



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE
COMPUTAÇÃO



VITOR LUCIANO DE OLIVEIRA TOMÉ

**PROJETO DE UM MOTOR SÍNCRONO, SEM ESCOVAS, DE ÍMAS
PERMANENTES, COM ROTOR INTERNO, PARA O CARRO ELÉTRICO DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS (UFG-EV)**

Goiânia
2019

**TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAR
VERSÕES ELETRÔNICAS DE TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO DE
GRADUAÇÃO NO REPOSITÓRIO INSTITUCIONAL DA UFG**

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio do Repositório Institucional (RI/UFG), regulamentado pela Resolução CEPEC nº 1204/2014, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a Lei nº 9610/98, o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou *download*, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

1. Identificação do Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação (TCCG):

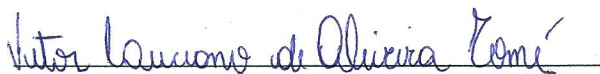
Nome completo do autor: Vitor Luciano de Oliveira Tomé

Título do trabalho: PROJETO DE UM MOTOR SÍNCRONO, SEM ESCOVAS, DE ÍMÃS PERMANENTES, COM ROTOR INTERNO, PARA O CARRO ELÉTRICO DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS (UFG-EV)

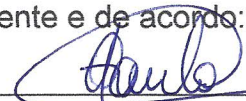
2. Informações de acesso ao documento:

Concorda com a liberação total do documento SIM NÃO¹

Havendo concordância com a disponibilização eletrônica, torna-se imprescindível o envio do(s) arquivo(s) em formato digital PDF do TCCG.


(Vitor Luciano de Oliveira Tomé)²

Ciente e de acordo:



(Geyverson Teixeira de Paula)²

Data: 16/12/2019.

¹ Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. A extensão deste prazo suscita justificativa junto à coordenação do curso. Os dados do documento não serão disponibilizados durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;
- Publicação da dissertação/tese em livro.

Versão abril de 2018

² As assinaturas devem ser originais sendo assinadas no próprio documento, imagens coladas não serão aceitas.



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE
COMPUTAÇÃO



VITOR LUCIANO DE OLIVEIRA TOMÉ

**PROJETO DE UM MOTOR SÍNCRONO, SEM ESCOVAS, DE ÍMÃS
PERMANENTES, COM ROTOR INTERNO, PARA O CARRO ELÉTRICO DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS (UFG-EV)**

Trabalho de conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Goiás como um dos pré-requisitos para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica, sob a orientação do Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula.

Goiânia
2019



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS
ESCOLA DE ENGENHARIA ELÉTRICA, MECÂNICA E DE
COMPUTAÇÃO



Tomé, Vitor Luciano de Oliveira.

Projeto de um Motor Síncrono, sem Escovas, de Ímãs Permanentes, com Rotor Interno, para o Carro Elétrico da Universidade Federal de Goiás (UFG-EV)/ Vitor Luciano de Oliveira Tomé. -2019

25.f

Orientador: Prof. Dr. Geyverson Teixeira de Paula.

Trabalho de conclusão de Curso – Universidade Federal de Goiás, Engenharia Elétrica, 2019.

1. Máquinas de ímãs permanentes; 2. Método dos Elementos Finitos; 3. *PeMSyn*; 4. *SMPMSM*; 5. *Spoke type*; 6. Veículo Elétrico.

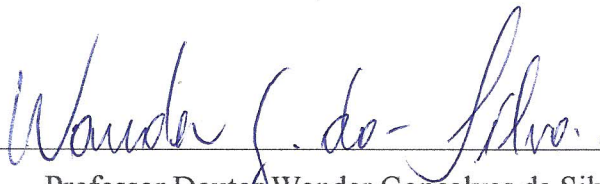
Vitor Luciano de Oliveira Tomé

**PROJETO DE UM MOTOR SÍNCRONO, SEM ESCOVAS, DE ÍMÃS
PERMANENTES, COM ROTOR INTERNO, PARA O CARRO ELÉTRICO DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DE GOIÁS (UFG-EV)**

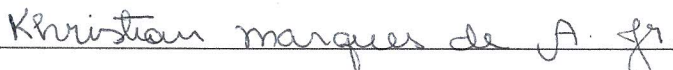
Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação da Universidade Federal de Goiás como parte dos requisitos para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica, aprovado pela seguinte banca examinadora:



Professor Doutor Geyverson Teixeira de Paula
(Orientador)



Professor Doutor Wander Gonçalves da Silva
(Examinador)



Engenheiro Khristian Marques de Andrade Junior
(Examinador)

Goiânia, 09 de dezembro de 2019.

Projeto de um Motor Síncrono, sem Escovas, de Ímãs Permanentes, com Rotor Interno, para o Carro Elétrico da Universidade Federal de Goiás (UFG-EV)

Vitor Luciano de Oliveira Tomé
Universidade Federal de Goiás
vitorluciano.06@gmail.com

Resumo — Este trabalho apresenta o projeto de um motor síncrono de ímãs permanentes, apresentando duas variações desse tipo de máquina: o motor de ímãs permanentes montados na superfície (SMPM) e o *spoke type*. Onde o resultado final do projeto constitui uma das etapas da conversão de um veículo a combustão interna, fornecido pela Universidade Federal de Goiás (UFG), em um elétrico. Para tanto, é apresentada uma sequência prática de etapas do projeto e após as definições das equações e critérios que descrevem a construção da máquina são criados os dois modelos iniciais, um para cada tipo de máquina. Esses modelos serviram para diversas análises e comparativos de construção, eficiência e qualidade de torque, a partir das simulações executadas no software de código aberto *PeMSyn*. Sendo a análise de performance do *PeMSyn*, realizada utilizando o Método dos Elementos Finitos (FEM).

Palavras-chave — Máquinas de ímãs permanentes, Método dos Elementos Finitos, *PeMSyn*, SMPMSM, Spoke type, Veículo Elétrico.

Abstract — This work presents the design of a permanent magnet synchronous motor, presenting two variations of this type of machine: the surface mounted permanent magnet motor (SMPM) and the spoke type. Where the final result of the project constitutes one of the stages of the conversion of an internal combustion vehicle, supplied by the Federal University of Goiás (UFG), into an electric one. For this, a practical sequence of design steps is presented and after the equations and criteria that describe the construction of the machine are defined, the two initial models are created, one for each type of machine. These models were used for various analyzes and comparisons of construction, efficiency and torque quality, based on simulations performed with *PeMSyn* open source software. Being the *PeMSyn* performance analysis, performed using the Finite Element Method (FEM).

Index Terms — Permanent Magnet Machines; Finite Element Method; *PeMSyn*; SMPMSM; Spoke type; Electric Vehicle.

I. INTRODUÇÃO

O primeiro veículo elétrico com atratividade comercial estava disponível no final do século XIX, tornando as máquinas de tração relativamente confiáveis e com acionamento instantâneo. Mas, devido à redução do preço e alta disponibilidade do petróleo, além da invenção da partida direta (no ano de 1911) para motores a combustão interna (MIC), estes conquistaram o mercado de veículos automotores. Pois o MIC provou ser uma opção mais atrativa para veículos de tração, atendendo aos requisitos de torque, velocidade e confiabilidade

exigidos até o presente momento. Uma das grandes razões da ascensão dos MIC resulta da comparação entre energia específica dos combustíveis e a das baterias. Nota-se que o MIC apresenta uma eficiência em torno de 20%, onde a energia específica do combustível é em torno de 9000 Whkg^{-1} (Watt-hora por quilo) resultando em 1800 Wh/kg de energia útil para o motor. Já o motor elétrico, com 90% de eficiência e com a energia específica de uma bateria chumbo-ácido em torno de 30 Whkg^{-1} , apresenta uma energia útil de apenas 27 Whkg^{-1} , sendo está uma das grandes razões da ascensão dos MIC (LARMINIE e LOWRY, 2003).

Porém, mesmo com a predominância dos MIC em veículos, ainda são encontradas muitas aplicações para os motores elétricos, pois esses últimos são ideais para aplicação em galpões de fábricas, interiores de prédios e regiões onde barulho e poluição não são tolerados. Sendo observada a inexistência emissão de gases de exaustão, a característica silenciosa e a pouca necessidade paralisação para manutenção, consequente do menor desgaste mecânico oferecido pelo motor elétrico comparada ao MIC. (LARMINIE e LOWRY, 2003).

Além disso os parâmetros de um veículo elétrico dependem de menos variáveis do que um veículo movido a combustão interna. Essa simplicidade garante maior confiabilidade, podendo ser representado por um simples diagrama como o da Fig. 1. (LEITMAN e BRANT, 2009).

Unindo essas características com as recentes crises da produção/demanda de combustíveis fósseis, mais as exigências internacionais para redução de emissão de poluentes, com os avanços da engenharia na área de eletrônica de potência e com a descoberta de novas configurações e materiais para aplicação nos motores elétricos, esses voltam a ganhar força no mercado de veículos automotores, garantindo maiores níveis de eficiência e potência que seus antecessores.

Então para melhor compreender a atuação das máquinas elétricas no mercado do século XXI, XU et al. (2009) as divide em dois tipos: as máquinas com escovas e as sem escovas (*brushless*). As duas categorias incluem quatro variações principais: as máquinas CC (Fig. 2.a); as máquinas de indução (MI) (Fig. 2.b); as máquinas de relutância variável (MRV) (Fig. 2.c); e as máquinas de ímãs permanentes sem escovas (MSIP) (Fig. 2.d).

Assim, a partir dos estudos realizados, também, no artigo XU et al. (2009), dentre essas máquinas têm-se que com o rápido desenvolvimento dos materiais magnéticos, o MSIP é o que

mais vem recebendo atenção, por garantir alta eficiência e densidade de torque.

Diante disso, para o projeto do motor do carro elétrico da Universidade Federal de Goiás (UFG-EV), proposta deste artigo, escolheu-se projetar um motor de ímãs permanentes sem escovas. Ao decorrer desse artigo o motor irá apresentar duas variações: a primeira como um motor síncrono de ímãs permanentes na superfície do rotor (*Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines, SMPMSM*); e a segunda como um motor síncrono de ímãs permanentes embutidos no interior do rotor (*Spoke Type* ou tipo I).

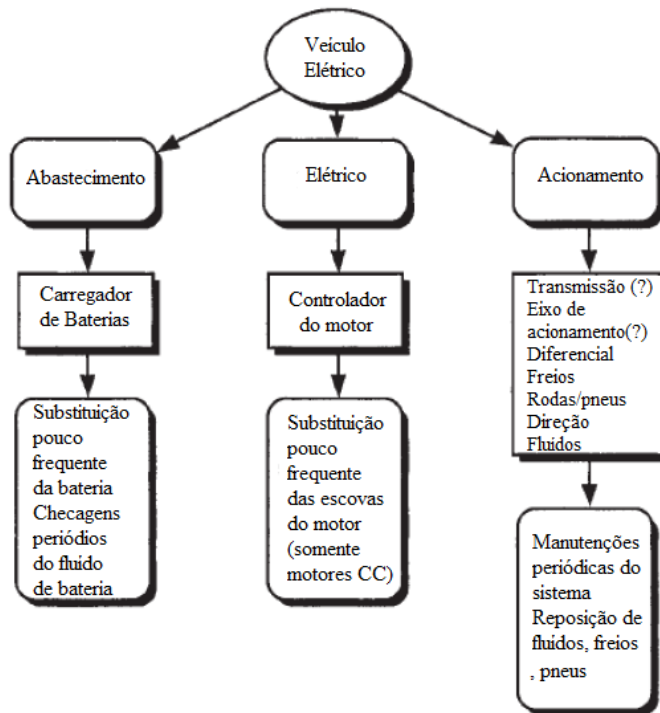


Fig. 1. Sistema de um veículo elétrico. Fonte: Adaptado de (LEITMAN e BRANT, 2009).

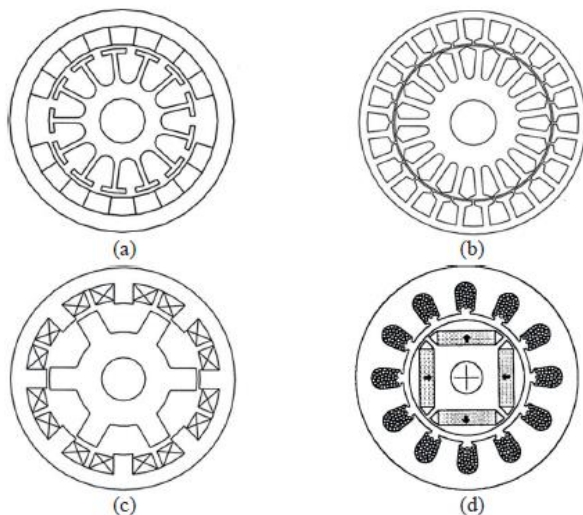


Fig. 2. Estrutura das quatro máquinas elétricas tradicionais: (a)MCC, (b) MI, (c) MRV e (d)MSIP. (XU, ZHU, GUI, WANG e WANG, 2009)

É importante ressaltar que para o projeto das máquinas foram

escolhidos os mesmos parâmetros de operação, como: potência, torque nominal e máximo, velocidade nominal e máxima, número de polos, ponto de operação do ímã e fluxo magnético no estator. Pois dessa maneira, é possível estabelecer uma base de análise da performance dos motores.

Então, para dar início aos projetos das duas máquinas propostas para este artigo, são apresentados logo abaixo alguns trabalhos recentes e outros já amplamente reconhecidos como textos de referência, publicados em forma de artigos técnicos ou livros, nos quais o leitor poderá buscar detalhes eventualmente não abrangidos no texto desse artigo.

