em vazio, impõe-se um valor para densidade de fluxo magnético, B_g , no entreferro e calcula-se o fluxo básico por polo, a partir do qual serão calculadas as densidade de fluxo magnético nos demais trechos do circuito, por fim, utiliza-se a relação constitutiva $B = \mu H$ para determinar a intensidade de campo em cada trecho e obter FMM total que deve ser suprida pelas bobinas de campo, levando em consideração tanto o fluxo útil, como o fluxo de dispersão. Conforme apresentado no diagrama a seguir:

Figura 32 - Diagrama para levantar a característica de saturação em vazio.

- 1) Cálculo das áreas do circuito magnético: estabelece as áreas que o fluxo magnético irá atravessar em cada trecho. Tendo em vista, a natureza geométrica desta grandeza, seus valores são calculados apenas uma vez.

- Entreferro principal por polo:

$$A_{g1} = \frac{\pi D_r \ell_s}{2 p} = \frac{\pi \times 140 \times 60}{2 \times 3} \times 10^{-6} = 4,4 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

- Área da coroa:

$$A_c = [D_s - (D_r + h_d)] \ell_s = [200 - (140 + 15,8)] \times 60 \times 10^{-6} \\ = 2,7 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

- Área a 1/3 da altura do dente por polo:

$$A_d = \frac{N_d}{2 p} w_d \ell_s = \frac{36}{2 \times 3} \times 4,399 \times 60 \times 10^{-6} = 1,6 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

- Área do entreferro auxiliar:

$$A_{g2} = \left(\pi \frac{D_r^2}{4} - \pi \frac{D_i^2}{4} \right) = \pi \times \left(\frac{140^2}{4} - \frac{62,5^2}{4} \right) \times 10^{-6} = 12,3 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

- Área da tampa:

$$A_t = \pi D_t \ell_t = \pi \times 114 \times 18 \times 10^{-6} = 6,4 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

- Área da carcaça:

$$A_{cr} = \left(\frac{\pi D_{ec}^2}{4} - \frac{\pi D_{ic}^2}{4} \right) = \pi \left(\frac{230^2}{4} - \frac{200^2}{4} \right) \times 10^{-6} = 10,1 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

- Área transversal do polo:

$$A_{pt} = \frac{1}{2 p} \left(\pi \frac{D_r^2}{4} - \pi \frac{D_i^2}{4} \right) = \frac{\pi}{2 \times 3} \left(\frac{140^2}{4} - \frac{62,5^2}{4} \right) \times 10^{-6} = 2,1 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

- Área da superfície polar:

$$A_p = \frac{\pi D_r}{2 p} \ell_s = \frac{\pi \times 140}{2 \times 3} \times 60 \times 10^{-6} = 4,4 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

- Área da superfície de dispersão:

$$A_{\ell 1} = \ell_p \times h_p = 55 \times (140 - 62,5) \times 10^{-6} = 4,3 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

$$A_{\ell 2} = \left(\frac{50}{360} \right) \left(\pi \frac{D_r^2}{4} - \pi \frac{D_i^2}{4} \right) = \frac{50}{360} \pi \left(\frac{140^2}{4} - \frac{62,5^2}{4} \right) \times 10^{-6} = 1,7 \times 10^{-3} [\text{m}^2]$$

2) Definir indução B_{g1} no entreferro principal:

$$B_{g1} = 0,7 [T]$$

3) Cálculo o fluxo básico por polo:

$$\phi_b = B_{g1} \psi A_{g1}$$

Onde, ψ é o fator de forma, isto é

$$\psi = \text{fator de forma} = \frac{\text{arco polar}}{\text{passo polar}} = \frac{15}{18}$$

$$\phi_b = 0,7 \times \left(\frac{15}{18}\right) \times 4,4 \times 10^{-3} = 2,6 \times 10^{-3} [Wb]$$

4) Cálculo as induções por trecho:

- Entreferro principal:

$$B_{g1} = 0,7 [T]$$

- Coroa:

$$B_c = \frac{\phi_b}{A_c} = \frac{2,6 \times 10^{-3}}{2,7 \times 10^{-3}} = 0,98 [T]$$

- 1/3 da altura do dente:

$$B_d = \frac{\phi_b}{A_d} = \frac{2,6 \times 10^{-3}}{1,6 \times 10^{-3}} = 1,62 [T]$$

- Entreferro auxiliar:

$$B_{g2} = p \frac{\phi_b}{A_{g2}} K_\ell^8 = 3 \times \frac{2,6 \times 10^{-3}}{12,3 \times 10^{-3}} \times 1,087 = 0,68 [T]$$

- Tampa:

$$B_t = p \frac{\phi_b}{A_t} K_\ell = 3 \times \frac{2,6 \times 10^{-3}}{6,4 \times 10^{-3}} \times 1,087 = 1,30 [T]$$

- Carcaça:

$$B_{cr} = p \frac{\phi_b}{A_{cr}} K_\ell = 3 \times \frac{2,6 \times 10^{-3}}{10,1 \times 10^{-3}} \times 1,087 = 0,83 [T]$$

⁸ Fator de dispersão entre polos.