A. Bibliografia de apoio

O projeto do motor elétrico voltado para um veículo de tração, deve-se iniciar com o dimensionamento do sistema de tração, atendendo a certas especificações de desempenho, que de acordo com as leis da física regem a dinâmica veicular. Assim, em EHSANI et al. (2000), são definidas as etapas e cálculos necessários para o dimensionamento do sistema de tração para veículos elétricos e híbridos, adotando-se como parâmetros de restrição do projeto: as velocidades nominal e máxima (km/h); o tempo especificado (segundos) para o veículo atingir a velocidade nominal; e a massa do veículo (kg). De forma que ao atender essas restrições, o sistema de tração deve apresentar o menor requerimento de potência possível.

Logo, das forças resistentes ao movimento, que determinam a tração exigida nas rodas do veículo, foram consideradas a resistência ao rolamento, resistência aerodinâmica, resistência ao aclave e as forças de aceleração linear e angular. Para o cálculo da resistência ao rolamento, adotou-se o modelo proposto em (EHSANI et al., 2000), que já fornece uma tabela (tabela 1) com os devidos coeficientes de resistência ao rolamento para variados ambientes no qual o veículo está inserido.

Já para o cálculo da resistência aerodinâmica, EHSANI et al. (2000) e LARMINIE e LOWRY (2003) propõem, basicamente, o mesmo modelo, onde o primeiro fornece uma tabela (tabela 2) com seus respectivos coeficientes de resistência aerodinâmica, em função do tipo de veículo.

Prosseguindo para o cálculo da resistência ao aclave, é utilizado o modelo proposto por TANAKA (2013), em que a força de resistência ao aclave é igual a componente horizontal da força peso em relação ao plano inclinado.

Já para o cálculo das forças de aceleração, considerando a força necessária para acelerar o veículo e a força necessária para fazer as partes rotativas acelerarem, adota-se o modelo proposto por LEITMAN e BRANT (2009). Nesse modelo multiplica-se a força de aceleração pelo fator de massa do carro, o qual representa a inércia das peças rotativas do veículo (rodas, sistema de transmissão, volante, embreagem, armadura do motor e outras peças rotativas). Também, em LEITMAN e BRANT (2009), é fornecida uma tabela com diferentes valores de força de aceleração (tabela 3) de acordo com o coeficiente de massa do veículo e a aceleração escolhidas, bastando ao projetista, multiplicar a força resultante da escolha, pela relação de massa do veículo (massa do veículo em kg dividida por 453,6 kg).

Para o projeto do motor de ímãs permanentes, em MILLER e HENDERSOT JR (1994), realiza-se um estudo detalhado das etapas de projeto e de dimensionamento de máquinas síncronas de ímãs permanentes no rotor, com foco nas máquinas sem escovas (*brushless DC*). As etapas propostas pelo livro para o dimensionamento dos componentes da máquina, abrangem desde a espessura do ímã, espessura dos dentes, comprimento do entre ferro, forma de distribuição das bobinas, até o dimensionamento dos condutores aplicados na máquina.

Além de MILLER e HENDERSOT JR (1994), são analisadas as obras HANSELMAN (1994) e GIERAS e WING (2002). Na primeira, são tratados aspectos com uma visão mais geral do projeto, tornando possível de chegar a algumas simplificações que facilitam em um projeto inicial da máquina, já a segunda volta-se para a análise das máquinas que utilizam ímãs permanentes como fonte de excitação, descrevendo suas características de acionamento, controle e apresentando aplicações para veículos elétricos.

Já ISHAK, ZHU e HOWE (2004) apresenta a escolha ideal entre o número de polos e número de ranhuras, comparando resultados de simulações (em elementos finitos) com resultados experimentais.

Em LEE, KANG, HUR e YOU (2004), propõe-se um estudo com simulações de máquinas *Spoke Type* variando as características construção do rotor, simulando e então analisando a eficiência observando parâmetros como o *cogging torque*. Oferecendo também uma breve análise comparativa entre máquinas *PMSM* e *Spoke Type*.

Já em PAULA (2011), a partir de estudos das obras de GIERAS e WING (2002), HANSELMAN (1994), MILLER e HENDERSOT JR (1994) e NASAR e BOLDEA (1993), é apresentada uma lista de passos coerentes para o desenvolvimento do projeto, que então é adotada neste artigo. PAULA (2011), também apresenta o projeto de uma máquina sem escovas, de ímãs permanentes na superfície do rotor, sendo este com construção externa, no qual baseia-se a construção da máquina de ímãs na superfície deste artigo, uma vez que a construção de uma máquina de rotor interno e externo, assemelha-se bastante.

Na obra de PAULA, SANTOS, ANDRADE JR, VIELA e ALMEIDA (2019) há um estudo detalhado e a apresentação de um software de código aberto para o desenho de alguns tipos de máquinas MSIP e simulações visando a análise de desempenho das mesmas.

XU, ZHU, GUO, WANG e WANG (2009), apresenta os principais tipos de máquinas elétricas, dividindo em dois grupos (com escovas e sem escovas), além de destacar as características básicas necessária para viabilizar sua aplicação em veículos elétricos.

Assim como LEE, KANG, HUR e YOU, (2004), as obras DEMIR e AYDIN (2013) e CARRARO, BIANCHI, ZHANG e KOCH (2014) apresentam análises de performance e comportamento de máquinas do tipo *Spoke Type*.

II. DO DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE TRAÇÃO MOTOR

Em LARMINIE e LOWRY (2003) afirma-se que o primeiro passo na modelagem da performance de um veículo é o de

produzir uma equação para o esforço de tração. Ou seja, a força que propulsiona o veículo para frente, transmitida para o chão através dos pneus.

Porém, para determinar uma aproximação do torque máximo, é antes necessário determinar as forças que afetam diretamente a dinâmica de movimento do carro, que dependem de parâmetros como o desempenho a uma certa velocidade, capacidade de aclave e aceleração, dividindo essas forças em:

A. Resistência ao rolamento

A resistência ao rolamento ocorre, principalmente, devido ao atrito entre objetos, geralmente redondos e uma superfície. Geralmente, para veículos, a resistência ao rolamento é aproximadamente constante, não dependendo da velocidade, sendo diretamente proporcional à força peso do mesmo. Além disso, características como o material e deformação dos pneus e/ou tipo de solo interferem diretamente na determinação do Coeficiente de Resistência ao Rolamento. Os dois principais fatores determinantes do coeficiente são o material e a pressão dos pneus sobre a superfície (EHSANI, GAO, GAY e EMADI, 2000).

$$F_{rr} = \mu_{rr} \cdot m \cdot g \quad (1)$$

A força de resistência ao rolamento (F_{rr}), em Newtons, dada pela equação (1), é equivalente a força peso - massa (m) em kg vezes aceleração da gravidade (g) em m/s^2 - perpendicular à superfície e normal à carga e o coeficiente de resistência ao rolamento, μ_{rr} . O valor do coeficiente pode ser encontrando puxando um veículo em uma velocidade baixa, e medindo a força requerida, porém, diversos fabricantes e literaturas já trazem valores usuais com aproximações aceitáveis. Como pode ser observado na tabela 1.

TABELA 1
COEFICIENTES DE RESISTÊNCIA AO ROLAMENTO

Condições	Coefficiente de Resistência ao Rolamento
Pneus de carro numa via de asfalto ou concreto	0,013
Pneus de carro numa via de cascalhos	0,020
Via de macadame	0,025
Via sem pavimento	0,050
Campo	0,10 - 0,35
Pneus de caminhão numa via de asfalto ou concreto	0,006 - 0,010
Roda sobre trilho	0,001 - 0,002

Fonte: (EHSANI; GAO; EMADI, 2000)

B. Resistência aerodinâmica

A força de resistência aerodinâmica ocorre devido a dois fenômenos que dependem diretamente da densidade do ar, área frontal e forma do veículo, protuberâncias como os retrovisores, passagens de ar, aerofólios, entre outros fatores. O primeiro ocorre quando o veículo está em movimento, empurrando o ar da frente, porém como o ar não se desloca instantaneamente, é

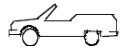
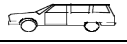

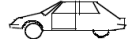



gerada uma região de alta pressão na parte frontal e como o ar não pode ocupar instantaneamente o ar deslocado na parte de trás, é gerada outra região de pressão negativa que se opõem ao movimento do veículo (TANAKA, 2013). Já o segundo fenômeno da resistência aerodinâmica é produzido pelo atrito resultante do contato das moléculas de ar com a superfície do carro.

Então, a força de resistência aerodinâmica (F_{ad}), em Newtons, dada pela equação (2) é função da velocidade relativa (v) em m/s entre o veículo e o ar, da área frontal (A) e formato do veículo em m^2 e da densidade do ar (ρ) em kg/m^3 . A densidade do ar varia com a temperatura, altitude e humidade, porém, um valor de $1,25 kg.m^{-3}$ é razoável para a maioria dos casos. (LARMINIE e LOWRY, 2003).

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho \cdot A \cdot C_d \cdot v^2 \quad (2)$$

C_d é o coeficiente de resistência aerodinâmica, podendo ser dimensionado de acordo com a Tabela 2, que caracteriza o formato do carro.

TABELA 2
COEFICIENTES DE RESISTÊNCIA AERODINÂMICA

	Tipo de veículo	Coefficiente de Resistência Aerodinâmica
	Convertível aberto	0,5...0,7
	Van	0,5...0,7
	Sedan	0,4...0,55
	Formato de cunha	0,3...0,4
	Formato de cunha com carenagem envolvente	0,2...0,25
	Hatchback	0,23
	Design Simplificado Otimizado	0,15...0,20
Caminhões		0,8...1,5
Ônibus		0,6...0,7
Ônibus simplificado		0,3...0,4
Motocicletas		0,6...0,7
Roda sobre trilho		0,15...0,23
Roda sobre trilho		0,15...0,24

Fonte: (EHSANI; GAO; EMADI, 2000)

C. Resistência ao Active

Quando se escala um plano inclinado é adicionada a força de resistência ao active, que é a força necessária para conduzir um veículo sobre um plano inclinado como, por exemplo, em uma colina.

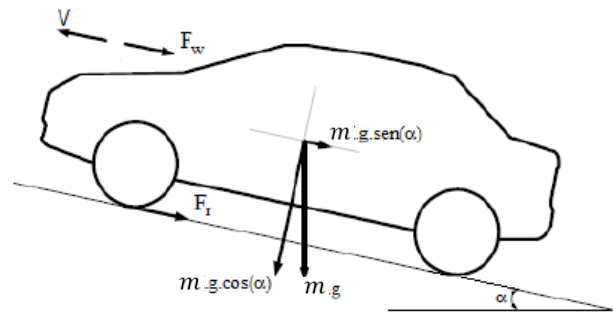


Fig. 3. Esquema de forças atuantes no carro em um active. Fonte: (TANAKA, 2013)

Sendo a força de resistência ao active (F_w) dada pela componente horizontal da força peso em relação ao active, em Newtons.

$$F_w = m \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (3)$$

Em que m é a massa do veículo dada em kg, g a aceleração da gravidade dada em m/s^2 e α o ângulo de abertura do plano inclinado em graus. Considerando para o projeto que $\alpha = 0^\circ$, ou seja, não havendo inclinação, a força de active será igual a zero.

D. Força de aceleração

Se a velocidade do veículo estiver sofrendo variações, deve haver uma força responsável pela aceleração ou desaceleração dele. Essa força é resultante da segunda lei de Newton: $F = m \cdot a$, ou Força (F) igual a massa (m) vezes aceleração (a). Podendo ser reescrita como dado na equação (4) (LEITMAN e BRANT, 2009).

$$F_a = C_i \cdot m \cdot a \quad (4)$$

C_i , obtido através da equação (5), é o fator de massa que representa a inercia das massas rotativas do veículo (rodas, sistema de transmissão, volante, embreagem, armadura do motor e outras peças rotativas). Onde N_c representa a razão combinada da transmissão inicial e da final, pois o fator de massa depende da marcha na qual o veículo está operando.

$$C_i = I + 0.04 + 0.0025(N_c)^2 \quad (5)$$

Para veículos de combustão interna, o fator de massa é tipicamente: marcha alta = 1,1, terceira marcha = 1,2, segunda marcha = 1,5, e primeira marcha = 2,4. Para veículos elétricos, onde uma parte do eixo de transmissão e peso tenha sido removido ou tornado mais leve, geralmente é de 1,06 a 1,2. (LEITMAN e BRANT, 2009)

A tabela 3 fornece a força de aceleração (F_a) para três diferentes valores de C_i , para dez diferentes valores de aceleração e para um veículo de 1000 lbs, ou seja, de aproximadamente 453,6 kg. Já o fator a é a aceleração expressa em metros por segundo ao quadrado (m/s^2).

TABELA 3
FORÇA DE ACELERAÇÃO, F_a (em libras), PARA
DIFERENTES VALORES DE C_i

a (m/s ²)	F_a (N) $C_i = 1,06$	F_a (N) $C_i = 1,1$	F_a (N) $C_i = 1,2$
0,45	214,85	222,86	243,32
0,90	429,70	445,71	486,19
1,35	644,10	668,57	729,51
1,80	858,95	891,42	972,38
2,25	1073,80	1114,28	1215,70
2,70	1288,65	1337,13	1459,02
3,15	1503,50	1559,99	1701,89
3,60	1718,35	1782,85	1945,21
4,05	1932,75	2005,70	2188,08
4,50	2147,60	2228,56	2431,40

Fonte: Adaptado de (LEITMAN e BRANT, 2009).

Para obter a Força de Aceleração para o carro do projeto, multiplica-se a força pela relação de peso do carro (Massa do carro dividida por 453,6) e utiliza-se a coluna $C_i = 1,06$ para veículos leves e a coluna $C_i = 1$, para os pesados.

E. Força de tração

A Força de Tração total (F_t), dada pela equação (6), ou a força exigida do motor para e o carro entre em movimento, pode ser obtida a partir da soma de (1), (2), (3) e (4), calculada em Newtons.

$$F_t = F_{rr} + F_{ad} + F_w + F_a \quad (6)$$

F. Torque de Tração

O Torque de Tração (T_t), dado pela equação (7) em Newtonmetro, nas rodas do carro é resultado do produto entre a força de tração e o raio efetivo da roda/pneu (r_d) em metro.

$$T_t = F_t \cdot r_d \quad (7)$$

E o torque do motor (T_m) é dado pela equação (8).

$$T_m = \frac{T_t}{\eta_t} \quad (8)$$

Onde η_t é a eficiência de transmissão do torque entre o motor e a roda. Sendo que a eficiência mecânica total da transmissão entre o eixo de saída do motor e as rodas é o produto das eficiências de todos os componentes do eixo de transmissão do veículo. Como primeira aproximação, utiliza-se uma taxa de eficiência de 90% para transmissão direta (quando o eixo do motor está conectado diretamente à roda) (EHSANI, GAO, GAY e EMADI, 2000).

G. Potência do Motor

A demanda de potência, dada pela equação (9) em Watts, para a tração nas rodas do veículo que o motor precisa gerar é o produto do Torque do Motor vezes a velocidade angular do

eixo, considerando que para uma máquina síncrona será a mesma velocidade de rotação da roda.

$$P_m = T_m \cdot \omega_m \quad (9)$$

III. DIMENSIONAMENTO DA MÁQUINA

A partir deste ponto do artigo, serão descritas as equações para o projeto da máquina elétrica, como o dimensionamento dos ímãs, ranhuras, entreferro, bobinas, etc. Assim, para garantir uma ordem clara e com lógica sequencial, foi adotada a adaptação de PAULA (2011), conforme a tabela 4, baseada nas obras de MILLER e HENDERSOT JR (1994), GIERAS e WING (2002), HANSELMAN (1994) e NASAR e BOLDEA (1993).

TABELA 4
LISTA DE PASSOS PARA PROJETO DA MÁQUINA SÍNCRONA

1	Descriminação das características necessárias aos motores utilizados em veículos elétricos.
2	Especificações gerais ditadas o objetivo do projeto.
3	Limitações dimensionais.
4	Escolha do ímã e cálculo do entreferro.
5	Escolha do número de polos e número de ranhuras.
6	Distribuição das bobinas de cada fase no estator.
7	Cálculo do fluxo/polo e dimensionamento inicial (Diâmetro externo, interno, etc...).
8	Cálculo do número de espiras por bobina.
9	Dimensionamento do dente do estator.
10	Cálculo da área de cada ranhura e dimensionamento dos condutores
11	Cálculo/Estimativa do valor da resistência em cada fase.
12	Estimativa da corrente e torque para uma determinada velocidade.
13	Cálculo das perdas magnéticas e resistivas.
14	Análise térmica.
15	Simulação em elementos finitos para validação do projeto
16	Ajustes paramétricos, caso necessário, e repetição da simulação.

Fonte: (PAULA, 2011)

Além disso, deve-se levar em conta algumas características básicas de uma máquina elétrica em um veículo elétrico, sendo elas (XU, ZHU, GUI, WANG e WANG, 2009):

- Altas densidades de torque e potência;
- Ampla faixa de velocidade de operação com potência constante;
- Alta eficiência em amplas faixas de velocidade e torque;
- Alta confiabilidade e robustez adequadas ao meio ambiente;
- Capacidade de sobrecarga intermitente e de custo aceitável;

- f. Baixo ruído acústico e baixa ondulação (*ripple*) de torque;
- g. Boa regulação de tensão sobre ampla faixa de velocidade.

A. Determinação do ímã e cálculo do entreferro

De acordo com HANSELMAN (1994), os materiais magnéticos disponíveis incluem alnico, ferrita, samário-cobalto e neodímio-ferro-bório (NdFeB). Destes tipos de ímã, o ferrita é o mais utilizado devido ao baixo custo, porém os ímãs de terras raras (samário-cobalto e NdFeB), são conhecidos por sua alta performance obtida em suas aplicações. Já dentre os ímãs de terras raras, os de NdFeB são os que apresentam a menor sensibilidade a grandes variações de temperatura, tornando-os ideais para aplicações como no projeto deste artigo.

Como cada ímã permanente possui diferentes propriedades, cada um pode ser direcionado para diferentes aplicações e objetivos, sendo esse um dos pontos do projeto do motor com possibilidades de otimização, devido à grande opção de produtos de energia dos ímãs (medido em MGOe), utilizados como uma medida de “força” ou escala dos ímãs.

Encerrada a primeira escolha do ímã para o projeto da máquina, deve-se determinar o ponto de operação, ou seja, a densidade de fluxo magnético de trabalho (B_M). Para isso, é necessário indicar o coeficiente PC (*coeficiente de permeância*), que representa a inclinação da reta de carga, que une o ponto de operação do ímã à origem do segundo quadrante da curva de histerese. Onde o ponto de operação do ímã deve estar na ordem de $0,7 - 0,95 \cdot B_r$ (MILLER e HENDERSOT JR, 1994).

$$0,7 \cdot B_r \leq B_M \leq 0,95 \cdot B_r \quad (10)$$

Logo, seguindo as recomendações de MILLER e HENDERSOT JR (1994), uma estimativa inicial do coeficiente de permeância para ímãs de terras-raras, que possuem alta força coercitiva, é o valor de 10. Observa-se na Fig. 4 uma alternativa de determinar o coeficiente PC , graficamente, a partir da curva de histerese do ímã, geralmente fornecida pelos fabricantes.

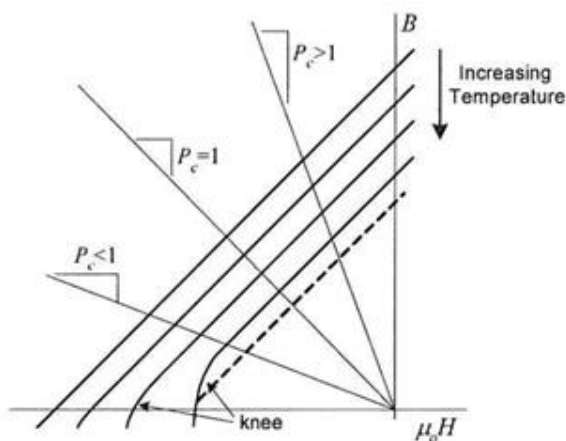


Fig. 4. Determinação do coeficiente PC e variação da curva de desmagnetização com influência da temperatura do ímã. Fonte: (HANSELMAN, 1994).

Como descrito por HANSELMAN (1994), a curva acima, é conhecida como curva de desmagnetização normal, que descreve o comportamento de um ímã em circuitos magnético, sendo muito útil para o projeto de motores. Também, analisando o gráfico é possível perceber um encolhimento da curva em direção origem do gráfico, de acordo com o aumento de temperatura do ímã. Esse encolhimento, pode causar o aparecimento de um joelho da curva, no segundo quadrante, que quando o ímã opera nessa região do joelho, pode provocar alguma perda de magnetização irreversível nele.

Também, de acordo com HANSELMAN (1994), essa perda de magnetização, conseqüentemente, diminui a performance do ímã. Logo, é necessário sempre manter o ímã operando longe da região de desmagnetização irreversível da curva, aplicando um coeficiente de permeância suficientemente alto que pode variar, geralmente, entre 5 e 15, além de mantê-lo operando em níveis de temperatura adequados.

Em complemento, para garantir uma dispersão de fluxo magnético pequena e atingir o máximo fluxo por polo, deve-se escolher um tamanho de entreferro suficientemente pequeno. MILLER e HENDERSOT JR (1994) recomenda que o valor de entreferro (g) para máquinas de pequeno porte deve estar no intervalo de $0,13 < g < 0,25$ mm; Médio porte no intervalo de $0,38 < g < 0,51$ mm; e Grande porte no intervalo de $0,64 < g < 0,89$ mm.

Como o projeto de um motor é um processo iterativo, após selecionados os primeiros valores para o coeficiente de permeância (PC) e para o entreferro (g), calcula-se a espessura do ímã (L_M), com g e L_M dados em milímetros:

$$PC = \frac{L_M}{g} \quad (11)$$

É importante ressaltar que para a construção da máquina *Spoke* a espessura do ímã foi considerado igual $L_M' = 2 \cdot L_M$, pois dessa forma é obtido o mesmo coeficiente de permeância da SMPMSM, uma vez que o fluxo magnético de um único ímã tem que enfrentar dois entreferros, como pode ser observado na figura 22, ou seja, $g' = 2 \cdot g$, assim permanecendo a relação da equação (11).

B. Escolha do número de polos de número de ranhuras

Primeiramente, ao determinar o número de polos do motor deve-se ter em mente a velocidade desejada, sendo que a frequência de chaveamento dos semicondutores do controlador é proporcional à velocidade e ao número de polos. Lembrando que quanto maior a frequência de comutação, maiores as perdas de comutação nos transistores e perdas no material do estator. Levando em consideração que neste artigo a aplicação do motor exige uma velocidade relativamente baixa quando comparada a outros motores *brushless CC*, há uma certa liberdade para a escolha do número de polos.

Além disso, de acordo com GIERAS e WING (2002) e MILLER e HENDERSOT JR (1994), quando o número de polos é dobrado, a espessura do núcleo do rotor é reduzida pela metade (Fig. 5), considerando também que o número de polos é inversamente proporcional ao fluxo magnético por polo, o que também reduz a espessura da carcaça do estator observada pela equação (27).

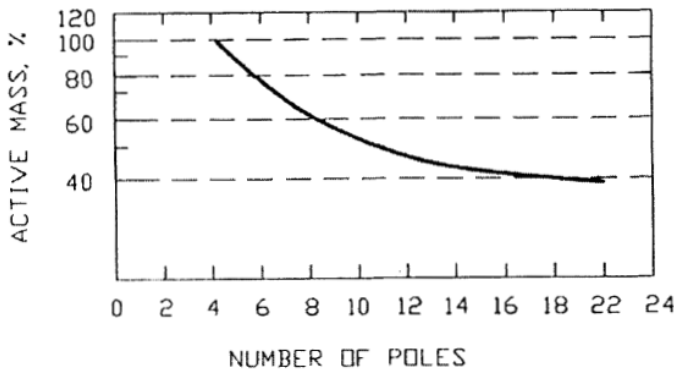


Fig. 5. Massa ativa x Número de polos. Fonte: (GIERAS e WING, 2002).

Quanto a relação entre o número de polos e ranhuras do estator, MILLER e HENDERSOT JR (1994) ressalta que se a razão entre o número de ranhuras e o número de polos for par, então a borda de cada polo se alinha com todas as ranhuras, aumentando o fenômeno chamado de *cogging torque*. Como descrito por HANSELAMN (2002), *cogging torque* é o torque criado quando as linhas de fluxo magnético dos ímãs permanentes do rotor tentam se alinhar com a máxima quantidade de material ferromagnético. Para combater tal efeito, convencionou-se o uso de uma razão (ranhura/polo) que influencia diminuindo o *cogging torque*, pois quanto maior essa razão, menor será o *cogging torque* e além disso, uma razão fracionária garante que região de fronteiras entre polos não se alinhem com um só dente, reduzindo ainda mais este efeito.

De acordo com ISHAK, ZHU e HOWE (2004) a melhor relação ranhura/polo pode ser dada a partir da equação (12), para que a máquina tenha o menor *cogging torque*. Porém, o uso dessa relação reduz o intervalo da constante de velocidade, apresentando o valor de 60° elétricos, o que pode provocar um *ripple* elevado no torque final.

$$2p = N^{\circ}_{RANHURAS} \pm 2 \quad (12)$$

Onde, $N^{\circ}_{RANHURAS}$ representa o número total de ranhuras e $2p$ o número total de polos.

C. Distribuição das bobinas de cada fase no estator

As equações que seguem foram extraídas da obra MILLER e HENDERSOT (1994) e caso haja alguma alteração, será feita uma observação. Logo, primeiramente é importante ressaltar que caso a bobina no estator enlace mais do que 180° elétricos de fluxo, a bobina irá enlaçar, também, o fluxo do polo adjacente, reduzindo o valor do fluxo máximo. O fluxo máximo pode ser atingido caso a bobina enlace no máximo 180° elétricos, que corresponde ao fluxo de um único polo magnético.

Logo, para garantir que as bobinas enlacen no máximo 180° graus elétricos, calcula-se o número máximo de bobinas por fase (N_{BFMAX}), dado pela equação (13), que servirá com um valor de referência para o projetista.

$$N_{BFMAX} = \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{N^{\circ}_{FASES}} \quad (13)$$

Onde, N°_{FASES} representa o número de fases pelo qual as bobinas do estator são alimentadas.

Já o espaçamento máximo que uma bobina ocupa no estator (σ_{max}) em número de ranhuras, como proposto por MILLER e HENDERSOT JR (1994), pode ser dado pela equação (14).

$$\sigma_{max} = NLI \left[\frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{2p} \right] = N^{\circ}_{RANHURAS} - \varepsilon \quad (14)$$

Onde NLI representa a operação de menor inteiro mais próxima e ε representa o resto da razão entre o número de ranhuras e o número de polos do motor.

Caso a razão seja menor do que 1, aproxima-se σ_{max} para 1. A partir deste resultado, uma bobina que tem início na n -ésima ranhura, irá terminar na ranhura $n + \sigma_{max}$ caso seja a bobina de número par, e $n - \sigma_{max}$ caso seja a bobina de número ímpar.

Calcula-se S_F , dado pela equação (15), para determinar a localização da bobina subsequente, apontando a quantos ranhuras está o início da próxima bobina. De forma que uma bobina terminada na k -ésima ranhura, terá como bobina subsequente começando na ranhura $k + S_F$.

$$S_F = \begin{cases} \sigma_{max} + 1, \varepsilon \geq 0,5 \\ N_{SS} - \sigma_{max}, \varepsilon < 0,5 \end{cases} \quad (15)$$

Sendo N_{SS} , dado pela equação (16), o número de ranhuras por seção.

$$N_{SS} = \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{MDC[N_{BFMAX} \cdot p]} \quad (16)$$

Onde MDC representa a operação de máximo divisor comum entre o número máximo de bobinas por fase (N_{BFMAX}) e o número de par de polos (p).