- Polo transversal:

$$B_{pt} = \frac{\phi_b}{\psi A_{pt}} = \frac{2,6 \times 10^{-3}}{\left(\frac{15}{18}\right) \times 2,1 \times 10^{-3}} = 1,50 [T]$$

5) Cálculo a intensidade de campo por trecho: para os entreferros principal e auxiliar, calcula-se a intensidade de campo, segundo o valor de permeabilidade do ar. Entretanto, para os trechos compostos por material ferromagnético a intensidade de campo é obtida consultando a curva de magnetização do material.

- Entreferro principal:

$$H_{g1} = \frac{B_{g1}}{\mu_0} = 0,56 \times 10^6 [A/m]$$

- Coroa:

$$H_c = 0,14 \times 10^3 [A/m]$$

- 1/3 da altura do dente:

$$H_d = 2,15 \times 10^3 [A/m]$$

- Entreferro auxiliar:

$$H_{g2} = \frac{B_{g2}}{\mu_0} = 0,54 \times 10^6 [A/m]$$

- Tampa:

$$H_t = 0,94 \times 10^3 [A/m]$$

- Carcaça:

$$H_{cr} = 0,43 \times 10^3 [A/m]$$

- Polo transversal:

$$H_{pt} = 1,74 \times 10^3 [A/m]$$

6) Cálculo a FMM por trecho:

- Entreferro principal:

$$\mathcal{F}_{g1} = H_{g1} \ell_{g1} = (0,56 \times 10^6) \times (0,86 \times 10^{-3}) = 479,06 [A. esp]$$

- Coroa:

$$\mathcal{F}_c = H_c \ell_c = (0,14 \times 10^3) \times (112 \times 10^{-3}) = 15,12 [A. esp]$$

- 1/3 da altura do dente:

$$\mathcal{F}_d = H_d \ell_d = (2,15 \times 10^3) \times (15,7 \times 10^{-3}) = 33,72 [A. esp]$$

- Entreferro auxiliar:

$$\mathcal{F}_{g2} = H_{g2} \ell_{g2} = (0,54 \times 10^6) \times (0,25 \times 10^{-3}) = 135,04 [A. esp]$$

- Tampa:

$$\mathcal{F}_t = H_t \ell_t = (0,94 \times 10^3) \times (18 \times 10^{-3}) = 16,85 [A. esp]$$

- Carcaça:

$$\mathcal{F}_{cr} = H_{cr} \ell_{cr} = (0,43 \times 10^3) \times (113 \times 10^{-3}) = 48,59 [A. esp]$$

- Polo transversal:

$$\mathcal{F}_{pt} = H_{pt} \ell_{pt} = (1,74 \times 10^3) \times (55 \times 10^{-3}) = 60,97 [A. esp]$$

7) Cálculo as relutâncias: as relutâncias são associadas de acordo com o circuito apresentado na Figura 13.

- Entreferro principal:

$$\mathcal{R}_{g1} = \frac{\ell_{g1}}{\mu_0 A_{g1}} = \frac{0,86 \times 10^{-3}}{(4\pi \times 10^{-7}) \times (4,4 \times 10^{-3})} = 155,60 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Coroa:

$$\mathcal{R}_c = \frac{\ell_c}{\mu_r \mu_0^9 A_c} = 5,89 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- 1/3 da altura do dente:

$$\mathcal{R}_d = \frac{\ell_d}{\mu_r \mu_0 A_d} = 13,14 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Entreferro auxiliar:

$$\mathcal{R}_{g2} = \frac{\ell_{g2}}{\mu_0 A_{g2}} = \frac{0,25 \times 10^{-3}}{(4\pi \times 10^{-7}) \times (12,3 \times 10^{-3})} = 16,14 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Tampa:

⁹ A permeabilidade do material foi calculada a partir da relação constitutiva $B = \mu H$, para os valores de indução e intensidade de campo calculados nos itens 4 e 5.

$$\mathcal{R}_t = \frac{\ell_t}{\mu_r \mu_0 A_t} = 2,01 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Carcaça:

$$\mathcal{R}_{cr} = \frac{\ell_{cr}}{\mu_r \mu_0 A_{cr}} = 5,81 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Polo transversal:

$$\mathcal{R}_{pt} = \frac{\ell_{pt}}{\mu_r \mu_0 A_{pt}} = 13,14 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Relutância de dispersão (1):

$$\mathcal{R}_{\ell 1} = \frac{\ell_{\ell 1}}{\mu_0 A_{\ell 1}} = \frac{18 \times 10^{-3}}{(4\pi \times 10^{-7}) \times (4,3 \times 10^{-3})} = 3360,5 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Relutância de dispersão (2):

$$\mathcal{R}_{\ell 2} = \frac{\ell_{\ell 2}}{\mu_0 A_{\ell 2}} = \frac{20 \times 10^{-3}}{(4\pi \times 10^{-7}) \times (1,7 \times 10^{-3})} = 9296,9 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Relutância de dispersão equivalente:

$$\mathcal{R}_{\ell} = \frac{\mathcal{R}_{\ell 1} \times \mathcal{R}_{\ell 2}}{\mathcal{R}_{\ell 1} + \mathcal{R}_{\ell 2}} = 2468,3 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Relutância da armadura:

$$\mathcal{R}_a = 2\mathcal{R}_{g1} + \mathcal{R}_c + \mathcal{R}_d = 330,24 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Relutância de rotor fictício:

$$\mathcal{R}'_r = 2\mathcal{R}_{g2} + 2\mathcal{R}_t + \mathcal{R}_{cr} = 42,12 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Relutância equivalente: relutância equivalente entre a associação em paralelo das relutâncias de armadura e de dispersão.

$$\mathcal{R}_{eq} = \frac{\mathcal{R}_a \times \mathcal{R}_{\ell}}{\mathcal{R}_a + \mathcal{R}_{\ell}} = 291,27 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

- Relutância total:

$$\mathcal{R}_{total} = \mathcal{R}_{eq} + \mathcal{R}'_r = 333,38 \times 10^3 [A. esp/Wb]$$

8) Cálculo do fluxo útil e do fluxo de dispersão:

$$FMM_{\text{útil}} = 2\mathcal{F}_{g1} + \mathcal{F}_c + \mathcal{F}_d = 1007,00 [A. esp]$$

$$\phi_a = \frac{FMM_{\text{útil}}}{\mathcal{R}_a} = \frac{1007,00}{330,24 \times 10^3} = 3 \times 10^{-3} [Wb]$$

$$\phi_\ell = \frac{FMM_{\text{útil}}}{\mathcal{R}_\ell} = \frac{1007,00}{2468,3 \times 10^3} = 0,41 \times 10^{-3} [Wb]$$

9) Cálculo a FMM total:

$$FMM_{\text{total}} = (\phi_a + \phi_\ell) \mathcal{R}_{\text{total}} = (3 \times 10^{-3} + 0,41 \times 10^{-3}) \times (333,38 \times 10^3)$$

$$FMM_{\text{total}} = 1152,6 [A. esp]$$

10) Cálculo da corrente de excitação:

$$I_f = \frac{FMM_{\text{total}}}{2 N_f} = \frac{1152,6}{2 \times 1321} = 0,44 [A]$$

Repetindo o procedimento descrito para os demais pontos de operação do motor, obtém-se os valores de FMM total e corrente de excitação demandada, conforme apresentado na Tabela 4. A partir dos dados apresentados é possível plotar a curva de saturação em vazio.

Tabela 4 - Pontos de operação para curva de saturação em vazio.

Indução [T]	$\mathcal{F}_{\text{total}}$ [A.esp]	I_{exc} [A]
0	0	0
0,1	326,00	0,06
0,2	326,84	0,12
0,3	484,84	0,18
0,4	642,10	0,24
0,5	800,53	0,30
0,6	962,24	0,36
0,7	1152,60	0,44
0,8	1452,00	0,55
0,9	1979,40	0,75
1,0	3402,30	1,29

APÊNDICE B – ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO MOTOR

DADOS GERAIS DO PROTÓTIPO

- Tensão nominal:.....200 [V]
- Potência nominal:.....4,0 [Hp]
- Corrente nominal por fase:.....15,0[A]
- Corrente nominal de campo:.....0,44[A]
- Velocidade nominal:.....3000[rpm]
- Número de polos:.....6 polos

DADOS DO ESTATOR

- Diâmetro externo:.....200[mm]
- Diâmetro interno:.....140[mm]
- Comprimento:.....60[mm]
- Fator de empilhamento:.....0,95
- Tipo de aço:.....E230-C3
- Número de ranhuras:.....36
- Tipo de ranhura:.....1
- Inclinação das ranhuras:.....10°

DADOS DA RANHURA

A Figura 33 indica as dimensões consideradas na geometria das ranhuras do estator.

Figura 33 - Geometria das ranhuras do estator – Tipo 1.

Fonte: (ANSYS, 2019).

- Hs0:.....0,6[mm]
- Hs2:.....7,05[mm]
- Bs0:.....2,2[mm]
- Bs1:.....7,2[mm]
- Bs2:.....9,1[mm]

CONFIGURAÇÃO DOS ENROLAMENTOS DE ARMADURA

- Número de camadas:.....2
- Tipo do enrolamento:.....Imbricado
- Ramos em paralelo:.....1
- Condutores por ranhura:.....12
- Passo da bobina:.....5
- Número de fios:.....1
- Diâmetro do fio:.....4,28[mm²]

DADOS DO ROTOR

- Tipo:.....Polos de garra
- Estrutura ferromagnética:.....Sólida
- Tipo de aço:.....SAE-1020
- Diâmetro externo:.....140[mm]
- Diâmetro interno:.....62,5[mm]
- Comprimento:.....85[mm]
- Distância entre polos:.....10°