Dado um arranjo criado para um motor de 3 fases, após finalizar a distribuição das bobinas de uma fase, é preciso saber em qual ranhura será dado início o enrolamento da próxima fase. Calcula-se, então, o *Offset*, dado pela equação (17), que permite localizar o início da primeira bobina da fase subsequente, partindo da posição de início da primeira bobina da fase anterior, a partir do primeiro valor inteiro encontrado.

$$\begin{cases} Offset = \frac{2}{3} \cdot \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{2p} + k \cdot \frac{N^{\circ}_{RANHURAS}}{p} \\ k = 0, 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (17)$$

Segue então que se a primeira bobina da primeira fase teve início na ranhura “ x ”, a primeira bobina da segunda fase irá iniciar na ranhura “ $x + Offset$ ”

Finalizada a distribuição de bobinas de todas as fases, deve-se verificar se todas as ranhuras foram preenchidas. Caso contrário, o estator não foi bem aproveitado e recomenda-se que sejam refeitos os passos anteriores, para determinar uma construção melhor aproveitada do material do estator, e consequentemente, do motor.

D. Projeto inicial do rotor e o cálculo do fluxo/polo

De acordo com HEBALA, GHONEIM e ASHOUR (2018),

para determinar uma dimensão básica para máquina, o diâmetro do rotor (D_{ry}) e o comprimento do pacote de lâminas do estator (L_{stk}), devem ser baseadas no torque por volume de rotor (TVR, T_v), dado pela equação (18).

$$T_v = \frac{T_m}{V_0} \quad (18)$$

$$V_0 = \frac{T_m}{T_v} \quad (19)$$

Assim o volume de rotor para o projeto inicial da máquina é limitado pelo volume (V_0) encontrado na equação (19).

Em DORREL (2007), propõem-se para um motor *brushless CC* de ímãs permanentes um torque por volume de rotor (TVR) de $30 \text{ kN} \cdot \text{m}/\text{m}^3$, o que fornece uma tensão de cisalhamento de $15 \text{ kN} \cdot \text{m}/\text{m}^3$, sendo essa a média típica para este tipo de cenário.

Já de acordo com MILLER (1989), para estimar D_{ry} e L_{stk} , a razão $\frac{L_{stk}}{D_{ry}}$ geralmente pode variar em um intervalo de 3:1 ou mais. Assim, tendo o volume do rotor (V_{rotor}) dado pela equação (20) e a razão L_{stk}/D_{ry} dada pela equação (21), pode-se encontrar o valor de L_{stk} em função de D_{ry} , ou vice versa, na equação (22)

$$V_{rotor} = \pi \cdot \left(\frac{D_{RY}}{2}\right)^2 \cdot L_{stk} \quad (20)$$

$$\frac{L_{stk}}{D_{ry}} = b \quad (21)$$

$$L_{stk} = b \cdot D_{ry} \quad (22)$$

MILLER (1993) também ressalta que a tensão de cisalhamento e o TVR estão sendo utilizados apenas para aproximar o tamanho para uma forma base de projeto detalhado do rotor.

Para o motor de ímãs permanentes, com ímãs na superfície do rotor em forma de arco (SMPMSM), considera-se 180° elétricos ou menos. Observando a Fig. 6, a área magnética de um polo de 180° elétricos é dada pela equação (23).

$$A_M = \frac{\pi \cdot D_{RY} \cdot L_{stk}}{2 \cdot p} \quad (23)$$

Onde, A_M representa a área magnética de cada polo; D_{RY} o diâmetro interno do rotor; e L_{STK} o comprimento do paco de lâminas do estator.

Já para um rotor do tipo *Spoke type* (tipo I) é necessário fazer alguns ajustes ao cálculo da área magnética de cada polo (A_M). Observando a Fig. 7, é possível afirmar que um polo é constituído por duas faces adjacentes de dois ímãs permanentes, então tem-se a equação (24).

$$A_M = 2 \cdot h_m \cdot L_{STK} \quad (24)$$

Onde h_m representa o comprimento radial dos ímãs.

Assim, definidas as áreas magnéticas (A_M) para cada tipo de motor, tem-se que o fluxo magnético por polo (Φ_p) é dado pela equação (25).

$$\Phi_p = B_M \cdot A_M \quad (25)$$

Já a espessura do núcleo do rotor (E_{CR}), para uma máquina de ímãs permanentes de rotor interno, é dada pela equação (26).

$$E_{CR} = \frac{B_M \cdot A_M}{2 \cdot B_{MAX} \cdot L_{STK}} \quad (26)$$

Com esses dados é possível, facilmente, realizar o dimensionamento do rotor. Porém é necessário destacar que esses equacionamentos são iterativos, ou seja, caso necessário realizar ajustes em alguma das dimensões, é necessário recalcular todas as outras novamente. Além disso, se houver espaço suficiente, parte do núcleo do rotor pode ser substituída por material não magnético, reduzindo o peso e custo.

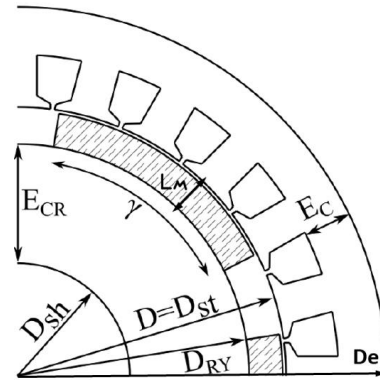


Fig. 6. Máquina de ímãs permanentes na superfície, *Surface Mounted*, sem escovas, do rotor interior. Fonte: (PAULA, SANTOS, ANDRADE JR, VIELA e ALMEIDA, 2019).

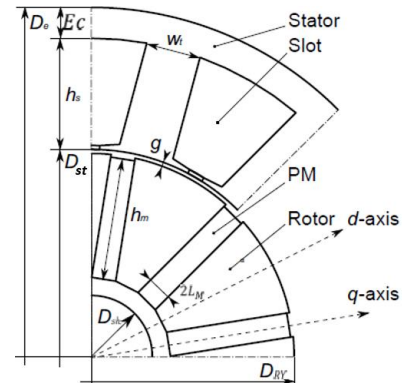


Fig. 7. Máquina tipo ímãs permanentes embutidos, *Spoke type*, sem escovas, do rotor interior. Fonte: (CARRARO, BIANCHI, ZHANG e KOCH, 2014).

E. Dimensionamento inicial do estator e dos dentes do estator

Geralmente a espessura mínima do núcleo do estator precisa ser somente metade da soma das espessuras dos dentes de um pólo (MILLER e HENDERSOT JR, 1994). Sendo E_C , obtida a partir da equação (27). É importante garantir que o núcleo do estator tenha uma certa folga de trabalho, para que não sofra

saturação magnética, o que reduz a eficiência e aumenta as perdas do motor.

$$E_C = \frac{\frac{1}{2}(1-f_{lkg}) \cdot B_M \cdot A_M}{B_T \cdot L_{STK}} \quad (27)$$

Onde B_T representa a densidade de fluxo magnético máxima para que o material ferromagnético não sature; e f_{LKG} é denominado de fator de dispersão do fluxo magnético (f_{LKG}), calculado a partir da equação (28).

$$f_{lkg} = 1 - \frac{\phi_g}{\phi_p} \quad (28)$$

Sendo que ϕ_g representa o fluxo magnético que atravessa o entreferro e chega até o estator (por polo).

Como valor do fator de dispersão ($f_{LKG} = \frac{\phi_g}{\phi}$) tem um valor típico variando entre 0,8 e 0,9 (HENDERSOT JR, 1994), para os cálculos iniciais, pode-se adotar $f_{LKG} = 0,9$. Porém, para satisfazer a equação (28), deve-se considerar que $f_{LKG} = 0$ quando a dispersão for irrelevante e $f_{LKG} = 1$ quando não houver fluxo passando do rotor para o estator.

Já o dimensionamento dos dentes do estator, é um dos mais importantes aspectos do projeto de máquina sem escovas com ímãs permanentes. Sendo eles os responsáveis pela concentração do fluxo magnético que passa pelas bobinas (fluxo concatenado). Em que muitas vezes um dimensionamento não adequado dos dentes afeta negativamente o funcionamento da máquina, como por exemplo, provocando o aumento do cogging torque ou rápida saturação do estator.

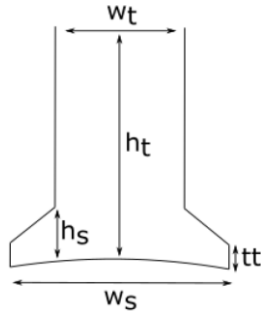


Fig. 8. Modelo do dente do estator. Fonte: (PAULA, SANTOS, ANDRADE JR, VIELA e ALMEIDA, 2019).

Como abordado por MILLER e HENDERSOT JR (1994), o fluxo magnético que atravessa os dentes do estator é igual ao fluxo magnético total do rotor multiplicado pelo fator de dispersão do fluxo, como na equação (29). Dessa equação, então, pode-se calcular a espessura do dente (w_T), na equação (30).

$$N^{\circ}_{dentes} \cdot B_T \cdot L_{STK} \cdot w_T = f_{lkg} \cdot 2p \cdot \phi \quad (29)$$

$$w_T = \frac{(1-f_{LKG}) \cdot 2p \cdot \phi_p}{N^{\circ}_{dentes} \cdot B_T \cdot L_{STK}} \quad (30)$$

A largura total da sapata é dada pela equação (31). De acordo

com MILLER e HENDERSOT JR (1994), a extremidade da sapata que ultrapassa a espessura do dente (w_T), dada pela equação (31), deve ser igual à altura da sapata (h_s), para que assim, o dente não sature e não contribua para o cogging torque.

$$w_s = \frac{\pi}{N} \cdot D_{st} - w_o \quad (31)$$

$$h_s = \frac{w_s - w_T}{2} \quad (32)$$

Onde a abertura entre as ranhuras (w_o), ou a distância entre as sapatas dos dentes, é de escolha do projetista, considerando que este dimensionamento implica diretamente na montagem dos enrolamentos do estator.

De acordo com HANSELMAN (1994), se a altura da ponta do dente (tt), dada pela equação (33), for muito pequena, a ponta da sapata do dente se torna saturada pelo fluxo magnético, adicionando outra variável de relutância que produz cogging torque.

$$tt = \frac{w_o}{2} \quad (33)$$

Já a altura do dente (h_t), dada pela equação (34), é um dos parâmetros que determina a área de cada ranhura. Seu valor máximo é determinado pela diferença do diâmetro externo do estator (D_e), menos a espessura do núcleo (E_c), menos o diâmetro interno do estator (D_{st}).

$$h_t = D_e - E_c - D_{st} \quad (34)$$

F. Cálculo do número de espiras por bobina

O cálculo do número de espiras por bobina está diretamente associado à constante de velocidade do motor (ke), dada pela equação (35), dada em $V \cdot s/rad$. Logo, partindo para o primeiro cálculo, de acordo com MILLER e HENDERSOT JR (1994), uma boa regra para um motor com ímãs de Ferrita, é iniciar com a velocidade máxima em 80% da velocidade sem carga. Já para um motor de ímã de terras-raras, 90% da velocidade máxima satisfaz os cálculos iniciais.

$$ke = \begin{cases} \frac{V_{cc} \cdot 0,8}{\omega_{max}}, & \text{para o ímã de Ferrita} \\ \frac{V_{cc} \cdot 0,9}{\omega_{max}}, & \text{para o ímã de Terra - rara} \end{cases} \quad (35)$$

Então, para o cálculo do número de espiras por bobina ($N^{\circ}_{bobinas}$) de um motor trifásico, utiliza-se a equação (36).

$$N^{\circ}_{bobinas} = \frac{ke \cdot \pi}{4 \cdot p} \cdot \frac{1}{(1-f_{lkg})} \cdot \frac{1}{N^{\circ}_{bobinas}} \cdot \frac{1}{f_{fase}} \cdot a \quad (36)$$

G. Cálculo da área de cada ranhura e dimensionamento dos condutores

É importante durante o projeto visualizar a área de cada ranhura do estator, uma vez que o condutor dimensionado

inicialmente pode não oferecer o melhor aproveitamento do espaço, assim, por ser um processo iterativo, o projetista pode optar tanto por trabalhar com outro condutor, quanto alterar as dimensões do estator da máquina. Além disso, a geometria do estator também pode ser alterada visando a redução do *cogging torque*, conseqüentemente, provocando alterações nas áreas das ranhuras.

Para obter a área da ranhura ($A_{ranhura}$) utiliza-se a equação (37), de forma que esta só se aplica geometria do dente simples:

$$A_{ranhura} = \pi \cdot \frac{(D_{st}+2 \cdot h_t)^2 - (D_{st}+2 \cdot h_s)^2}{4 \cdot N^{\circ} RANHURAS} - w_t \cdot (h_t - h_s) \quad (37)$$

Um fator de preenchimento da ranhura (f_{slot}) deve ser levado em conta, pois a área da ranhura não é totalmente ocupada. Este fator é de $0,3 \leq f_{slot} \leq 0,35$ para enrolamento duplo; e $0,65 \leq f_{slot} \leq 0,7$ para enrolamento simples. Assim, o diâmetro da seção dos condutores (D_w) a serem utilizados nas bobinas que irão preencher as ranhuras é dada pela equação (38) (MILLER e HENDERSOT JR, 1994).

$$D_w = \left(\frac{A_{RANHURA} \cdot f_{slot}}{N^{\circ} \text{ espiras bobinas}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (38)$$

H. Cálculo do valor da resistência por fase

De acordo com HANSELMAN (1994), múltiplas bobinas conectadas juntas para formar fases é uma característica básica do projeto de motores elétricos. Bobinas tem duas propriedades elétricas: a resistência elétrica e a indutância. A resistência elétrica, dada pela equação (39), é uma propriedade que representa a resistência (R), em ohms, oferecida pelo material à passagem de corrente elétrica.

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} \quad (39)$$

Onde ρ representa a resistividade elétrica, dada em ohms/metro; l representa o comprimento do material em metros; e A é a área da seção transversal do conductor em metros quadrados.

Assim, MILLER e HEDERSOT JR (1994) afirma que o comprimento médio de uma volta de espira (CMV), equação (40), pode ser aproximado para a soma de duas vezes a altura do pacote do estator (L_{stk}), mais duas vezes o comprimento da cabeça da bobina (aproximadamente o comprimento do dente vezes o passo da bobina). Assim, da equação (41) chega-se ao valor da resistência por fase.

$$CMV = 2 \cdot \left(1,2 \cdot L_{STK} + \frac{\pi \cdot (D_e - E_c) \cdot \sigma}{N^{\circ} RANHURA} \right) \quad (40)$$

$$R_{fase} = CMV \cdot N^{\circ} \frac{\text{espiras}}{\text{bobinas}} \cdot N^{\circ} \frac{\text{bobinas}}{\text{fase}} \cdot \rho \quad (41)$$

I. Estimativa da corrente e Torque para uma determinada velocidade

Uma estimativa para a corrente elétrica (I) nos enrolamentos a uma determinada velocidade angular (ω_M) e tensão de barramento (V_{cc}) pode ser dada pela equação (42).

$$I = \frac{V_{cc} - k_e \cdot \omega_M}{R_{linha}} \quad (42)$$

Onde R_{linha} é a resistência de linha, calculada como duas vezes a resistência por fase (R_{fase}).

Já o cálculo do torque (T), para a velocidade escolhida, é dado pela equação (43).

$$T = kt \cdot I \quad (43)$$

Sendo kt a constante de torque, considerada como sendo igual a constante de velocidade.

J. Cálculo das perdas: resistivas e magnéticas

As perdas ôhmicas são dadas pela a equação (44).

$$P_{ohm} = R_{linha} \cdot I_{RMS}^2 \quad (44)$$

As perdas magnéticas no núcleo do estator ocorrem, principalmente, devido às variações do fluxo magnético. Para o motor de ímãs na superfície, as indutâncias são aproximadamente constantes nas posições do rotor, porém, as indutâncias do motor *Spoke Type* são bastante variáveis nas posições do rotor, e são maiores do que as do ímã de superfície. Tal fenômeno é resultado da relutância magnética reduzida dos motores tipo *Spoke* (LEE, KANG e YOU, 2004).

A frequência de excitação do campo magnético, associada à frequência de chaveamento do inversor faz com que as perdas magnéticas estejam diretamente associadas à velocidade de rotação do motor (f_E), dada pela equação (45).

$$f_E = \frac{p \cdot \omega}{2 \cdot \pi} \quad (45)$$

Assim, em acordo com HANSELMAN (1994), destaca-se que as perdas magnéticas são função da frequência de variação do fluxo magnético e de outras propriedades do material utilizado. Logo, a equação de *Steinmetz*, ajustada para qualquer frequência, dado pela equação (46), fornece o cálculo das perdas magnéticas (MILLER e HENDERSOT JR, 1994).

$$W_{Fe} = C_h \cdot B_p^{n(B_p)} + \frac{C_e}{2 \cdot \pi^2} \cdot \left[\frac{\partial B}{\partial t} \right]^2 \quad (46)$$

Onde W_{Fe} representa as perdas magnéticas em Watts; C_h , C_e e n , os coeficientes intrínsecos do material magnético; B_p , o valor de pico da densidade de fluxo magnético senoidal; e $\frac{\partial B}{\partial t}$ valor RMS de um ciclo completo.

Outra maneira de se obter o valor das perde é por meio de simulações pelo Método dos Elementos Finitos (*Finite Element Method, FEM*), explicado no último tópico desse capítulo.

K. Análise térmica

O projeto de qualquer máquina elétrica está atrelado à análise térmica de seu funcionamento, pois muitos parâmetros dependem da temperatura em que se encontram as componentes do motor. Para os motores de ímãs permanentes, o calor produzido interfere diretamente no ponto de operação dos ímãs, na isolação dos enrolamentos e é também uma representatividade das perdas do motor. Uma vez que as perdas por corrente de Foucault, histerese e perdas resistivas nos enrolamentos estão diretamente associadas à produção de calor no motor.

Tratando-se da isolação dos condutores, é importante ressaltar que o aumento da temperatura, de 8°C a 10°C acima de uma temperatura determinada da sua classe de isolação, causa redução de metade da vida útil da mesma (MILLER e HENDERSORT JR, 1994). Assim, a isolação dos condutores é dividida em classes térmicas, que definem a temperatura nominal de trabalho do condutor e quão acima dela a temperatura pode subir. As classes térmicas são determinadas pela norma NEMA MG1 12.15-16, como na Fig. 9.

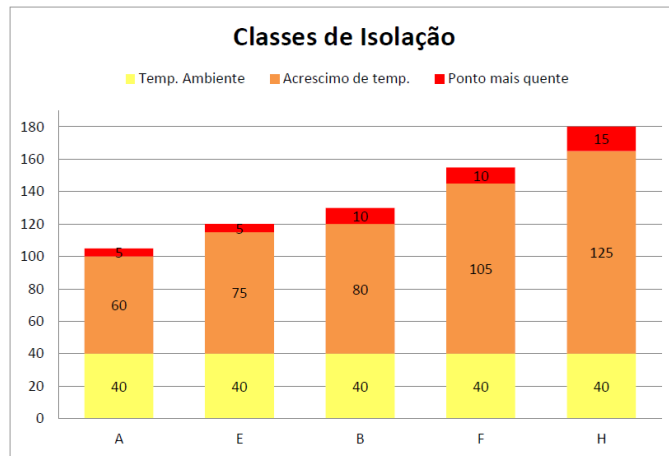


Fig. 9. Classes Térmicas segunda a norma NEMA MG1 12.15-16 (PAULA, 2011).

TABELA 5
CLASSES TÉRMICAS PARA OS ÍMÃS DE NdFeB

Classe de Material	Coef. de Expansão Térmica %/°C	Temp. Máxima de Operação °C	Temperatura Curie °C	Condutividade Térmica kcal/m-h-°C
N	-0,12	80	310	7,7
NM	-0,12	100	340	7,7
NH	-0,11	120	340	7,7
NSH	-0,10	150	340	7,7
NUH	-0,10	180	350	7,7
NEH	-0,10	200	350	7,7

Fonte: (K&J Magnetics, 2019)

Os ímãs de Neodímio Ferro Boro, ímãs de terras-raras, são classificados de acordo com os materiais utilizados na sua

fabricação. Essas classes determinam a temperatura máxima de operação do ímã, onde caso ultrapassada, resulta na desmagnetização parcial permanente do ímã. As classes e suas respectivas temperaturas de operação são dadas pela tabela (5).

L. Simulações para validação do projeto: PeMSyn

As simulações são realizadas pelo software *PeMSyn*, um software grátis e de código aberto, baseado em scripts do *MatLAB*. O *PeMSyn* é uma interface gráfica com o usuário (*graphical user interface*, GUI), que agrega diversas funcionalidades, como: automatização do desenho e dimensionamento de Máquinas de Ímãs Permanentes, projeto do enrolamento, análise pelo Método dos Elemento Finitos (*FEM*), análise da divisão de polos e levantamento da performance da máquina (PAULA, SANTOS, ANDRADE JR, VIELA e ALMEIDA, 2019).

O *PeMSyn*, para realizar o desenho da máquina e analisar sua performance, interage com o *FEMM* (*Finite Element Method Magnetic*). O *FEMM* é um software gratuito, desenvolvido pelo engenheiro e membro filiado ao *IEEE*, *David Meeker*, para criar protótipos, em conjunto com um excelente tempo de resposta, para atender as necessidades do projeto (PAULA, 2011).

IV. CÁLCULOS

O chassi do carro pode ser considerado a fundação do da conversão do veículo movido a combustão interna para um elétrico como por exemplo, sendo necessário levantar questões como: influência do peso, resistência aerodinâmica, eixos de transmissão (LEITMAN e BRANT, 2009). Este artigo parte do ponto onde já há um modelo de carro a MIC para realizar a conversão para um carro elétrico. O carro em questão se trata de um Fiat Uno Mille Smart 1.0, ano 2000, fornecido pela Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e da Computação (EMC) da UFG.

Segue na tabela 6 todos os dados básicos do veículo necessários para o início do projeto.

TABELA 6
DADOS DA FICHA TÉCNICA DO FIAT UNO MILLE SMART 1.0

Pneus traseiros e dianteiros	147/80 R13
Peso	765 kg
Área frontal (A_f)	1,9 m ²
Coefficiente de resistência aerodinâmica (C_d)	0,360

Fonte: (CARROSNOWEB, 2019)

Para apresentação dos resultados e parâmetros do projeto do motor síncrono de ímãs permanentes, será seguida a ordem proposta pela tabela 4. Concluído os cálculos que determinam os aspectos construtivos da máquina, serão realizadas simulações temporais para constatar se a mesma satisfaz as condições de aplicação.

As simulações, para fins comparativos, serão baseadas em dois tipos de projetos de máquina: o motor síncrono de ímãs permanentes na superfície do rotor e o *Spoke type*. As variações consistem basicamente na construção do rotor, onde na primeira

os ímãs se encontram na superfície do rotor e na segunda encontram-se embutidos no interior do mesmo. Para tanto é mantido para os dois casos a mesma área magnética e o mesmo dimensionamento do estator e do rotor.

A. Resistência ao rolamento

Para o projeto inicial, considerando a tabela um, e escolhendo o coeficiente de resistência (μ_{rr}) ao rolamento para uma via de asfalto ou de concreto, por meio da equação (1) é calculada a força de resistência ao rolamento (F_{rr}).

$$F_{rr} = 0,013 \cdot 765 \cdot 9,80665 \cong 97,53 \text{ N} \quad (47)$$

B. Resistência aerodinâmica

Para o cálculo da força de resistência aerodinâmica, aplica-se na equação (2), os parâmetros fornecidos pela tabela 6, onde $C_d = 0,36$ e $A_f = 1,9 \text{ m}^2$. É importante ressaltar, que nesta etapa, o projetista deve ter em mente de quanto será a velocidade nominal do motor, uma vez que é necessário conhecer a velocidade relativa do veículo em relação ao ar. Para este artigo, considerou-se a velocidade nominal do veículo como sendo de 60 km/h, visando um desempenho satisfatório em perímetro urbano, sendo necessário converter para m/s, para prosseguir com os cálculos.

$$v = 60 \text{ km/h} \div 3,6 \cong 16,67 \text{ m/s} \quad (48)$$

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \cdot 1,25 \cdot 1,9 \cdot 0,36 \cdot (16,67)^2 = 118,75 \text{ N} \quad (49)$$

C. Resistência ao Aclive

Com o objetivo de simplificar o projeto inicial, considera-se que o carro esteja se movimentando sobre uma superfície plana, ou seja, $\alpha = 0^\circ$. Então pela equação (3), tem-se a força de resistência ao aclive.

$$F_w = m \cdot g \cdot \sin(0^\circ) = 0 \text{ N} \quad (50)$$

D. Força de aceleração

Considerando que o Fiat Uno Mille Smart seja um carro de porte pequeno, seu fator de massa pode ser dado por $C_i = 1,02$. Nesta etapa, é preciso fornecer a aceleração desejada para o veículo. Para este projeto optou-se por uma aceleração próxima à fornecida pela ficha técnica na tabela 6, sendo $a = 1,35 \text{ m/s}^2$, tomando aproximadamente 20,6 segundos para o veículo ir de 0 a 100 km/h.

Com esses dados, observando a tabela 3, para $C_i = 1,02$ E uma aceleração de $1,35 \text{ m/s}^2$, é obtido o valor de F_a , que deve ser multiplicado pela razão (massa do veículo) kg/453,6 kg, para obter força de aceleração do carro (F'_a).

$$F'_a = F_a \cdot \frac{765}{453,6} = 644,1 \cdot 1,6865 \cong 1086,28 \text{ N} \quad (51)$$

E. Força de tração

A Força de Tração total (F_t) é calculada a partir da equação (5).

$$F_t = 97,53 + 118,75 + 0 + 1086,23 = 1302,51 \text{ N} \quad (52)$$

F. Torque de Tração

O Torque de Tração (T_t) é calculado a partir da equação (7), porém é preciso determinar o raio do pneu do carro. Os dados dos pneus do carro, 145/80 R13, são fornecidos pela tabela 6. Onde 140 é a largura do pneu em milímetros, 70 é a relação entre a altura e a largura do pneu, 17 é o diâmetro interior do pneu em polegadas ($17' = 431,8 \text{ mm}$). Assim, pode-se calcular o raio efetivo do pneu (r_d).

$$\text{altura do pneu} = \frac{145}{70\%} = 207,14 \text{ mm} = 0,20714 \text{ m} \quad (53)$$

$$r_d = \frac{2 \cdot 207,143 + 431,8}{2} = 423,04 \text{ mm} = 0,42304 \text{ m} \quad (54)$$

$$T_t = 1086,51 \cdot 0,423043 \cong 319,26 \text{ N.m} \quad (55)$$

E o torque do motor (T_m) é dado por (8).

$$T_m = \frac{319,2567}{0,9} \cong 354,73 \text{ N.m} \quad (56)$$

G. Potência do Motor

A demanda de potência nominal do motor é dada pela equação (9). Sendo necessário converter a velocidade nominal de km/h para rad/s.

$$\omega_m = \frac{16,67}{0,2451} \cong 67,99 \text{ rad/s} \quad (57)$$

$$P_m = 354,73 \cdot 67,99 \cong 24.121,424 \text{ W} \quad (58)$$

H. Determinação do ímã e cálculo do entreferro

Para a escolha do ímã deve-se ter os requisitos básico exigidos de máquinas de tração, como altas densidades de potência e torque, pois o ímã será responsável pela interação magnética entre rotor e estator que, por sua vez, gera torque.

Uma vez que este artigo se trata de uma análise mais qualitativa do que quantitativa do projeto da máquina, optou-se por utilizar o ímã NdFeB de 52 MGOe (N52) de maior produto de energia entre os ímãs de terras raras. Porém, é necessário que o projetista sempre tenha em mente a relação custo benefício, pois apesar do N52 apresentara maior densidade de campo magnético, é também o que apresenta o maior custo.

Já o entreferro, apesar da recomendação de MILLER e HENDERSOT JR (1994), optou-se por um entreferro de 1 mm. Já o coeficiente de permeância (PC) foi inicialmente estimado com sendo igual a 10.

Assim, com esses dados, é possível calcular a espessura do ímã (L_M), a partir da equação (11).

$$L_M = 10 \cdot 1 = 10 \text{ mm} \quad (59)$$

Logo, com o PC definido e escolhida a temperatura de operação do motor como 100°C , para determinar o ponto de operação do ímã (B_M) deve-se observar a figura 10, onde $B_M = 12.1 \text{ kGauss} = 1,21 \text{ T}$.

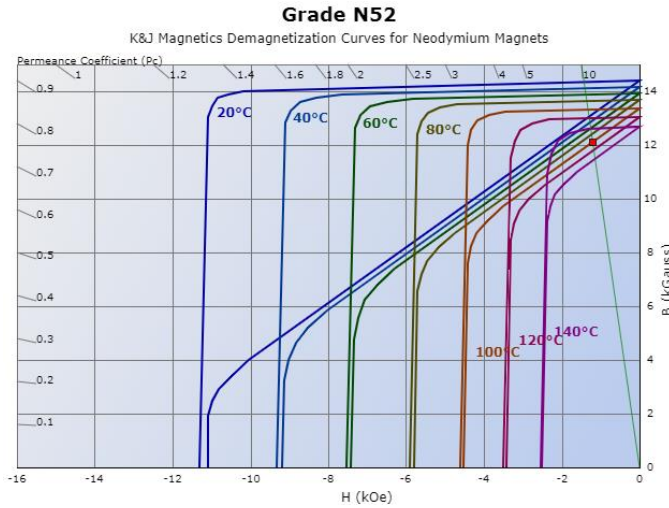


Fig. 10. Determinação do ponto de operação do ímã. Fonte: (K&J Magnetics, 2019).

I. Escolha do número de polos de número de ranhuras

Apesar da equação (12), fornecida por ISHAK, ZHU e HOWE (2004), a qual determina a melhor relação entre o número de polos e ranhuras de forma a obter o menor *cogging torque*, a escolha deste artigo é baseada, que de acordo com MILLER e HENDERSOT JR (1994), em um dos tipos de máquinas com maior facilidade construtiva e mais encontradas no mercado, a máquina trifásica de ímãs permanentes com 4 polos e 24 ranhuras.

J. Distribuição das bobinas de cada fase no estator

Primeiramente calcula-se o número máximo de bobinas por fase ($N_{BF_{MAX}}$), a partir da equação (13), que servirá com um valor de referência para o projetista.

$$N_{BF_{MAX}} = \frac{24}{3} = 8 \quad (60)$$

Em seguida, o espaçamento máximo que uma bobina ocupa no estator em número de ranhuras (σ_{max}), é dado pela equação (14).

$$\sigma_{max} = NLI \left[\frac{24}{4} \right] = 6 \quad (61)$$

Assim, a primeira bobina da fase A teria início na ranhura 1 e término na ranhura 6, até a conclusão deste tópico, será observado que está distribuição não é a adequada para o enrolamento simples. Já para determinar a localização do início da próxima bobina de uma mesma fase, são utilizadas as equações (15) e (16).

$$N_{SS} = \frac{24}{MDC[8,2]} = 12 \quad (62)$$

$$S_F = \begin{cases} \sigma_{max} + 1, \varepsilon \geq 0,5 \\ N_{SS} - \sigma_{max}, \varepsilon < 0,5 \end{cases} = 12 - 8 = 4 \quad (63)$$

Calcula-se então o *Offset*, dado pela equação (17), que permite localizar o início da primeira bobina da fase subsequente.

$$Offset = \frac{2}{3} \cdot \frac{24}{4} + 0 \cdot \frac{24}{2} = 4 \quad (64)$$

Dessa forma, a fase B tem início na ranhura 5 e a fase C, consequentemente, início na ranhura 9.

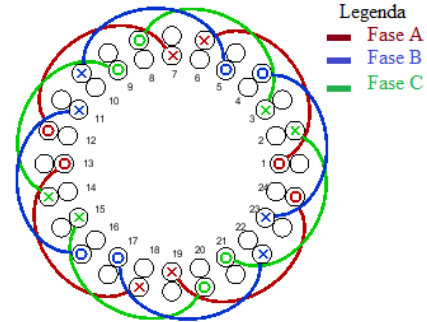


Fig. 11. Enrolamento simplificado do estator. Fonte: do próprio autor.

Como ressaltado anteriormente, o passo de bobina, $\sigma_{max} = 6$, não é adequado para o enrolamento simples, pois causaria um desbalanceamento de força radial no rotor. Para o enrolamento de camada simples o mais viável é utilizar um número ímpar de passos de bobina, garantindo o balanceamento de forças, como pode ser observado na figura (12). O passo de bobina escolhido com mais frequência para estes casos é igual a $\sigma_{MAX} - 1$ (HANSELMAN, 1994). Então para esse projeto optou-se por um passo de bobina $\sigma = 5$ e 4 bobinas por fase, com enrolamento simples, como na figura (11).

Justifica-se a escolha do enrolamento simples porque além da econômica de material, também é removido o risco de ocorrer o curto-circuito entre duas fases, dentro de um mesmo enrolamento.

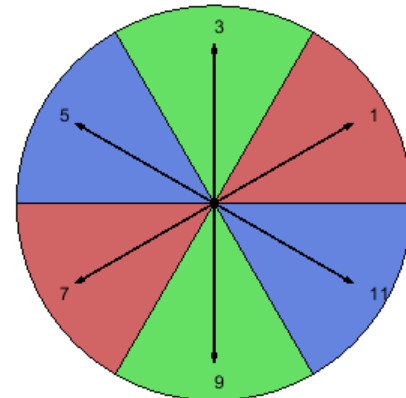


Fig. 12. Distribuição das fases representada em seções, *Star of slots*. Fonte: do próprio autor.

É importante ressaltar que ao reduzir o passo de bobina, é reduzido também com comprimento das curvas finais da bobina e altera a amplitude e o conteúdo das harmônicas do fluxo concatenado e de força contra eletromotriz.

K. Materiais aplicados no eixo, no rotor e no estator

Antes dos dimensionamentos do eixo, do rotor e do estator da máquina, é necessário que o projetista tenha em mente quais materiais serão aplicados. Uma vez que o tipo de material influencia diretamente na condução de fluxo magnético, nas perdas magnéticas e determinam também a quantidade necessária para satisfazer as condições de performance da máquina.

Assim as classes de aços para fins elétricos são divididas em dois grandes grupos: grãos orientados (GO) e grãos não orientados. Para os GO, o material apresenta suas propriedades magnéticas em uma direção específica, sendo adequadas para aplicação em transformadores de energia elétrica. Porém, em motores elétricos, onde há a presença de um campo magnético girante, materiais com propriedades magnéticas mais homogêneas em todas as direções são mais adequados, (BOHN, GUNDEL, SEVERINO, LANDGRAF e SOMMER, 2004).

Então a escolha do material aplicado no rotor e no estator foi o aço M-15 (M-15 steel), que de acordo com AKSteel (2019) apresenta uma densidade de 7,65 gm/cm³ e saturação magnética em 2,01 T.

Já para o eixo do rotor, foi escolhido o 316 stainless steel (aço inoxidável), que é uma liga de molibdênio. O fato de apresentar fraquíssima interação com os campos magnéticos justifica sua aplicação onde um metal não magnético é exigido, (GREENWOOD, 2019).

L. Projeto inicial do rotor e o cálculo do fluxo/polo

Primeiramente calcula-se o volume de rotor o qual o motor deve satisfazer de acordo com a equação (19).

$$V_0 = \frac{354,73}{30.000} \cong 0,011824m^3 \quad (65)$$

Para o projeto inicial deste artigo, é proposto um diâmetro interno do rotor igual de $D_{ry} = 200 \text{ mm}$. Então seguindo a proposta de MILLER (1989), estima-se a razão $\frac{L_{stk}}{D_{ry}}$ como sendo 1,5:1. Para assim, obter o volume do rotor (V_{rotor}) projetado calculado pela equação (20).

$$L_{stk} = 200 \cdot 1,5 = 300\text{mm} \quad (66)$$

$$V_{rotor} = \pi \cdot \left(\frac{0,2}{2}\right)^2 \cdot 0,3 = 0,0114 \text{ m}^3 \quad (67)$$

Sendo o volume do rotor dada pela equação (67), uma boa aproximação comparada ao volume necessário para 30 kN.m/m³ de torque por volume, dado pela equação (65).

Agora para o cálculo da área magnética por polo (A_M), é necessário destacar as diferenças entre o SMPMSM e o *spoke type*. Uma vez que este projeto tem fins de comparação entre essas duas máquinas, determina-se que ambas irão possuir a

mesma área magnética por polo, logo das equações (23) e (24), chega-se as relações (68) e (69). Sendo então o comprimento do ímã do *spoke type* dependente do diâmetro interno do rotor do SMPMSM, para gerar a mesma área magnética por polo.

$$\frac{\pi \cdot D_{RY} \cdot L_{stk}}{2 \cdot p} = 2 \cdot h_m \cdot L_{STK} \quad (68)$$

$$h_m = \frac{\pi \cdot D_{RY}}{4 \cdot p} \quad (69)$$

Logo, a área magnética pode ser dada pela equação (23) e o comprimento do ímã do *spoke type* pela equação (71).

$$A_M = \frac{\pi \cdot 0,2 \cdot 0,3}{4} \cong 0,047123 \text{ m}^2 \quad (70)$$

$$h_m = \frac{\pi \cdot 0,2}{2 \cdot 4} \cong 0,0785 \text{ m} = 78,5 \text{ mm} \quad (71)$$

Assim, definidas as áreas magnéticas (A_M) para cada tipo de motor, têm-se que o fluxo magnético por polo (Φ_p) é dado pela equação (24).

$$\Phi_p = 1,21 \cdot 0,047123 \cong 0,05702 \text{ Wb} \quad (72)$$

Já a espessura do núcleo do rotor (E_{CR}) para uma máquina de ímãs permanentes de rotor interno, dada pela equação (26) é aplicada somente para ao motor SMPMSM, sendo a espessura da carcaça do rotor do *spoke type* igual a diferença entre o raio interno do rotor e o raio do eixo. Onde é assumido que o diâmetro do rotor da máquina *spoke type* é igual ao diâmetro externo do rotor da máquina SMPMSM.

$$E_{CR} = \frac{1,21 \cdot 0,047123}{2 \cdot 1,6 \cdot 0,3} \cong 0,0594 \text{ m} = 59,4 \text{ mm} \quad (73)$$

Neste artigo, supõe-se que o eixo que liga o motor e a roda do carro possui 50 mm de diâmetro. Então, para a SMPMSM, a partir do resultado da equação (73), é simples observar que a soma de 25 mm de raio do eixo mais os 59,4 mm não somam o total de raio interno do rotor. Restando 15,6 mm de espessura entre o eixo e o núcleo do rotor serão preenchidos com o mesmo material não magnético do eixo, o 316 stainless steel., consequentemente diminuindo o peso do rotor e as perdas magnéticas, melhorando assim a eficiência do motor.

Porém para o motor *spoke type*, considera-se o raio do rotor igual ao raio externo do rotor da SMPMSM, como a soma do raio interno do rotor mais duas vezes a espessura do ímã, sendo igual a 220 mm. Observa-se então que devido a configuração do ímã na máquina *spoke*, não resta tanto espaço entre o eixo e o núcleo do rotor para inserção de material não magnético.

Além disso, para a *spoke type*, deve-se prever orifícios de ar nas duas extremidades de cada ímã, pois desta forma o fluxo magnético de ímã fica impedido de “fechar” nele mesmo, pois a maior parte das linhas de fluxo são direcionadas para o estator devido ao aumento da relutância magnética de redução de dispersões. Como resultado do aumento de densidade de fluxo no entreferro, a saída de torque também aumenta, (LEE,

KANG, HUR e YOU, 2004).

Para o projeto inicial, a espessura e comprimento de cada orifício de ar (*air hole*) é dada pela espessura do ímã e como sendo 2,5% do comprimento do ímã, respectivamente. Além disso, há uma barreira de fluxo que se estende desde o orifício de ar na extremidade do ímã até o entreferro entre o estator e o rotor, com espessura de duas vezes o entreferro, garantindo que a relutância seja bem maior do que aquela oferecida pelo entreferro e o estator. Dessa forma mantendo a direção do fluxo para o mesmo.

M. Dimensionamento inicial do estator

Considerando o fluxo de dispersão inicial igual a 10% do total e dada equação (27), calcula-se a espessura do estator (E_C)

$$E_C = \frac{\frac{1}{2}(1-0,1) \cdot 1,21 \cdot 0,047124}{1,7 \cdot 0,3} \cong 0,05346 \text{ m} = 53,46 \text{ mm} \quad (74)$$

Determinada a espessura do núcleo do estator, parte-se para o dimensionamento dos dentes, sendo a largura de cada dente dada pela equação (30).

$$w_T = \frac{(1-0,1) \cdot 4 \cdot 0,05702}{24 \cdot 1,6 \cdot 0,3} \cong 0,01782 \text{ m} = 17,82 \text{ mm} \quad (75)$$

A distância entre as sapatas do dente é dada por $w_o = 2 \text{ mm}$, logo a largura e a altura da sapata e a altura da ponta do dente são dados pela equação (31), (32) e (33), respectivamente. Além disso, antecedendo o cálculos citado anteriormente é preciso que o diâmetro interno do estator esteja definido, para que se possa prosseguir, sendo dado pela equação (76).

$$D_{st} = D_{ry} + 2L_m + 2g = 200 + 20 + 2 = 222 \text{ mm} \quad (76)$$

$$w_s = \frac{\pi}{24} \cdot 0,222 - 0,002 = 0,02706 \text{ m} = 27,06 \text{ mm} \quad (77)$$

$$h_s = \frac{27,06 - 17,82}{2} = 4,62 \text{ mm} \quad (78)$$

$$tt = \frac{2}{2} = 1 \text{ mm} \quad (79)$$

Já a altura do dente (h_t) é dada pela equação (34), considerando a razão $\frac{h_s}{h_t} = 0,25$.

$$h_t = \frac{4,62}{0,25} = 18,48 \text{ mm} \quad (80)$$

N. Cálculo do número de espiras por bobina

O cálculo do número de espiras por bobina ($N_{bobinas}^{espiras}$), dado pela equação (36), está diretamente associado à constante de velocidade do motor (ke), dada pela equação (35) considerando o ímã de terras-raras. Além disso, é definida uma tensão de entrada igual 400 V e velocidade máxima de 100 km/h ou 113,33 rad/s.

$$ke = \frac{400 \cdot 0,9}{113,33} \cong 3,17656 \quad (81)$$

$$N_{bobinas}^{espiras} = \frac{3,17656 \cdot \pi}{4 \cdot 2} \cdot \frac{1}{(0,9)} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{0,05702} \cdot 1 = 6,075 \cong 6 \quad (82)$$

Como uma volta de espira é sempre um valor inteiro, aproxima-se o número de espiras por bobina para o menor inteiro mais próximo, de forma a garantir que o espaço da ranhura seja preenchido corretamente.

O. Cálculo da área de cada ranhura e dimensionamento dos condutores

Para obter a área da ranhura ($A_{ranhura}$) utiliza-se a equação (37), de forma que está só se aplica geometria do dente simples, ou seja, todos os dentes idênticos.

$$A_{ranhura} = 444,6775 - 246,9852 = 197,6923 \text{ mm}^2 \quad (83)$$

Uma vez que, para este projeto, optou-se por aplicar enrolamentos simples, o fator de preenchimento da ranhura (f_{slot}) pelos condutores é definido como sendo de 0,65 Assim, o diâmetro da seção dos condutores (D_w) a serem utilizados nas bobinas que irão preencher as ranhuras, é dado pela equação (38).

$$D_w = \left(\frac{197,6923 \cdot 0,65}{6} \right)^{\frac{1}{2}} = 4,6278 \text{ mm} \quad (84)$$

Logo, o condutor que mais se aproxima do diâmetro data pela a equação (38) é o AWG 5, com 4,621 mm de diâmetro.

P. Cálculo do valor da resistência por fase

Para o cálculo da resistência por fase, deve-se conhecer o comprimento médio por volta de bobina de cada fase, dado pela equação (39). Assim, da equação (40), com a resistência característica do AWG 5 sendo de 0,8 ohms/km, chega-se ao valor da resistência por fase em ohms.

$$CMV = 2 \cdot \left(1,2 \cdot 300 + \frac{\pi \cdot (222 + 18,48) \cdot 5}{24} \right) \cong 1034,79 \text{ mm} \quad (85)$$

$$R_{fase} = 1,035 \cdot 6 \cdot 4 \cdot 0,0008 = 0,019872 \text{ ohms/fase} \quad (86)$$

Q. Análise térmica

Uma vez que é desejado que o motor opere a uma temperatura 100°C em condições nominais, deve-se escolher a isolamento das bobinas e da categoria dos ímãs, de forma que possam operar nessa temperatura sem apresentar, respectivamente, perda de isolamento e desmagnetização consequente da temperatura. Porém, deve-se considerar que pode ocorrer no motor alguns picos de corrente de curto período de tempo, que consequentemente aumentam a temperatura além da nominal, os materiais do motor devem ser capazes de suportar tais variações em curtos períodos de tempo.

Portanto, ao observar a figura 9 e a tabela 5, são escolhidas as classes térmicas: B para os condutores da bobina e NH para

os ímãs, de forma que haverá uma folga para a operação do motor, satisfazendo as condições anteriormente apresentadas.

V. SIMULAÇÕES

Para uma análise de performance e eficiência, as simulações foram divididas em duas etapas para cada tipo de máquina. A primeira consiste em uma simulação discreta do motor em vazio para obter o perfil do fluxo concatenado por fase, da constante de velocidade por fase e do *cogging torque*. Já na segunda etapa, é realizada a simulação do motor com carga, ou seja, com corrente para obtenção do perfil de torque. Sendo que os perfis de torque mostrados nas figuras, são resultado da simulação com corrente igual à 111,7 A.

As tabelas 7 e 8, fornecem os resultados das simulações sem e com carga respectivamente. Já a figura 20, fornece a corrente aplicada em ambas as máquinas para a realização das simulações com carga.

TABELA 7
RESULTADOS DA SIMULAÇÃO SEM CARGA

	SMPMSM	SPOKE
Fluxo (Wb)	1,2030	1,1613
k_e (fase, V/s/rad)	1,9567	2,1106
k_e (linha, V/s/rad)	3,8203	4,1620
Pico Cogging (Nm)	41,5280	21,0990

Fonte: do próprio autor.

Da tabela 8 é possível observar que a o motor *spoke* necessita de uma menor potência para satisfazer as condições de carga estabelecidas, o que define uma vantagem em relação ao motor de ímãs na superfície, pois retrata maior eficiência da máquina. Porém o torque médio produzido pelo *spoke* é menor do que o do SMPMSM, que para uma mesma corrente produz um maior torque e consequentemente absorve mais potência, o que o torna mais eficiente.

TABELA 8
RESULTADOS DA SIMULAÇÃO COM CARGA

	SMPMSM	SPOKE
Torque (Nm)	417,2400	408,0200
Torque Ripple (%)	9,2737	33,4820
Potência nominal (kW)	28,7320	27,7450

Fonte: do próprio autor.

Os perfis do fluxo concatenado da SMPMSM e da máquina *spoke type* são dados pelas figuras 13 e 14 respectivamente.

Observa-se como resultado das simulações que a máquina *spoke* apresenta a melhor constante de velocidade igual a $4,162 \text{ V} \cdot \text{s}$ contra $3,8203 \text{ V} \cdot \text{s}$ da SMPMSM. Sendo ambos os valores melhores do que o valor buscado para a constante de velocidade da máquina $k_e = 3,17656 \text{ V} \cdot \text{s}$.

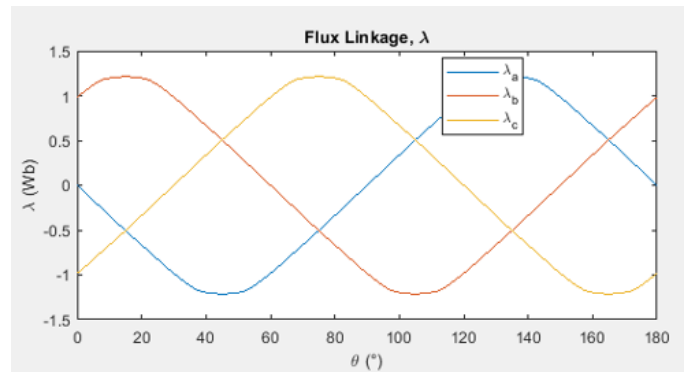


Fig. 13. Perfil do fluxo concatenado por fase da máquina SMPMSM. Fonte: imagem gerada no PeMSyn.

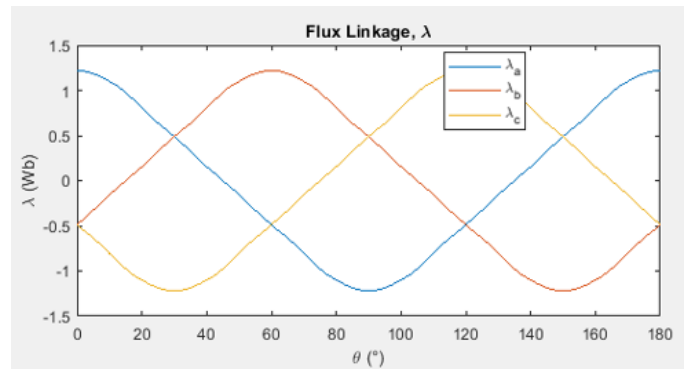


Fig. 14. Perfil do fluxo concatenado por fase da máquina *spoke type*. Fonte: do próprio autor.

Já o valor médio de pico do *cogging torque* (figura 15) é de $41,528 \text{ N} \cdot \text{m}$ para a SMPMSM e de $21,099 \text{ N} \cdot \text{m}$ para a máquina *spoke*. Porém, o Ripple do torque gerado na primeira é de 9,27237% enquanto na segunda é de 33,482%. Isso ocorre, pois, as máquinas do tipo *spoke* possuem uma alta densidade de torque por unidade de volume, resultado de seu alto torque de relutância e estrutura para concentração de fluxo dos ímãs. Porém, elas possuem um grande problema com a distorção da densidade de fluxo magnético no entreferro, problema que reduz a qualidade do torque.

Nos resultados do torque desenvolvido pelas máquinas, representados na figura 16, é possível observar que o torque da máquina *spoke* é maior do que o da outra máquina. Porém devido ao elevado ripple, o torque médio de pico é dado por $408,023934 \text{ N} \cdot \text{m}$ na *spoke* e $417,2421 \text{ N} \cdot \text{m}$ na SMPMSM. Em respeito ao torque da máquina, é importante notar também que ambas as máquinas satisfazem a condição de torque nominal de $354,7296 \text{ N} \cdot \text{m}$.

É importante ressaltar que enquanto na SMPMSM o motor trabalha apenas com um torque principal, aquele desenvolvido pela corrente nas bobinas do estator, o *Spoke* trabalha com dois: o torque produzido pela corrente e o torque de relutância. O torque de relutância é consequência da variação de indutância de acordo com a posição do rotor, que ocorre devido ao fato de os ímãs se comportarem como uma região de alta relutância magnética enquanto o núcleo se comporta como uma região de alta permeabilidade magnética. Assim, além do *cogging torque*, esse torque de relutância é em grande parte um dos responsáveis pelo alto *ripple* encontrado no torque final do motor *spoke*.

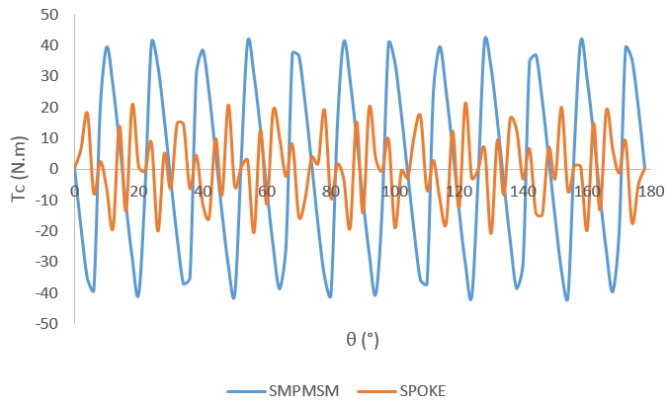


Fig. 15. Perfil de cogging torque para as duas máquinas. Fonte: do próprio autor

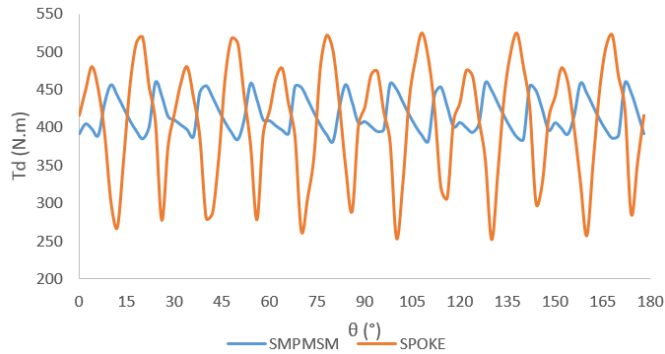


Fig. 16. Perfil do torque desenvolvido com carga, pelas duas máquinas. Fonte: do próprio autor.

Como parte da solução do projeto desenvolvido, as figuras 17 apresenta o perfil das constante de velocidade, enquanto as figuras 18 e 19 apresentam a força contra eletromotriz desenvolvida por fase.

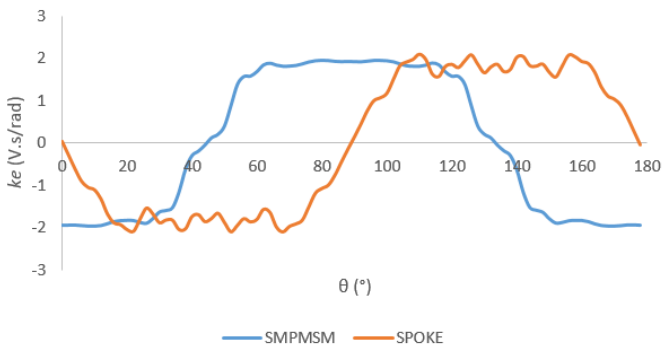


Fig. 17. Perfil da constante de velocidade. Fonte: do próprio autor.

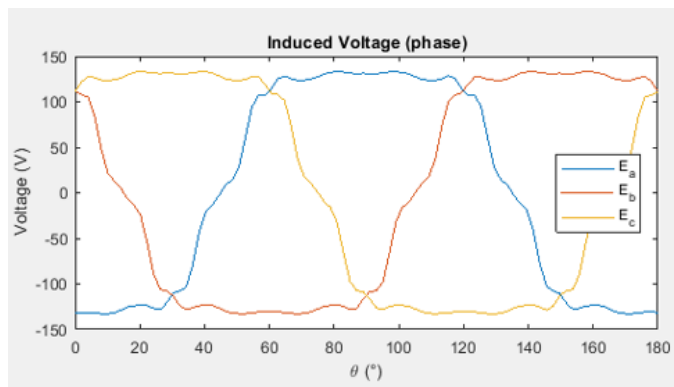


Fig. 18. Força contra eletromotriz por fase, SMPMSM. Fonte: do próprio autor.

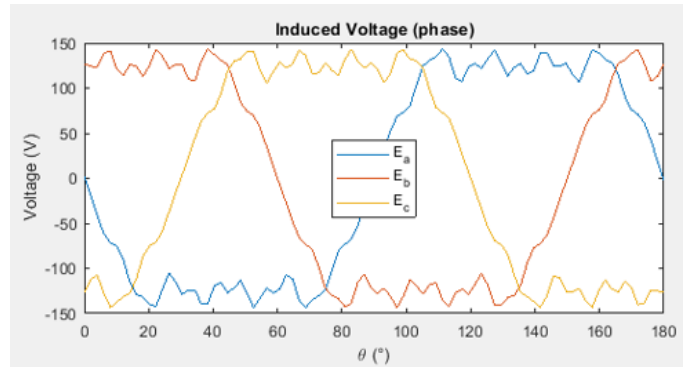


Fig. 19. Força contra-eletromotriz por fase, Spoke type. Fonte: do próprio autor.

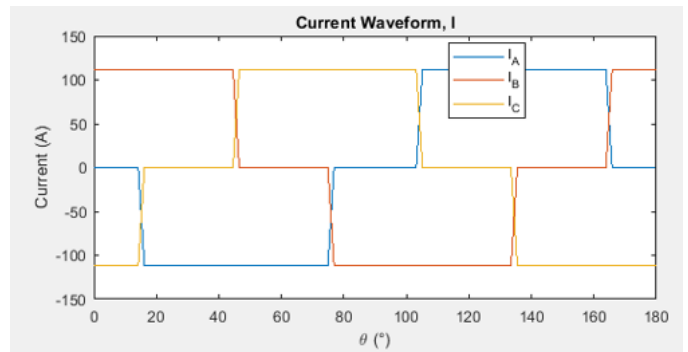


Fig. 20 Corrente por fase, tanto para a SMPMSM quanto para a máquina Spoke.. Fonte: do próprio autor

Em capítulos anteriores deste artigo, foi ressaltado que o valor de saturação do material M-15 steel é de 2,1T, porém para garantir uma folga de operação no motor, considerou-se como densidade máxima de fluxo magnético de 1,6 T. Na figura 21 e 22, é possível observar que a densidade de fluxo nos dentes do estator pode ultrapassar os 1.628 T, o que poderia acarretar em uma queda de desempenho de ambas as máquinas, porém como destacado, o ponto de saturação do material da máquina é ainda maior.

Já as tabelas 9 e 10 fornecem as dimensões e dados do estator e do rotor do motor sincrono de ímãs permanentes na superfície do rotor e do motor spoke type, respectivamente.

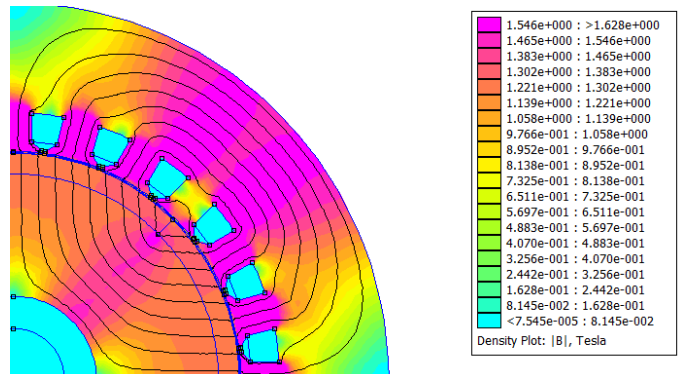


Fig. 21. Densidade de fluxo magnético no motor, SMPMSM. Fonte: do próprio autor.

TABELA 9
DIMENSÕES DA MÁQUINA DE ÍMÃS NA
SUPERFÍCIE DO ROTOR

Especificações do ímã			
Tipo	NdFeB	Classe térmica:	NH
Bm (T):	1,21	Energia (MGOe):	52
Lm (mm):	10	Altura (mm):	300
Arco (graus):	90	Orientação:	Radial

Especificações do Rotor			
Dry (mm):	200	Ecr (mm):	59,4
Altura (mm):	300	Dsh (mm):	50
Material:	M-15 steel	Polos:	4
Material do eixo:	316 stainless steel		

Especificações do Estator			
Dst (mm):	222	wt (mm):	17,82
Ec (mm):	53,46	ws (mm):	27,06
ht (mm)	18,48	wo (mm):	2
tt (mm):	1	Ranhuras:	24
hs(mm):	4,62	Material:	M-15 steel

Especificações do Enrolamento			
Num: Bobinas/Fase:	4	Num. Fases:	3
Num. Espiras/Bobina	6	Condutor:	#5 AWG
ke (V.s/rad):	3,17656	Tensão de alim. (V):	400
Resistência Linha (Ohm):	0,019872	Classe térmica:	B

Fonte: do próprio autor.

TABELA 10
DIMENSÕES DA MÁQUINA SPOKE TYPE

Especificações do ímã			
Tipo	NdFeB	Classe térmica:	NH
Bm (T):	1,21	Energia (MGOe):	52
Lm (mm):	10	Altura (mm):	300
hm (mm):	78,5	Orientação:	Radial

Especificações do Rotor			
Dry (mm):	220	Ecr (mm):	85
Altura (mm):	300	Dsh (mm):	50
Material:	M-15 steel	Polos:	4
Material do eixo:	316 stainless steel		

Especificações do Estator			
Dst (mm):	222	wt (mm):	17,82
Ec (mm):	53,46	ws (mm):	27,06
ht (mm)	18,48	wo (mm):	2
tt (mm):	1	Ranhuras:	24
hs(mm):	4,62	Material:	M-15 steel

Especificações do Enrolamento			
Num: Bobinas/Fase:	4	Num. Fases:	3
Num. Espiras/Bobina	6	Condutor:	#5 AWG
ke (V.s/rad):	3,17656	Tensão de alim. (V):	400
Resistência Linha (Ohm):	0,019872	Classe térmica:	B

Fonte: do próprio autor

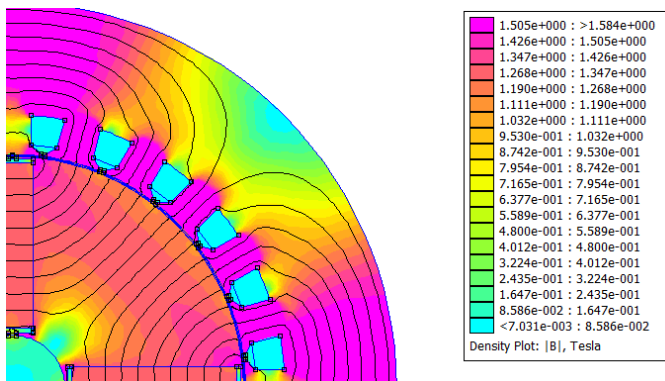


Fig. 22. Densidade de fluxo magnético no motor, Spoke type. Fonte: do próprio autor.

VI. CONCLUSÃO

Este artigo tem como objetivo apresentar um projeto inicial de um motor elétrico para a conversão do carro com motor a combustão interno, fornecido pela Universidade Federal e Goiás, em um carro elétrico. Para tanto, em um primeiro momento são definidas as etapas de projeto que antecedem o dimensionamento do motor, como, o cálculo das forças que o carro tem que superar para sair da inércia e o torque mecânico aplicada à roda por meio do eixo do motor. Em um segundo momento são apresentadas as equações e critérios que definem o dimensionamento da máquina, como diâmetro interno do rotor, diâmetro do estator, espessura dos ímãs, altura do motor, diâmetro e quantidade dos condutores. Destacando relações importantes do a razão entre o número de ranhuras e número de polos, a forma de inserção do ímã no rotor e o espaçamento das bobinas no estator. Para então serem introduzidos os conceitos

que baseiam a análise de performance e eficiência da máquina projetada.

Pontos importantes a serem destacados também, são a maneira como se deu a escolha dos materiais para fabricação do motor, pois são um elemento com extrema influência em como se dará o comportamento do mesmo. Por vezes sendo escolhidos de acordo com a forma de operação do motor, observando fatores como isolamento térmica, permeabilidade magnética e a curva de desmagnetização.

Após a definição de todos os passos, propõe-se um estudo comparativo entre duas máquinas com ímãs permanentes, o Motor Síncrono de Ímãs Permanentes Montados na Superfície do Rotor e o Motor com Ímãs Embutidos no Interior do Rotor (*Spoke Type*). Esse estudo parte da comparação entre os critérios de dimensionamento, de forma a tentar aproximar o máximo possível a forma de construção dos dois motores. Para então iniciar-se as simulações cujos resultados e gráficos fornecem uma perspectiva quantitativa e qualitativa do funcionamento dos motores, levantando suas vantagens e desvantagens.

Finalmente, destaca-se que o projeto se trata de um processo iterativo, havendo espaço para refinar ambas as máquinas e então realizar novas simulações, para enfim compará-las novamente.

VII. REFERÊNCIAS

- [1]. AKSteel. **Nonoriented Electrical Steels**. Product Data Bulletin. Disponível em: <<https://www.aksteel.com/>>. Acesso em 26 Novembro 2019.
- [2]. BOHN, F.; GUNDEL, A.; SEVERINO, A. M., LANDGRAF, F. J. G., SOMMER, R. L. **Propriedades magnéticas de aços elétricos de grão não orientado**. XVI Congresso Brasileiro de Engenharia e Ciência dos Materiais 2004, Porto Alegre.
- [3]. CARRARO, Enrico; BIANCHI, Nicola; ZHANG, Sunny; KOCH Matthias. **Permanent Magnet Volume Minimization of Spoke Type Fractional Slot Synchronous Motors**. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Conference paper, pp 4180-4187. Setembro de 2014.
- [4]. DORREL, David G. **Design Requirements for Brushless Permanent Magnet Generators for Use in Small Renewable Energy Systems**. The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp 216-221. Novembro 2007.
- [5]. DORREL, David G.; HSIEH, Min-Fu; POPESCU, Mircea; EVANS, Lyndon; STATON, David A.; GROUT, Vic. **A Review of the Design Issues and Techniques for Radial-Flux Brushless Surface and Internal Rare-Earth Permanent-Magnet Motors**. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Volume 58, pp 3741-3757. Setembro de 2011.
- [6]. EHSANI, M.; GAO, Y.; EMADI, A. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles**. Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [7]. GIERAS, J. F.; WING, M. **Permanent Magnet Motor Technology**. 2. ed. Basel: Marcel Dekker AG, 2002.
- [8]. GREENWOOD, Magnetics. **What is the Difference Between the Magnetic Properties of 304 and 316 Stainless Steel?** Disponível em: <<https://www.greenwoodmagnetics.com/resource/what-is-the-difference-between-304-and-316-stainless-steel/>>. Acesso em 25 Novembro 2019.
- [9]. HANSELMAN, D. C. **Brushless Permanent-Magnet Motor Design**. 1. ed. New York: McGraw-Hill, 1994.
- [10]. HEBALA, A.; GHONEIM, W. A. M.; ASHOUR, H. A. **Detailed Design Procedures for Low-Speed, Small-Scale, PMSG Direct-Driven by Wind Turbines**, 2019 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli, 2018, pp. 697-703.
- [11]. ISHAK, D.; ZHU, Z. Q.; HOWE, D. **Permanent Magnet Brushless Machines with Unequal Tooth Widths and Similar Slot and Pole Numbers**. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 04 Abril 2005. 584 – 590.
- [12]. KANG, Gyu-Hong; HUR, Jin; SUNG, Há-Gyeong; HONG, Jung-Pyo. **Optimal Design of Spoke Type BLDC Motor Considering Irreversible Demagnetization of Permanent Magnet**. Sixth International Conference on Electrical Machines and System, 2003. ICEMS 2003. Volume 1, pp 234-237.
- [13]. K&J Magnetics. **K&J Magnetics**, 2019. Disponível em: <<https://www.kjmagnetics.com/bhcurves.asp>>. Acesso em 22 Novembro 2019.
- [14]. LARMINIE, J.; LOWRY, J. **Electric Vehicle Technology Explained**. 1 ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Ltd., 2003.
- [15]. LEE, Byoung-Kuk; KANG, Gyu-Hong; HUR, Jin; YOU, Dong-Wook. **Design of Spoke Type BLDC Motors with High Power Density for Traction Applications**. Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Volume 2, pp 1068-1074. Outubro 2004.
- [16]. MEEKER, D. **FEMM – Finite Element Method Magnetic**. **FEMM**, 2010. Disponível em: <<http://www.femm.info>>. Acesso em 25 Novembro 2019.
- [17]. MILLER, T. J. E. **Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives**. Oxford: Clarendon Press, 1993.
- [18]. MILLER, T. J. E.; HENDERSOT JR, J. R. **Design of brushless permanente-magnet motors**. 1 ed. Oxford: Magna Physics Publications, Oxford Science Publications, 1994.
- [19]. NASAR, S. A.; BOLDEA, I. **Permanent magnet, reluctance, and self-synchronous motors**. Boca Raton: CRC Press, 1993.
- [20]. PAULA, Geyverson T.; SANTOS, Hugo E.; JR ANDRADE, Khristian M.; VILELA, Wellington M.; ALMEIDA, Thales E. P. **PeMSyn: a Free Software to Assist the Design and Performance Assessment of Permanent Magnets Synchronous Machines**. Universidade Federal de Goiás, 2019.
- [21]. PAULA, Geyverson T. **Projeto de uma máquina síncrona com ímã permanente no rotor**. Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2011.
- [22]. RAHMAN, Mohammad Mizanoor; KIM, Kyung-Tae; HUR, Jin. **Design and Analysis of Neodymium Free SPOKE-type motor with Segmented Wing Shape Permanent-Magnet for concentrating flux density**. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp 4991-4997. Setembro de 2013.
- [23]. TANAKA, Carlos Naomi. **Metodologia de Dimensionamento do Sistema de Tração para Veículos Elétricos**. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2013.